



HAL
open science

Apports des matériaux piézoélectriques pour l'intégration hybride et monolithique des transformateurs

Dejan Vasic

► **To cite this version:**

Dejan Vasic. Apports des matériaux piézoélectriques pour l'intégration hybride et monolithique des transformateurs. Energie électrique. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2003. Français. NNT: . tel-00789774

HAL Id: tel-00789774

<https://theses.hal.science/tel-00789774>

Submitted on 18 Feb 2013

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

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

THÈSE

présentée
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'ÉCOLE NORMALE SUPÉRIEURE DE CACHAN

Spécialité : Electronique – Electrotechnique – Automatique

par

Dejan VASIC

Apports des matériaux piézoélectriques pour l'intégration hybride et monolithique des transformateurs

Soutenue le 26 juin 2003 devant le jury composé de :

Président : J-L. Sanchez, Directeur de recherche au LAAS-Toulouse
Rapporteurs : B. Nogarède, Professeur à l'ENSEEIH de Toulouse
F. Bastien, Professeur à l'Université de Besançon
Examineurs : F. Costa, Maître de conférence à l'ENS de Cachan
E. Sarraute, Maître de conférence au CNAM-Paris
E. Cattan, Professeur à l'Université de Valenciennes
Invité : J-B. Quoirin, ST-Microelectronics

Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie (SATIE, UMR 8029)
Ecole Normale Supérieure de Cachan
61, avenue du président Wilson 94230 CACHAN

Avant-propos

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au SATIE (Système et Application des Techniques de l'Information et de l'Energie) de l'ENS de Cachan, dans l'équipe « Electronique de puissance et Intégration », et pour partie, en collaboration avec le PFM (Pole Francilien de Micro-systèmes) regroupant les laboratoires suivants : ESIEE de Marne-La-Vallée, MIMM/IEMN de Valenciennes/Maubeuge et IEF d'Orsay. Il s'inscrit dans le cadre d'une convention d'étude financée par le CNES (Centre National d'Etude Spatiale).

Avant d'exposer ce travail, je tiens à remercier toutes les personnes qui ont participé à son aboutissement.

Tout d'abord, je voudrais remercier Jean-Paul Louis de m'avoir accueilli au sein du laboratoire LESiR (ancien nom du SATIE), dont il était le directeur au début de ces travaux, et Sylvain Allano l'actuel directeur.

Ce travail a été conduit sous la direction de Messieurs François Costa et Emmanuel Sarraute, tout deux, Maître de conférence HDR. Je tiens à les remercier chaleureusement de leur soutien tout au long de ces trois années de thèse. Leur très grande disponibilité et les échanges scientifiques entretenus avec eux m'ont permis de mener ce travail dans les meilleures conditions possibles.

Je remercie les membres du jury, et tout d'abord Monsieur Jean-Louis Sanchez, directeur de recherche au LAAS de Toulouse, qui m'a fait l'honneur de le présider. Je remercie également Monsieur Bertrand Nogarède, Professeur à l'ENSEEIH de Toulouse et Monsieur François Bastien, Professeur à l'Université de Besançon, qui ont accepté, en qualité de rapporteur, d'examiner ce travail. Mes remerciements vont également à Eric Cattan, Professeur à l'Université de Valenciennes et à Monsieur Jean-Baptiste Quoirin de ST-Microelectronics, qui ont accepté d'être membres du jury.

Des travaux de réalisation des micro-structures n'auraient pas pu être effectués sans l'échange de compétence rendu possible par le PFM. Je remercie donc pour leur participation Messieurs F. Pressecq et J. Garnier du CNES, D. Remiens et E. Cattan de l'Université de Valenciennes, A. Bosseboeuf de l'IEF d'Orsay et P. Sangouard de l'ESIEE de Marne-la-Vallée.

Je voudrais aussi exprimer toute ma gratitude au personnel de SATIE (secrétaires, techniciens et ingénieurs). Je pense à Marie-Line Ellapin, Michel Lecrivin, Dominique Bach, Brigitte Van Elsen et Valérie Bartel pour leur sympathie et leur patience face à mes demandes.

Bien entendu, je tiens à saluer et remercier toutes les personnes que j'ai côtoyées, et plus particulièrement, Isabelle Dufour, Sandrine Hallaert, Guylaine Poulin, Jean-Michel Jarrousse, Franck Wilmot, Lionel Cima et Eric Labouré.

Je salue également toutes les personnes que j'oublie et qui pourtant ont compté durant les années passées au sein du laboratoire.

Enfin, je ne pourrai conclure sans remercier Sandra qui m'a apporté soutien et réconfort tout au long de ces années de thèse.

Titre :

Apports des matériaux piézoélectriques pour l'intégration hybride et monolithique des transformateurs

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre des problèmes d'intégration des dispositifs électriques en général et des composants passifs en particulier permettant de réaliser des systèmes de conversion intégrés.

Le travail débute avec l'étude et la caractérisation de transformateurs piézoélectriques de taille « méso » de quelques fractions de watts à quelques watts destinées à la mise en œuvre d'une commande rapprochée de transistors de puissance MOSFET & IGBT intégrée sur un substrat en PCB.

Il se place ensuite dans la problématique de l'intégration sur silicium de micro-transformateur piézoélectriques pour des systèmes d'alimentation électrique de quelques micro-watts. L'objectif est d'établir de nouvelles structures de micro-transformateur, exploitant des couches minces d'AlN et de PZT déposées par pulvérisation cathodique, dont les étapes de fabrication sont compatibles avec les technologies et les contraintes de la microélectronique.

Mots clés :

- Transformateur piézoélectrique
- Intégration hybride et monolithique
- Micro-structures
- Modélisation
- Micro-technologie

Title:

Piezoelectric materials utilisation for hybrid and monolithic integration of transformers

Abstract:

Works presented in this report concerns the problems of electric devices integration in general and passive components integration in particular aiming to carry out the realization of integrated conversion systems.

In a first part, the study and the characterization of piezoelectric transformers exhibiting millimetre-length is tackled for supply of fractions of Watts to few Watts applications. This transformer is well adopted to MOSFET & IGBT gate drive circuits integrated on a PCB substrate. This application is fully detailed in the report.

In a second part, we have been interested in the problem of integration of piezoelectric micro-transformers in a silicon substrate for supplying micro-systems. We have been proposed new micro-transformer structure realized with AlN and PZT thin layers deposited by sputtering. These manufacturing process are compatible with silicon technologies and with the constraints of micro-machining. An original prototype has been realized and characterized.

Key words:

- Piezoelectric transformer
- Monolithic and hybrid integration
- Micro-structure
- Modeling
- Micro-technologies

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I Intégration des convertisseurs : innovations et développements récents

I.1 / Introduction.....	9
I.2 / Intégration hybride.....	10
I.3 / Le transformateur piézoélectrique dans l'intégration.....	12
I.4 / Intégration monolithique des modules de puissance.....	14
I.5 / Conclusion.....	16

Chapitre II Les méso-transformateurs piézoélectriques

II.1 / Introduction.....	21
II.2 / Définition de la piézoélectricité.....	22
II.2.1 / L'effet piézoélectrique	
II.2.2 / La céramique PZT	
II.2.3 / Le coefficient de couplage électromécanique	
II.3 / Principales structures de transformateurs piézoélectriques.....	28
II.3.1 / Principe	
II.3.2 / Transformateur Multicouche (effets longitudinaux)	
II.3.3 / Transformateur circulaire (effets planaires)	
II.3.4 / Transformateur Rosen (effets couplés)	
II.4 / Etude du transformateur multicouche.....	31
II.4.1 / Mode de résonance du transformateur multicouche	
II.4.2 / Modélisation du transformateur multicouche	
II.4.3 / Analyse des caractéristiques électriques du transformateur multicouche	
II.4.3.1 Influence de la fréquence	
II.4.3.1.1 Influence de la fréquence sur le gain	

II.4.3.1.2 Influence de la fréquence sur la puissance transmise	
II.4.3.2 Influence de la charge	
II.4.3.2.1 Influence de la charge sur la pulsation de résonance	
II.4.3.2.2 Influence de la charge sur le gain	
II.4.3.2.3 Influence de la charge sur la puissance transmise	
II.4.3.2.4 Influence de la résistance de charge sur le rendement	
II.4.3.2.5 Puissance de sortie en fonction du rendement	
II.5 / Dimensionnement d'un transformateur piézoélectrique.....	43
II.5.1 / Les hypothèses de travail	
II.5.2 / Limites pratiques en puissance	
II.5.3 / Détermination des grandeurs géométriques	
II.5.4 / Procédure générale de dimensionnement	
II.6 / Conclusion.....	49

Chapitre III

Commande rapprochée des transistors à grille isolée

III.1 / Introduction.....	53
III.2 / Problématique.....	53
III.3 / Généralités sur la commande rapprochée.....	54
III.4 / Structure de la commande rapprochée.....	55
III.5 / Choix de la structure du transformateur.....	57
III.6 / Choix des matériaux.....	59
III.7 / Dimensionnement du transformateur.....	60
III.8 / Réalisation du transformateur multicouche.....	64
III.8.1 / Etapes de réalisations	
III.8.2 / Caractérisation du transformateur	
III.8.3 / Identification des éléments du schéma électrique équivalent	
III.8.4 / Couplage capacitif primaire/secondaire	
III.9 / Effets parasites	72
III.9.1 / Couplage capacitif primaire/secondaire	
III.9.2 / Courant de mode commun dû aux dV/dt	
III.9.3 / Courant de mode commun dû à l'interaction des commandes entre elles	
III.10 / Réalisation de la commande rapprochée.....	75
III.10.1 / Etage de puissance	
III.10.2 / Fonctionnement de la commande	
III.10.3 / Réalisation de la maquette	

III.11 / Résultats expérimentaux.....	77
III.12 / Conclusion.....	80

Chapitre IV

Les micro-transformateurs piézoélectriques

IV.1 / Introduction.....	83
IV.2 / Contraintes liées à l'intégration.....	84
IV.3 / Structures des transformateurs envisagées.....	85
IV.4 / Modélisation.....	86
IV.4.1 / Modélisation d'un élément simple	
IV.4.2 / Modélisation du transformateur poutre	
IV.4.3 / Validation de la modélisation sur un prototype de taille millimétrique	
IV.4.4 / Modélisation du transformateur pont	
IV.4.5 / Modélisation du transformateur membrane circulaire	
IV.4.5.1 / Modélisation d'une membrane bimorphe annulaire	
IV.4.5.2 / Modélisation du transformateur membrane circulaire	
IV.5 / Conclusion.....	113

Chapitre V

Réalisation et caractérisation des micro-transformateurs piézoélectriques

V.1 / Introduction.....	117
V.2 / Choix des matériaux piézoélectriques en couches minces.....	117
V.3 / Moyens technologiques disponibles.....	119
V.3.1 / Procédés d'obtention de couches minces sur silicium	
V.3.2 / La photolithographie	
V.3.3 / La gravure	
V.4 / Quelques aspects de la conception.....	121
V.5 / Processus technologiques de réalisation.....	123
V.5.1 / Etapes de fabrication pour l'AlN	
V.5.2 / Etapes de fabrication pour le PZT	
V.6 / Caractérisation mécanique.....	131
V.7 / Caractérisation électrique.....	135
V.8 / Identification des étapes à parfaire.....	136

V.9 / Conclusion.....	137
Conclusion générale & Perspectives.....	139
Annexes.....	145
Annexe 1 : Modélisation d'un disque piézoélectrique en mode épaisseur	147
Annexe 2 : Principe de la démodulation FSK par monostables	149
Annexe 3 : Schéma électrique de la commande rapprochée	151
Annexe 4 : Modélisation d'un élément de poutre bimorphe	153
Annexe 5 : Modélisation d'une membrane bimorphe	157
Bibliographie.....	163

Introduction générale

Introduction générale

La volonté d'intégrer les systèmes de conversion ne date pas d'hier et les progrès accomplis en ce domaine, ces dernières 50 années, le prouvent. C'est en 1948 que J. Bardeen, W. B. Shockley et W. H. Brattain, inventèrent et réalisèrent le premier transistor à pointe en germanium. En 1958, la technologie planaire permit l'apparition des premiers circuits intégrés monolithiques assurant une fonction logique sur un support en silicium. La mise en place de la réduction du coût et de la taille des systèmes put être lancée. Les convertisseurs électromécaniques cédèrent leur place aux convertisseurs statiques. L'électronique de puissance naissait. Dans les années 70, les structures de type MOS (Métal-Oxyde-Semiconducteur), caractérisées par une impédance d'entrée élevée, ont permis de s'affranchir des commandes en courant des dispositifs de puissance purement bipolaires. Les premiers transistors MOS de puissance ont donc vu le jour, préfigurant les nombreux composants de puissance basés sur l'association des technologies MOS et bipolaires. Ainsi, au cours des années 80, un pas technologique fut franchi avec l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) qui est devenu le composant de puissance le plus utilisé pour les applications de moyenne puissance. Dans les années 90, tirée par des marchés spécifiques comme l'automobile, l'éclairage ou l'électroménager, et alors que les semi-conducteurs atteignaient déjà un assez haut degré d'intégration, une tendance vers l'intégration des composants de gestion d'énergie, périphériques aux semi-conducteurs faisait son apparition. Le concept d'intégration hybride et monolithique de convertisseur était lancé.

Aujourd'hui, il apparaît clairement que le verrou technologique, limitant une intégration plus poussée des convertisseurs est situé au niveau des composants passifs (capacités, inductances, transformateurs). Ainsi de plus en plus de travaux de recherche tendent vers l'élaboration de convertisseurs hybrides reposant sur des topologies unifiées des composants semi-conducteurs et passifs. Cette démarche, poussée par de nouveaux besoins, en particulier dans les domaines des micro-systèmes (micro-actionneurs, micro-moteurs, micro-pompes, etc.) et des systèmes nomades, devrait à terme déboucher sur des convertisseurs entièrement intégrés sur silicium, on parle alors de convertisseurs monolithiques.

Il est donc clair que les voies de recherche en intégration hybride et monolithique des composants passifs restent grandes ouvertes.

C'est dans ce contexte que l'équipe « Electronique de puissance et intégration » du laboratoire SATIE (Système et Application des Techniques de l'Information et de l'Energie) s'est engagée, dans le cadre d'une convention d'étude avec le CNES (Centre National d'Etude Spatiale), dans une étude concernant l'intégration des transformateurs piézoélectriques sur silicium.

Les objectifs de cette étude sont de montrer la possibilité d'utiliser des transformateurs piézoélectriques pour réaliser des systèmes fortement intégrés, de taille millimétrique mais aussi de taille microscopique.

Le travail que nous présenterons dans ce mémoire se situe dans cette optique. Il s'articule en cinq parties principales :

Pour mieux situer notre travail dans son contexte scientifique et technique, le premier chapitre tente de donner un rapide bilan, à travers quelques exemples représentatifs, des développements récents et des innovations effectuées dans le domaine de l'intégration hybride et monolithique des systèmes de conversion. Il essaye également de poser les problèmes, aussi bien conceptuels que technologiques.

Le travail présenté dans le second chapitre porte sur des transformateurs piézoélectriques de taille mésométrique en vue de leur intégration dans des systèmes d'alimentation électrique miniaturisés de quelques fractions de Watts à quelques Watts. L'objectif est de mettre en évidence les principales caractéristiques de fonctionnement ainsi que les performances attendues de ce type de transformateur. Une méthode générale de dimensionnement de ces transformateurs sera également décrite.

Puis, dans le troisième chapitre nous étudierons l'insertion d'un transformateur piézoélectrique dans une application de commande rapprochée pour transistor de puissance. Nous essayerons de mettre en évidence la faisabilité d'une telle commande, puis de mettre au point un prototype original intégrant sur un même substrat en PCB le transformateur piézoélectrique et l'électronique de commande.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude des transformateurs piézoélectriques de taille micrométrique en vue de leur intégration dans des systèmes d'alimentation électrique de quelques micro-Watts. L'objectif est d'établir de nouvelles structures de transformateur dont les étapes de fabrication sont compatibles avec les technologies et les contraintes de la microélectronique. Nous présenterons des structures de micro-transformateurs de type poutre, pont et membrane fonctionnant par onde de flexion que nous avons imaginées. Nous

donnerons également la méthode originale de modélisation mise au point pour les étudier et les caractériser.

Et enfin, le cinquième et dernier chapitre est centré sur la réalisation et la caractérisation des structures de micro-transformateurs piézoélectriques unimorphes. La conception ainsi que les différentes étapes intervenant dans le processus technologique de fabrication sont présentées. Les résultats obtenus par une caractérisation mécanique, réalisée par interférométrie, et électrique sont ensuite présentés.

Chapitre I

Intégration des convertisseurs : innovations et développements récents

Chapitre I

Intégration des convertisseurs : innovations et développements récents

I.1 / Introduction

Depuis un certain nombre d'années, nous observons une tendance à l'intégration des systèmes de conversion statique dans tous les domaines d'application et de puissance. Cette évolution a surtout été marquée dans la gamme de puissance de quelques dizaines à quelques milliers de watts avec les techniques d'assemblage hybride de semi-conducteurs de puissance et de composants passifs, associant la commande et les systèmes de protection. Elle est due notamment à des interrupteurs plus rapides présentant une densité de courant croissante, à des améliorations sensibles des performances des matériaux existants ou à l'utilisation de nouveaux matériaux. Des progrès ont été également réalisés sur le packaging et les techniques de connexion des puces [1], qui ont été accompagné d'avancées importantes en matière de refroidissement [2]. Ces évolutions en matière de packaging ont été facilitées par des outils performants de conception et de simulation [3].

Malheureusement, ce progrès technologique ne s'est pas effectué à la même vitesse pour tous les composants. En effet, si la taille des transistors se réduit de plus en plus, ce n'est pas aussi simple pour les composants passifs, notamment inductifs liés au filtrage, à la protection des semi-conducteurs ou à l'isolement galvanique des structures. Ainsi, les limites actuelles pour l'intégration complète des systèmes se situent principalement sur la réalisation des composants de gestion d'énergie, périphériques aux semi-conducteurs. Un article récent [4] estime à moins de 20% du niveau souhaitable, le niveau atteint pour l'intégration des composants passifs ou des refroidisseurs.

De plus, avec l'apparition de nouvelles applications, en particulier dans le domaine des micro-systèmes (micro-actionneurs, micro-moteurs, micro-pompes, etc.), une intégration encore plus poussée des systèmes d'alimentation devient nécessaire. Ces nouveaux besoins ont conduit naturellement vers le développement de micro-convertisseurs monolithiques entièrement intégrés sur un substrat en silicium.

L'objectif de ce premier chapitre est, à travers quelques exemples représentatifs, de présenter les développements récents des convertisseurs statiques, dans des gammes de puissance de quelques milli-watts à quelques centaines de watts.

I.2 / Intégration hybride

L'intégration hybride, qui se situe à mi-chemin entre l'intégration monolithique et le discret, permet d'associer sur un même substrat les divers composants mis en jeu dans la réalisation d'un système de conversion statique d'énergie grâce à l'utilisation simultanée de matériaux adéquats et de méthodes d'assemblages adaptées, et cela tout en respectant les contraintes d'échauffement et d'isolation galvanique entre les différents éléments. Ce mode d'intégration concerne les applications fonctionnant dans des gammes de puissance supérieures à celles couvertes par l'intégration monolithique, allant de quelques Watts à plusieurs kW.

Ferreira [5] fut l'un des premiers à proposer une intégration hybride totale de structure de conversion d'énergie. Son concept suggère une topologie unifiée des composants semi-conducteurs (transistors de puissance et circuits intégrés) et des composants passifs (capacités, inductances, transformateurs) sous la forme de modules multicouches et multi-puces imbriquables. Cette approche rend possible l'exploitation des avantages complémentaires de chacune des structures planaires et permet ainsi d'obtenir des convertisseurs extra-plats, dans lesquels le nombre de composants et la longueur des connectiques sont optimisés, les perturbations électromagnétiques émises sont alors considérablement diminuées et le coût de fabrication est minimisé.

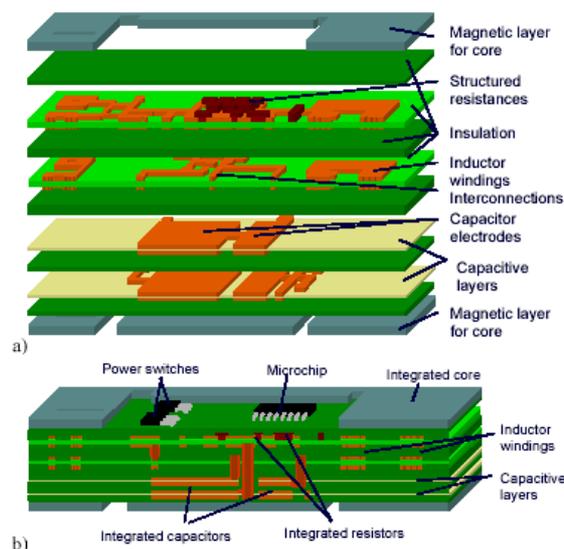


FIGURE I.1 : Principe d'une intégration totale de convertisseur [5]

a) Les différentes couches b) Circuit complet

En revanche, ce concept oblige à repenser entièrement l'architecture des composants passifs et donc de faire appel à de nouvelles techniques de réalisation. De plus, ces techniques qui consistent à alterner le dépôt de matériaux de natures différentes (magnétiques : ferrite et diélectriques : céramiques), avec des couches de circuit imprimé servant de support aux pistes

et aux semi-conducteurs de puissance (cf. figure I.1), engendrent de nouvelles difficultés, limitant l'obtention de composants passifs capables de supporter de très fortes contraintes courant-tension [6].

En effet, cette technique est assez bien adaptée pour la réalisation des capacités, il suffit d'insérer dans la structure une couche de matériau diélectrique sur laquelle sont déposés deux électrodes [7]. Par contre, la réalisation des inductances et des transformateurs pose un peu plus de difficultés, pour ces composants, il est nécessaire d'utiliser un noyau magnétique qui tout en restant planaire minimiserait les lignes de fuites. Pour cela plusieurs techniques sont utilisées. La première consiste à déposer, comme pour une capacité, un matériau magnétique de type Ni-Fe [8], ou des polymères mélangées à de la poudre de ferrite [9]. Cependant ces matériaux ne sont pas encore optimisés et présentent des pertes conséquentes. La seconde technique est celle classiquement utilisée pour les composants discrets, elle consiste à insérer le circuit imprimé dans un noyau magnétique.

Un exemple de convertisseur DC/DC (42V/12V) à très haut degré d'intégration, d'une puissance de 2,1kW et fonctionnant à une fréquence de 170kHz, réalisé par Ferreira dans [10] est présenté figure I.2. Les dimensions sont les suivantes : longueur = 130mm, largeur = 70mm et épaisseur = 21mm.

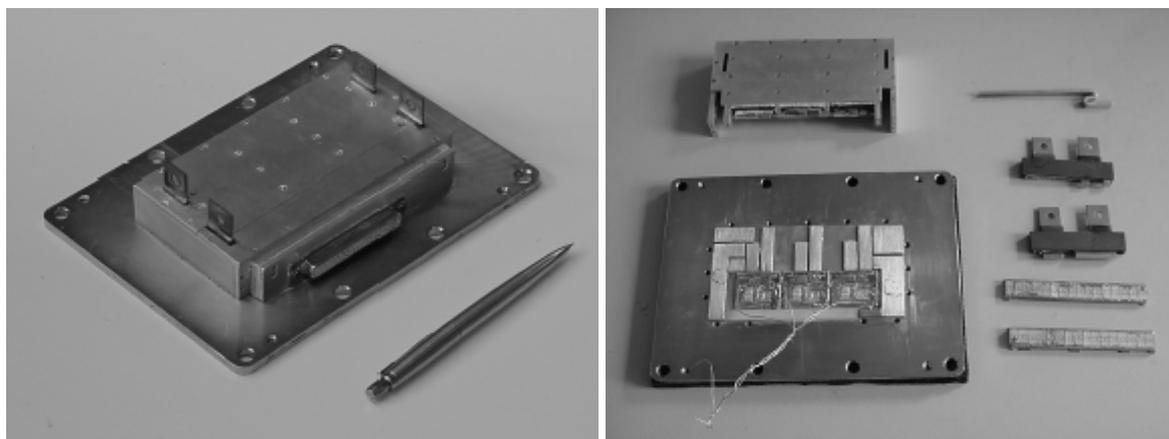


FIGURE I.2 : *Convertisseur DC/DC de 2,1kW*

La figure de droite montre la structure interne du convertisseur. Sur le socle, situé en bas à gauche, on voit apparaître le circuit imprimé avec les transistors MOS. Au dessus, sont placées les inductances planaires de filtrage et de CEM avec leurs noyaux magnétiques. A droite, apparaissent les connecteurs supportant 150A, en bas à droite sont les capacités. La densité volumique de puissance obtenue avec ce convertisseur est proche de $10,5\text{W}/\text{cm}^3$.

I.3 / Le transformateur piézoélectrique dans l'intégration hybride

Le transformateur piézoélectrique, de par sa structure physique et de par ses propriétés trouve actuellement un nombre croissant d'applications en électronique de puissance. Sa structure planaire le destine naturellement dans les applications en conversion statique où l'on recherche miniaturisation et haute tension ; citons l'alimentation des tubes photomultiplicateurs [11] ou le rétro-éclairage des écrans LCD : le transformateur piézoélectrique permet d'atteindre très facilement la haute tension (2kV) nécessaire aux lampes à cathode froide sous un volume compact avec une bonne isolation galvanique. D'autres applications sont en voie d'émergence dans le domaine de la conversion d'énergie en moyennes et basses tensions :

- En moyenne tension des développements sont en cours pour les dispositifs d'alimentation des lampes fluo-compactes [12], [13]. La puissance fournie est de l'ordre de 1 à 30W sous une tension alternative de 120V (régime établi) à 300V (allumage) aux environs de 100kHz et avec un rendement supérieur à 80%.

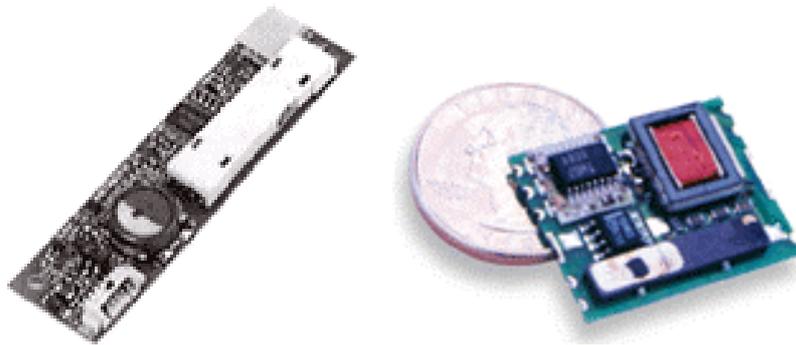


FIGURE I.3 : *Convertisseurs piézoélectriques DC/DC*

La figure I.3 présente deux convertisseurs DC/DC. Celui de gauche est commercialisé par la société « NEC », ses dimensions sont de 10cmx1cm avec une épaisseur de 0,5cm pour une puissance de 5W, la densité de puissance est donc d'environ 1W/cm³. Le second d'une puissance de 1W (10V/700V) est commercialisé par la société « Tamura » ses dimensions sont 4,6cmx2,3cmx0,5cm.

- En basse tension, l'usage de transformateurs piézoélectriques permet une très forte intégration des blocs d'alimentation AC/DC (110V/12V). Sur la figure I.4 est présenté un convertisseur réalisé par « Alcatel », d'une puissance de 10W, intégré directement dans la prise courant [14], [15]. Il comprend le filtre de courant de mode commun, ainsi que le filtre

de sortie et une inductance servant à l'alimentation résonante du transformateur piézoélectrique.

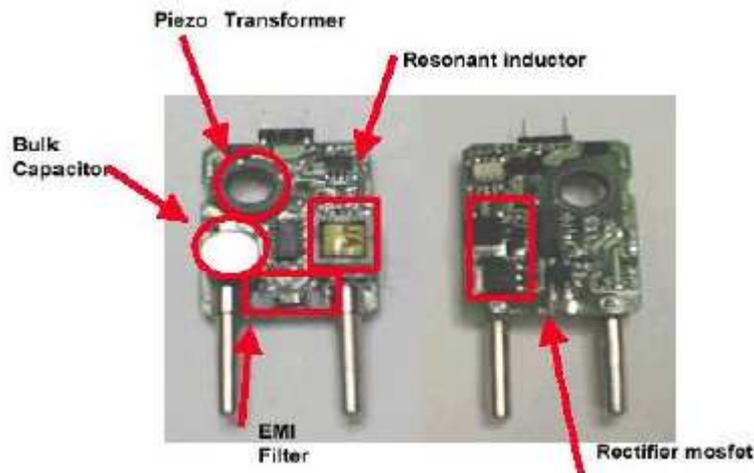


FIGURE I.4 : *Dispositif de conversion AC/DC (115V~/12V, 10W) intégré dans une prise secteur*

Nous verrons par la suite, que le transformateur piézoélectrique se comporte principalement comme un filtre sélectif : il peut transmettre de la puissance s'il fonctionne autour de sa résonance, sa bande passante est donc étroite. En conséquence, le rendement et le gain (rapport de transformation) fluctuent largement avec sa charge. Ceci constitue une différence très importante par rapport à un transformateur magnétique où ces deux paramètres sont quasiment constants sur une grande dynamique de charge et de fréquences de fonctionnement. Cette spécificité trouve donc des conséquences vis-à-vis des structures de conversion dans lesquelles ils sont plongés ainsi que leurs modes de commande. Ainsi, il faudra distinguer les familles d'applications selon la variabilité de la charge et de la tension de sortie. La structure de conversion peut exploiter le caractère capacitif du transformateur pour assurer une commutation du convertisseur en mode ZVS (Zero Voltage Switching), la structure est très simple. Aussi, selon le degré de variabilité de la charge, ce mode de fonctionnement doit être étendu par des composants réactifs supplémentaires.

De façon générale, le caractère intrinsèquement capacitif du transformateur piézoélectrique conduit à devoir gérer dans la structure des énergies réactives qui contribueront soit à dégrader le facteur de dimensionnement des interrupteurs lorsque des inductances sont associées (existence de régimes oscillants), soit à dégrader le taux de transmission de puissance (rapport entre le temps pendant lequel le transfert de puissance s'opère et la période de découpage).

Compte tenu de la nature capacitive du transformateur piézoélectrique, il convient de respecter les règles d'association sources/charge lorsque l'on veut l'insérer dans un convertisseur statique. Dans la plupart des applications, la source d'entrée est un générateur de tension et on ne peut donc l'associer au transformateur via les interrupteurs commandés qu'à trois conditions :

- soit en respectant les conditions d'égalité de tension de part et d'autre des interrupteurs lorsqu'ils doivent être commandés à l'amorçage ; autrement dit ils doivent fonctionner en commutation à zéro de tension (mode ZVS). La structure de conversion peut être très simple (association directe d'une cellule de commutation entre le transformateur et la source de tension) mais ce mode est toutefois restrictif vis-à-vis de fluctuations de la charge,
- soit en changeant la nature de la source de tension d'entrée par une inductance qui modifie la nature du transfert d'énergie : on réalise une connexion source « courant » à une charge « tension ». La structure est donc plus complexe car intégrant un ou deux éléments inductifs,
- soit en modifiant la nature de la charge constituée par le transformateur piézoélectrique en l'associant avec une inductance et parfois un condensateur en parallèle avec son entrée.

Tous les convertisseurs associés à un transformateur piézoélectrique ne peuvent donc fonctionner que sur ces trois principes et on voit apparaître les limitations qui en résultent en terme de complexité de la structure et en terme de limitations du domaine de variation de la charge.

I.4 / Intégration monolithique des convertisseurs statiques

La volonté de réduire la taille et le poids des équipements portables (téléphones, micro-ordinateurs, agendas électroniques), ainsi que le développement de nouvelles applications dans le domaine des micro-systèmes, ont engendré des efforts de recherche sur une intégration plus poussée des structures de conversion d'énergie. La solution, qui semble se dessiner pour une telle évolution, est une intégration monolithique de tous les composants et notamment des éléments passifs, débouchant ainsi sur la réalisation de micro-condensateurs et micro-bobines sur silicium.

Ces besoins d'intégration ont donc conduit au développement de travaux (en particulier au LAAS de Toulouse [16]) relatifs à la réalisation d'éléments passifs sur silicium dans la perspective d'évoluer vers des convertisseurs monolithiques. Cette approche permet de diminuer le nombre de composants et les connexions en vue de conduire à des produits plus fiables et moins onéreux. Le GDR ISP, auquel l'équipe « Electronique de puissance &

Intégration » participe, développe depuis un certain nombre d'année cette problématique. De nombreuses applications de filtres basées sur des réseaux LC sont également concernées.

Pour les applications micro-convertisseurs, les condensateurs réalisés sur silicium sont dédiés à des fonctions de stockage de l'énergie, de filtrage sous basse tension, ou encore pour des circuits d'aide à la commutation, lesquels utilisent des condensateurs à capacités non-linéaires, sous des tensions élevées : quelques centaines de volts, permettant d'améliorer les conditions de commutation des interrupteurs de puissance. Si la topologie des capacités est assez simple, un condensateur n'étant jamais constitué que d'un empilement de matériau diélectrique et d'électrodes conductrices, des recherches importantes ont été menées sur l'amélioration du rapport entre la valeur de la capacité et la surface de puce. Ainsi, des techniques de gravure profonde sont utilisées pour fabriquer des condensateurs « en tranchés » sur silicium [17], permettant d'augmenter considérablement le rapport entre la surface effective du condensateur et la surface de la puce. La valeur de la capacité est ensuite liée aux caractéristiques de l'isolant et peut être augmentée en utilisant des diélectriques à forte permittivité déposés en couche mince.

Les travaux concernant la réalisation de micro-structures magnétiques sont assez récents et ont été rendus possibles grâce au développement des technologies de dépôt de couches minces magnétiques (Ni-Fe, Co-Fe) mises en œuvre pour l'enregistrement notamment. Cependant, pour ce type de composants, la réalisation des enroulements reste très délicate. Les techniques classiques de fabrication, qui consistent à enrouler un conducteur autour du noyau magnétique (cf. figure I.5-a), sont mal adaptées à la réalisation de bobines sur silicium. Différentes solutions ont été imaginées utilisant des matériaux conducteurs ou magnétiques et permettant de réaliser des noyaux magnétiques et des enroulements sur des épaisseurs de plusieurs dizaines de microns. La figure I.5 montre des exemples de morphologie de micro-bobines, la première, peu efficace, consiste à réaliser un enroulement planaire de type spirale (cf. figure I.5-b). La deuxième consiste à reproduire la forme classique d'un solénoïde par stratification et interconnexion des couches conductrices supérieures et inférieures (cf. figure I.5-c). Une troisième solution consiste cette fois à imbriquer les matériaux conducteurs et ferromagnétiques en formant des méandres (cf. figure I.5-d).

Généralement, les procédés technologiques de réalisation de ces micro-bobines, dites froides, permettent de faire du post processing et donc d'envisager une intégration avec les dispositifs semi-conducteurs. Des premiers prototypes présentant une valeur d'inductance de 35nH/mm^2 à 1MHz ont été réalisés. Le procédé de fabrication utilisé est entièrement compatible avec un procédé MOS standard, et des micro-transformateurs présentant une puissance de sortie de 1W sont envisageables, [18] à [21]. Toutefois, il faut rester prudent sur ces résultats car de

nombreux verrous technologiques sont présents. En effet les dépôts de circuit magnétique et des conducteurs en cuivre posent encore des problèmes de continuité et de porosité.

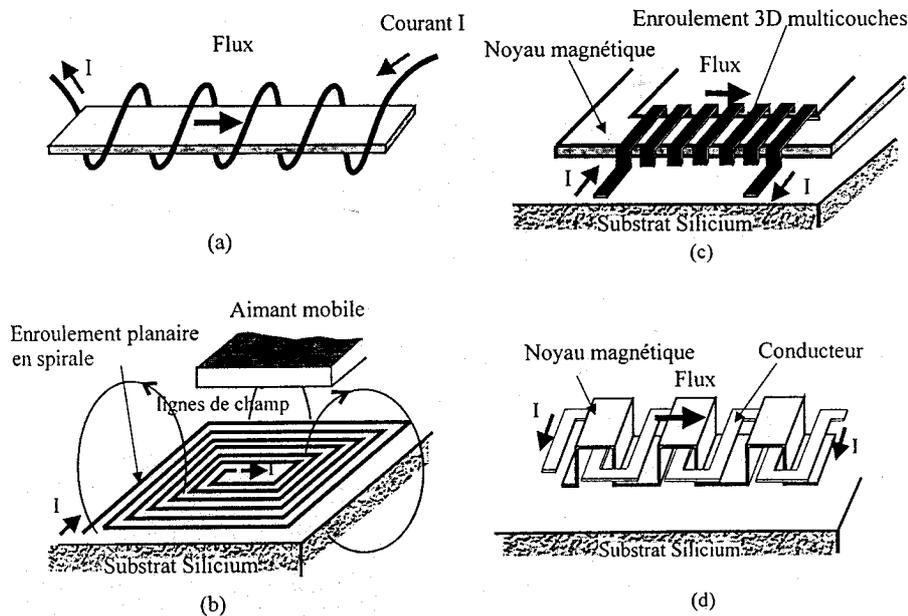


FIGURE I.5 : Différentes morphologies de micro-enroulement [18]

Une autre solution consiste à exploiter la troisième dimension en réalisant une inductance spiralée superposée sans fer. En France, la société PHS a très récemment réalisé une inductance micro-usinée de 4,7nH et un facteur de qualité de 55 à 2GHz (cf. figure I.6).

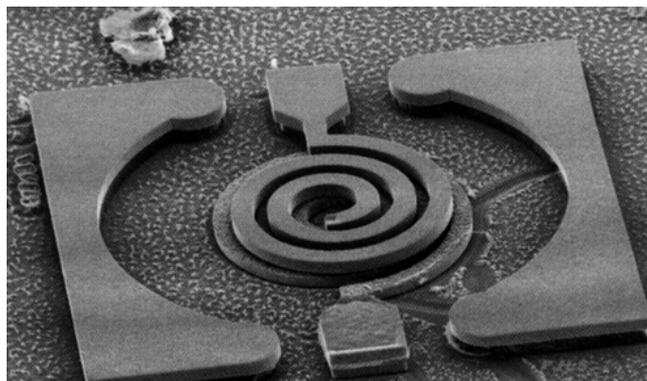


FIGURE I.6 : Exemple de bobine micro-usinée [PHS]

Compte tenu des difficultés de réalisation technologique des micro-transformateurs électromagnétiques, et du besoin croissant de la fonction isolation galvanique pour certaines applications, nous avons choisi dans cette étude une solution originale de type piézoélectrique qui, comme on le verra par la suite, est beaucoup plus propice à la réalisation de micro-transformateur.

I.5 / Conclusion

Les exemples de réalisation présentés dans ce chapitre montrent les progrès qui ont été fait ces dernières années sur le plan de l'intégration des systèmes de conversion d'énergie. Suivant les niveaux de courant et de tension traités, les solutions adoptées pour l'intégration en électronique de puissance sont donc basées sur une intégration hybride ou monolithique.

L'intégration hybride permet d'exploiter au mieux les performances des nouveaux composants de puissance et de les destiner à des applications moyennes puissances. Les principaux travaux se sont focalisés sur le « packaging », et plus particulièrement sur les matériaux magnétiques et diélectriques, le refroidissement et les interfaces entre les différents matériaux. Ainsi, le premier constat de ces travaux est que l'intégration ne peut pas être vue comme une simple miniaturisation ou une « copie homothétique » des structures existantes, mais nécessite de repenser entièrement l'architecture avec l'apport de solutions innovantes.

Dans de nouveaux domaines d'application comme les micro-systèmes, cette évolution doit se faire inévitablement vers l'intégration totale basée sur une fabrication monolithique sur silicium de tous les composants (semi-conducteurs et passifs). Dans ce nouveau contexte la conception et le mode de réalisation des systèmes de puissance doit se faire dès le départ en prenant en compte le système complet, ainsi que les possibilités d'intégration offertes par les nouvelles technologies. Il faut toutefois noter que cette intégration n'est pas une fin en soi et doit répondre à une augmentation des performances, notamment du rendement, de la sécurité, et de la fiabilité des fonctions de conversion de l'énergie électrique tout en diminuant l'encombrement, les coûts et les problèmes de CEM.

L'ensemble de ces axes de réflexion fait partie des préoccupations que nous avons eu tout au long de ce travail de recherche. Dans les chapitres suivants, nous essayerons de montrer l'apport des solutions piézoélectriques à l'intégration hybride et monolithique des systèmes de conversion en nous focalisant sur la fonction transformateur.

Chapitre II

Les méso-transformateurs piézoélectriques

Chapitre II

Les méso-transformateurs piézoélectriques

II.1 / Introduction

La première structure de transformateurs piézoélectriques est apparue en 1956 suite aux travaux menés notamment par C. A. Rosen [1]. Cette structure avait la forme d'un barreau. Elle était particulièrement bien adaptée pour les applications haute tension faible puissance. Elle permettait d'obtenir un gain en tension maximum de 56 pour de très faibles charges et un rendement maximum de 89% pour une charge adaptée. Malheureusement, les performances de ce type de transformateur sont fortement dépendantes de la charge et de la fréquence, ce qui ne lui a pas permis de s'imposer devant le transformateur électromagnétique.

Ce n'est que relativement récemment, en particulier grâce aux progrès réalisés dans la synthèse des céramiques PZT (Titano-Zirconate de Plomb) et à des préoccupations de miniaturisation des dispositifs que le transformateur piézoélectrique a trouvé un regain d'intérêt [2], [3]. Par la suite, de nombreux travaux ont été menés mettant en œuvre de nouvelles structures et différentes qualités de céramiques piézoélectriques [4] à [11]. Ces transformateurs piézoélectriques permettent d'obtenir des structures très compactes, dans des dimensions millimétriques, mettant en œuvre des densités de puissance de l'ordre de 15 à 30W/cm³, des gains en tension pouvant atteindre plusieurs milliers (application HT), des fréquences d'utilisation allant de 10kHz à 5MHz suivant les dimensions géométriques et des tenues en tension de claquage de plusieurs kV/mm. A titre d'exemple, la société NEC Corporation développa des structures de transformateur d'une puissance de quelques Watts avec des rendements supérieures à 90% pour assurer le rétro-éclairage des écrans LCD d'ordinateurs portables [12].

Le travail présenté dans ce chapitre porte sur des transformateurs piézoélectriques de taille mésométrique en vue de leur intégration dans des systèmes d'alimentation électrique miniaturisés de quelques fractions de Watts à quelques Watts. L'objectif est de mettre en évidence les principales caractéristiques de fonctionnement ainsi que les performances attendues de ce type de transformateur.

Dans ce chapitre, nous rappellerons dans un premier temps quelques généralités sur la piézoélectricité. Puis, dans un second temps, nous présenterons trois structures de

transformateurs piézoélectriques couramment rencontrés dans la littérature, pour l'une d'elle nous donnerons le modèle nous permettant d'obtenir les caractéristiques de fonctionnement. Et finalement, pour une application donnée, nous définirons le processus de dimensionnement en puissance des transformateurs piézoélectriques.

II.2 / Définition de la piézoélectricité

Dans cette partie, nous ferons tout d'abord quelques rappels sur la piézoélectricité, afin de définir la plupart des caractéristiques et critères permettant d'apprécier l'effet piézoélectrique. Ensuite nous présenterons les coefficients utiles correspondant à différentes géométries et configurations d'électrodes.

II.2.1 / L'effet piézoélectrique

Ce phénomène fut découvert en 1880 par les frères Pierre et Jacques Curie, qui travaillaient sur la relation entre pyroélectricité et structure cristalline. La pyroélectricité traduit le couplage entre effets thermiques et effets électriques ; la piézoélectricité, quant à elle, caractérise le couplage entre les grandeurs mécaniques et les grandeurs électriques.

La piézoélectricité permet la conversion électromécanique. L'effet piézoélectrique direct (cf. figure II.1) est le phénomène de polarisation électrique induite par application d'une contrainte à certains matériaux. Cette polarisation est proportionnelle à la contrainte et change de signe avec elle. Le coefficient de proportionnalité est appelé d : coefficient piézoélectrique. Ce phénomène est réversible : une polarisation électrique résultant de l'application d'un champ électrique entraînera une déformation du même matériau. On parle alors d'effet piézoélectrique inverse.

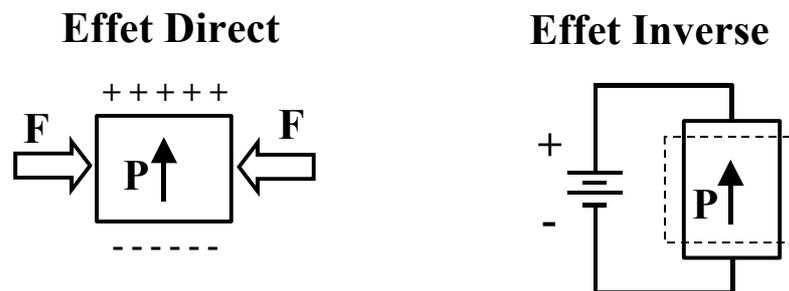


FIGURE II.1 : L'effet piézoélectrique.

L'origine de la piézoélectricité est liée à la structure cristalline du matériau : le phénomène ne s'observe que dans certains solides non-conducteurs possédant une anisotropie cristalline caractéristique. Il existe alors un axe privilégié de polarisation, qui est dû à l'apparition de

dipôles induits par le déplacement du barycentre des charges positives et négatives [13]. Très peu de solides sont naturellement piézoélectrique, le quartz étant le plus connu.

En réalité, des interactions existent simultanément entre les phénomènes électriques, thermiques et mécaniques, mais certaines considérations permettent de ne prendre en compte que le couplage électroélastique relatif à la piézoélectricité [14].

Equations fondamentales de la piézoélectricité

De façon générale, en se limitant à de faibles déformations, on peut établir des relations locales liant les grandeurs électriques dans le matériau, telles que le champs électriques E et le champ d'induction électrique D, aux grandeurs mécaniques, telles que les contraintes T et les déformations relatives S [14].

En choisissant (S,E) comme couple de variable indépendantes, on obtient les relations suivantes :

$$T_{\beta} = \left[\frac{1}{s_{\alpha\beta}^E} \right] S_{\alpha} - \left[\frac{d_i}{s_{\alpha\beta}^E} \right]^t E_i \quad i, j=1, 2, 3 \quad (2.1)$$

$$D_i = \left[\frac{d_{i\alpha}}{s_{\alpha\beta}^E} \right] S_{\alpha} + [\epsilon_{ij}^S] E_i \quad \alpha, \beta=1, \dots, 6$$

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

$()^x$ indique que la grandeur considérée est définie à x constant ou nul.

La définition et la dimension de chacun des termes sont rappelées dans le tableau II.1.

TABLEAU II.1
Définition et dimension des termes

Type	Signification	Unité
Electrique	D déplacement électrique ou induction	C/m ²
	E champ électrique	V/m
	ϵ permittivité diélectrique	F/m
Mécanique	S déformation relative	
	T contrainte	N/m ²
	s souplesse	m ² /N
Piézoélectrique	d constante reliant T et l'induction D à E constant	C/N ou m/V

Les indices se réfèrent aux axes orientés par rapport à la céramique piézoélectrique dans un système orthonormé. L'axe 3 est toujours pris comme repère indiquant la direction de la

polarisation rémanente P du matériau. Les indices 4, 5 et 6 correspondent respectivement aux rotations autour des axes 1, 2 et 3 (cf. figure II.2).

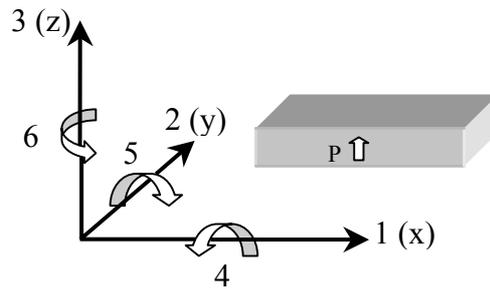


FIGURE II.2 : Axes du matériau piézoélectrique

II.2.2 / La céramique PZT

Certains matériaux, comme le quartz, sont naturellement piézoélectriques, d'autres cristaux, présentant des propriétés ferroélectriques tels que le tourmaline ou le sel de Rochelle, peuvent acquérir des propriétés piézoélectriques après un cycle de polarisation qui permet de créer un moment dipolaire électrique. Les matériaux qui nous intéressent, pour la réalisation de transformateurs piézoélectriques, sont des céramiques de la famille des PZT, rassemblant les composés réalisés à partir d'oxyde de plomb, de zirconium et de titanate. Ces matériaux sont, depuis des années, largement utilisés dans bon nombre d'applications, grâce à leurs très bonnes propriétés piézoélectriques.

Des formes géométriques simples (barreau, disques, anneaux) sont obtenues par des procédés de pressage et de frittage de poudres de PZT mélangées à un liant. Le cycle de fabrication par voie solide est illustré sur la figure II.3.

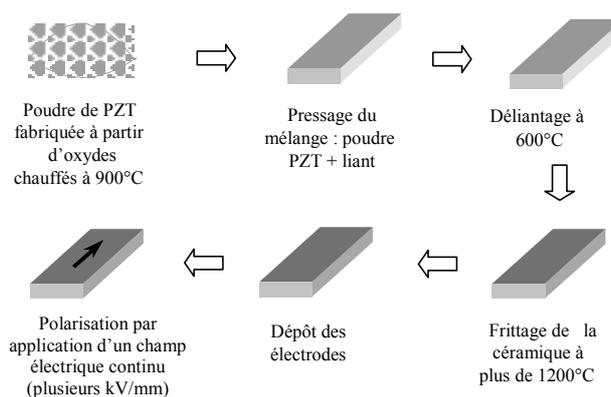


FIGURE II.3 : Procédé de fabrication des céramiques PZT

Dans le matériau, les microcristaux élémentaires sont ferroélectriques, donc doués d'une polarisation spontanée. Mais à l'échelle macroscopique, il n'apparaît aucun moment dipolaire global. Il est alors nécessaire de polariser le matériau pour créer une polarisation rémanente,

suivant une direction donnée. C'est uniquement après cette opération que la céramique devient ferroélectrique et par là, piézoélectrique.

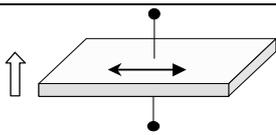
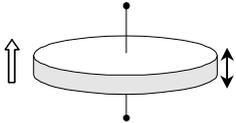
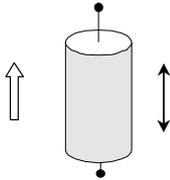
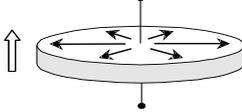
II.2.3 / Le coefficient de couplage électromécanique

Le coefficient de couplage électromécanique défini, pour un mode vibratoire considéré, la capacité d'un matériau piézoélectrique à convertir de l'énergie électrique en énergie mécanique, et inversement. Il ne faut pas le confondre avec le rendement, qui lui peut être nettement supérieur à ce coefficient, il s'apparente plus à un facteur de puissance. La conversion électromécanique de l'énergie s'effectue de manière directe au sein de la céramique. Ce coefficient, calculé au court d'un cycle de travail, est défini, pour une conversion électromécanique, par le rapport des énergies suivant :

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

On distingue différents coefficients de couplage électromécanique (k_{33} , k_{31} , k_t , k_p), qui s'appliquent en fonction de la géométrie, de la position des électrodes et du mode vibratoire considéré. Le tableau II.2 donne la correspondance entre la géométrie et les coefficients de couplage piézoélectriques et mécaniques.

TABLEAU II.2
Caractéristiques pour différente configuration

Modes de vibration piézoélectrique				
Modes de vibration	Dimensions L-Longueur W-Largeur e-épaisseur D-diamètre	Constantes utilisées		
		Piézoélectrique		Mécanique
Mode transversal		$e, W > L/3$	$k_{31}, d_{31}, \epsilon_{33}^T$	s_{11}^D, s_{11}^E, Q_m
Mode épaisseur		$D \gg e$	k_t, ϵ_{33}^S	c_{33}^D, c_{33}^E, Q_m
Mode longitudinal		$D > L/5$	$k_{33}, d_{33}, \epsilon_{33}^T$	s_{33}^D, s_{33}^E, Q_m
Mode radial		$D > 5e$	k_p, ϵ_{33}^T	σ^E, s_{12}^E, Q_m

Coefficient intrinsèque de couplage électromécanique

Afin de mieux comprendre la conversion d'énergie électromécanique, considérons à titre d'exemple, un transducteur fonctionnant en mode transversal 31.

Les deux équations fondamentales de la piézoélectricité utilisées sont alors :

$$T_1 = \frac{S_1}{s_{p11}^E} - \frac{d_{31}}{s_{p11}^E} E_3 \text{ et } D_3 = \epsilon_{33}^S E_3 + \frac{d_{31}}{s_{p11}^E} S_1 \tag{2.2}$$

Le comportement électromécanique de ce transducteur piézoélectrique, soumis à un champ électrique E_3 quasi-statique, est représenté figure II.4.

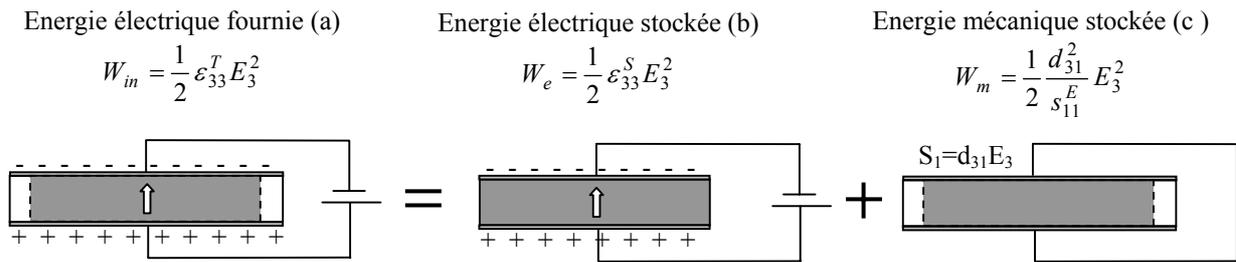


FIGURE II.4 : Barreau soumis à un champs E

L'échange d'énergie entre la source et l'élément de céramique considéré peut être expliqué par deux phénomènes intervenant successivement [15]. Dans un premier temps, le barreau ne présente aucune déformation et seules des charges électriques sont stockées sur les électrodes, l'énergie électrique emmagasinée est alors $W_e = \frac{1}{2} \epsilon_{33}^S E_3^2$ (cf. figure II.4.b). Dans un second temps, seule une déformation mécanique, proportionnelle au champ E_3 , apparaît, l'énergie mécanique emmagasinée est alors $W_m = \frac{1}{2} \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} E_3^2$ (cf. figure II.4.c). L'énergie totale fournie par la source au barreau est donc la somme de ces deux énergies $W_{in}=W_e+W_m$.

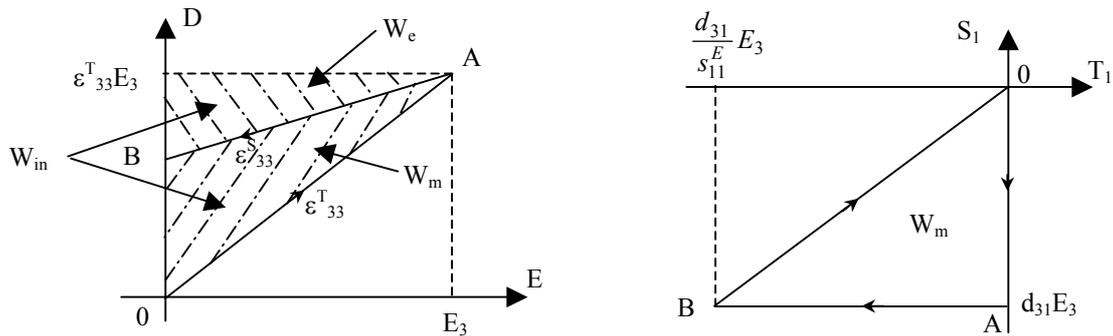


FIGURE II.5 : Cycles de travail électrique et mécanique

Cet échange d'énergie peut être représenté par des cycles de travail électrique et mécanique [16]. Ainsi, dans une première étape (de 0 à A, figure II.5), un champ E_3 est appliqué, le barreau emmagasine de l'énergie électrique et de l'énergie mécanique. Dans une seconde

étape (de A à B) la tension est annulée, le barreau restitue uniquement l'énergie électrique W_e à la source, l'énergie mécanique reste stockée dans le barreau sous forme élastique car la déformation reste constante. Et enfin, dans une dernière étape (de B à 0) le barreau restitue l'énergie stockée sous forme de travail mécanique $-W_m$ à champ électrique nul. Au cours d'un cycle, les énergies mises en jeu sont :

$$\text{L'énergie électrique volumique stockée : } W_e = \int D_3 dE_3 = \int \varepsilon_{33}^S E_3 dE_3 = \frac{1}{2} \varepsilon_{33}^S E_3^2$$

$$\text{L'énergie mécanique volumique stockée : } W_m = \int S_1 dT_1 = \int s_{11}^E T_1 dT_1 = \frac{1}{2} \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} E_3^2$$

$$\text{L'énergie électrique totale fournie : } W_{in} = \frac{1}{2} \varepsilon_{33}^T E_3^2$$

Le coefficient de couplage électromécanique intrinsèque en mode transversal s'écrit alors :

$$k_{31}^2 = \frac{W_m}{W_{in}} = \frac{d_{31}^2}{\varepsilon_{33}^T s_{11}^E} \quad (2.3)$$

Les autres coefficients intrinsèques s'expriment comme suit :

$$k_{33}^2 = \frac{d_{33}^2}{\varepsilon_{33}^T s_{33}^E} \quad (2.4)$$

$$k_t^2 = \frac{e_{33}^2}{\varepsilon_{33}^S c_{33}^D} \quad (2.5)$$

$$k_p^2 = \frac{2k_{31}^2}{1 - \sigma^E} \quad (2.6)$$

où σ^E est le coefficient de Poisson, k_p le facteur de couplage planaire ou radial et k_t le facteur de couplage pour le mode épaisseur.

Pour un même matériau, ces coefficients de couplage se classent de la manière suivant : $k_{33} > k_p > k_t > k_{31}$.

Dans le cas général d'une structure et d'une déformation quelconque, ce coefficient intrinsèque définit la limite supérieure du coefficient de couplage effectif alors mis en jeu.

Coefficient effectif de couplage électromécanique.

Le coefficient intrinsèque de couplage n'est valable qu'en fonctionnement quasi-statique du matériau, c'est-à-dire pour des variations très lentes du champ électrique E et de la déformation. Lorsque la céramique est exploitée à la résonance, ce qui est le cas pour les transformateurs, on définit un coefficient effectif de couplage électromécanique spécifique à chaque mode de résonance et à une configuration donnée. La détermination de ce coefficient effectif de couplage se fait à partir de l'expression de l'impédance d'entrée du transducteur à la fréquence de résonance. Il s'écrit, suivant le mode considéré :

$$\frac{k_{31}^2}{1 - k_{31}^2} = \frac{\pi}{2} \frac{f_r}{f_a} \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{f_a - f_r}{f_a}\right) \quad (2.7)$$

$$k_p^2 = 2,51 \frac{f_a - f_r}{f_r} - \left(\frac{f_a - f_r}{f_r}\right)^2 \quad (2.8)$$

$$k_t^2 = k_{33}^2 = \frac{\pi}{2} \frac{f_r}{f_a} \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{f_a - f_r}{f_a}\right) \quad (2.9)$$

où f_r est la fréquence de résonance et f_a la fréquence d'antirésonance. Pour faciliter le calcul, les valeurs de ces coefficients effectifs de couplage sont données dans des tables définies par la norme IRE Standards de 1961 [17].

Une expression simplifiée de ce coefficient, valable quelque soit la forme du transducteur, est couramment utilisée [18].

$$k_{eff}^2 \approx \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2} \quad (2.10)$$

où f_s est la fréquence de résonance série et f_p la fréquence de résonance parallèle. La relation (2.10) est employée pour une détermination expérimentale du coefficient de couplage, c'est celle que l'on utilisera par la suite. Dans un transformateur, ce coefficient intervient à deux reprises, nous verrons que c'est surtout celui relatif à la conversion mécano-électrique au secondaire qui conditionne ses performances.

II.3 / Principales structures de transformateurs piézoélectriques

II.3.1 / Principe

Le fonctionnement d'un transformateur piézoélectrique est basé sur une double conversion électromécanique (effet piézoélectrique inverse) puis mécano-électrique (effet piézoélectrique direct) de l'énergie [1]. Pour cela, un transformateur piézoélectrique est formé d'une céramique piézoélectrique sur laquelle sont déposés deux jeux de deux électrodes primaires et secondaires. Si l'on impose une tension alternative au niveau des électrodes primaires, on génère une vibration alternative de la céramique qui induit à son tour une tension alternative entre les électrodes secondaires. Le rapport de transformation est alors fonction du type de polarisation de la céramique et des dimensions géométriques caractéristiques des primaires et des secondaires. Dans la mesure où le fonctionnement est basé sur la mise en vibration d'une céramique piézoélectrique le rapport de transformation et les performances du transformateur ne sont vraiment intéressantes qu'au voisinage de la résonance mécanique de la structure.

Pour les applications transformateurs, on distingue deux modes de vibration de la céramique piézoélectrique. Le premier correspond à des déformations qui se font suivant l'axe de polarisation (effet longitudinal), le second correspond à des déformations qui sont transversales à l'axe de polarisation (effet transversal). Sur ce principe, différentes structures de transformateur piézoélectriques peuvent être imaginées [1], [2], [5], [6], [7] et [11]. De façon synthétique, on isole trois grandes familles de structures qui exploitent de façon couplée les effets piézoélectriques longitudinaux, transverses et planaires.

II.3.2 / Transformateur Multicouche (effets longitudinaux)

Cette structure est réalisée par empilement d'au moins deux couches piézoélectriques polarisées en épaisseur, le primaire est séparé du secondaire par une couche diélectrique assurant l'isolation galvanique (cf. figure II.6).

Le sens de la polarisation de la céramique est le même que celui du champs électrique appliqué (axe 3). Le coefficient de couplage électromécanique mis en jeu est le k_t , son carré caractérise la fraction d'énergie convertible dans le matériau. La fréquence de résonance, et donc d'utilisation, est inversement proportionnelle à l'épaisseur totale de la structure. Le gain de ce transformateur est proportionnel au rapport des épaisseurs des couches primaire et secondaire (proche de 1) et ne peut pas être sensiblement augmenté par la modification de la forme géométrique. C'est en jouant sur le nombre de couche primaires et secondaires et le couplage des électrodes (série ou parallèle) que l'on peut moduler le gain en tension.

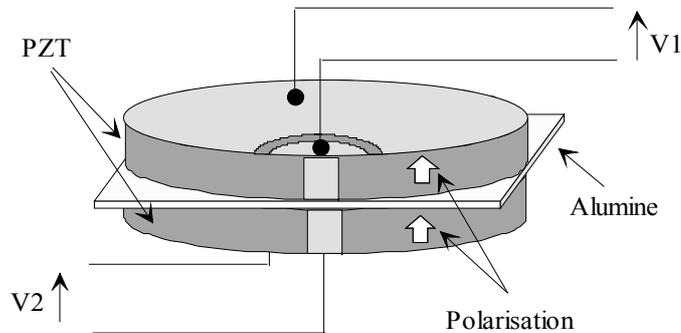


FIGURE II.6 : Transformateur multicouche

Cette structure présente l'inconvénient d'avoir une forte capacité inter-électrode au secondaire (grande surface, faible épaisseur). Cela a pour effet de diminuer le coefficient effectif de couplage électromécanique (on verra par la suite que ce coefficient est inversement proportionnel à la capacité inter-électrode) et d'augmenter les pertes.

II.3.3 / Transformateur circulaire (effets planaires)

Cette structure (cf. figure II.7) est constituée d'un seul et même disque de céramique, polarisé en épaisseur (axe 3), sur lequel des électrodes primaires et secondaires concentriques sont déposées. L'application d'un champ électrique suivant l'axe 3 génère une déformation radiale (planaire). Même si cet effet est très proche de l'effet transversal, la sollicitation mécanique bi-dimensionnelle permet d'améliorer notablement le coefficient de couplage piézoélectrique k_p qui devient alors presque égal à k_{33} . De plus, on peut jouer sur le rapport de forme rayon/épaisseur pour améliorer le facteur de transformation piézoélectrique. La dissymétrie

géométrique entre le primaire et le secondaire et, en particulier, l'augmentation du périmètre du secondaire, permet d'obtenir un gain en tension intéressant. La fréquence de travail est inversement proportionnelle au rayon du disque et correspond à une résonance mécanique en quart de longueur d'onde $\lambda/4$, ou en trois quart de longueur d'onde $3\lambda/4$.

Cette structure offre, en plus des avantages cités précédemment, celui d'être simple à mettre en œuvre.

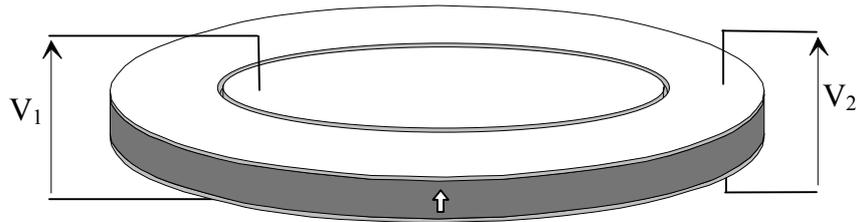


Figure II.7 : *Transformateur circulaire*

II.3.4 / Transformateur Rosen (effets couplés)

Cette structure permet d'obtenir des gains en tension très importants en utilisant au mieux les effets piézoélectrique inverse et direct [1]. Ainsi, une relativement faible tension primaire et un rapport longueur/épaisseur de quelques unités permet, par effet transversal, de générer une amplitude de vibration importante. Par effet longitudinal, on récupère au secondaire une tension, qui là aussi, sera d'autant plus importante que la longueur sera grande. Le gain en tension global est directement proportionnel au rapport de la longueur sur l'épaisseur.

Ce sont ces structures qui ont suscité le plus d'intérêts dans la communauté scientifique et ont débouchées sur des applications industrielles nécessitant des tensions importantes comme l'alimentation de lampes à cathodes froides CCFL ou le retro-éclairage d'écrans LCD.

Le transformateur Rosen, représenté sur la figure II.8, ne dispose pas d'isolation galvanique (composant à trois électrodes). Cependant, il est possible en compliquant la structure de contourner ce problème.

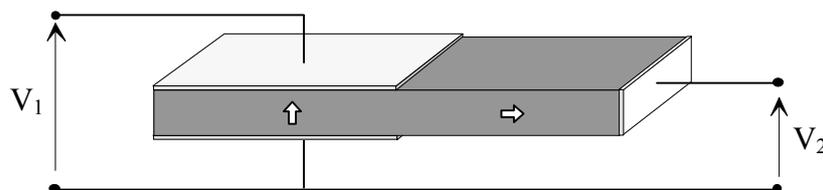


FIGURE II.8 : *Transformateur Rosen*

Cette structure à l'avantage d'avoir une très faible capacité inter-électrode au secondaire, ce qui maximise le coefficient effectif de couplage électromécanique et diminue les pertes.

II.4 / Etude du transformateur multicouche

Ayant en vue l'utilisation d'un transformateur piézoélectrique pour la réalisation de l'isolation galvanique des commandes rapprochées de transistors de puissance, nous allons nous intéresser plus particulièrement au transformateur multicouche. C'est, en effet, la structure de transformateur qui répond au mieux aux contraintes de fonctionnement et d'intégration pour une telle application. La commande rapprochée sera développée au chapitre suivant. Dans cette partie nous allons d'abord donner le modèle électrique équivalent puis faire une analyse des caractéristiques électriques du transformateur multicouche.

II.4.1 / Mode de résonance du transformateur multicouche

Afin d'exploiter au mieux le matériau piézoélectrique, la fréquence d'utilisation du transformateur multicouche doit correspondre au second mode de résonance (pleine longueur d'onde λ). C'est-à-dire qu'en régime permanent, une période entière de l'onde mécanique s'établit sur toute l'épaisseur du transformateur. Le nœud de résonance se situe alors au voisinage de la couche isolante. Ainsi, la contrainte est nulle dans la couche isolante et maximale dans les deux couches actives. La répartition de la contrainte et du déplacement pour ce mode est représentée figure II.9. La couche primaire et la couche secondaire sont alternativement en extension et en compression.

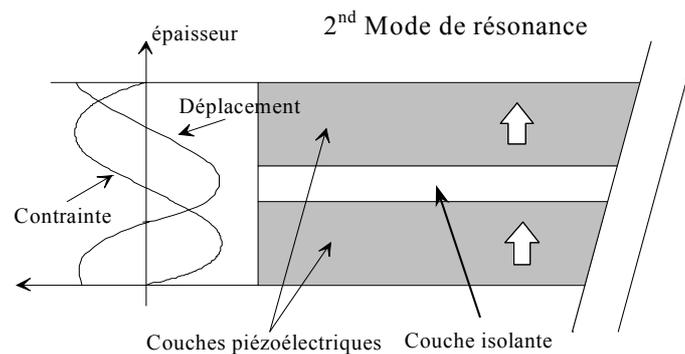


FIGURE II.9 : Contrainte et déplacement suivant l'épaisseur

II.4.2 / Modélisation du transformateur multicouche

Nous allons maintenant établir le modèle électrique équivalent du transformateur multicouche fonctionnant en mode épaisseur représenté figure II.6.

La technique utilisée, pour la modélisation du comportement électromécanique d'un barreau piézoélectrique, repose sur la définition d'un schéma de Mason [18]. Dans ce schéma apparaît deux branches électriques : la première branche est appelée branche bloquée, elle traduit l'aspect diélectrique du matériau et stocke l'énergie électrique (variables tensions et courants). La seconde est appelée branche motionnelle et stocke l'énergie mécanique (variables vitesses et forces). Un transformateur parfait assure le couplage électromécanique. Le modèle est donc basé sur l'analogie existant entre les équations régissant un circuit électrique composé d'éléments passifs, et le comportement dynamique d'une structure mécanique [1], [14], [19]. Pour l'établissement du schéma électrique équivalent, il est fait les hypothèses suivantes :

- seule l'onde longitudinale se propage dans la structure (on néglige l'onde transversale), c'est donc un modèle unidimensionnel à constantes localisées.
- l'épaisseur est négligeable devant les autres dimensions.
- l'aire A de propagation de l'onde est constante.
- l'épaisseur de la couche isolante est considérée comme nulle et l'influence du collage est négligée.

Le modèle complet du transformateur piézoélectrique est obtenu en deux étapes. D'abord, il est établi séparément le modèle de la couche primaire et de celle du secondaire, ce qui revient à modéliser deux résonateurs piézoélectriques. Puis, les deux éléments sont reliés mécaniquement en considérant la continuité des efforts et des vitesses à la jonction mécanique.

Modèle d'une couche de matériau piézoélectrique

Le modèle, maintenant classique, de Mason d'une couche de matériau piézoélectrique polarisé en épaisseur est donné figure II.10 (cf. annexe 1). Les couples (F_1, v_1) et (F_2, v_2) sont respectivement les forces et les vitesses aux niveaux des deux électrodes. F est la force intrinsèque générée dans le matériau par la conversion électromécanique.

Les grandeurs caractéristiques du matériau piézoélectrique ainsi que les dimensions géométriques sont données dans le tableau II.3.

Tableau II.3
Définition des paramètres utilisés

Constantes	Signification
c_{33}^D	Module de Young (N/m^2) à D constant
ϵ_{33}^S	Permittivité diélectrique à S constant
e_{33}	Constante piézoélectrique (C/m^2)
ρ	Densité (kg/m^3)
A	Surface d'une électrode
e	épaisseur
k	Nombre d'onde $k=\omega/v$

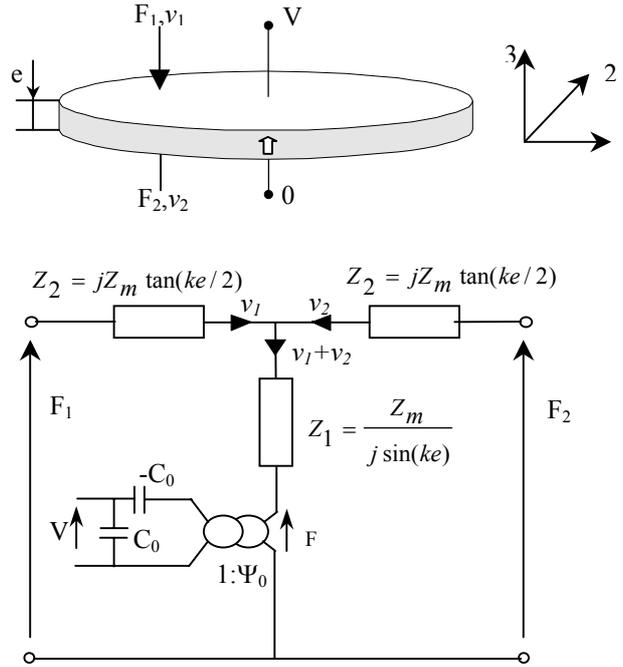


FIGURE II.10 : *Modèle de Mason d'une couche de matériau piézoélectrique*

Les impédances mécaniques Z_1 et Z_2 apparaissant dans le schéma électrique de Mason retranscrivent l'oscillation mécanique du matériau ainsi que le phénomène de résonance. L'impédance élastique Z_m est définie par :

$$Z_m = \frac{kAc_{33}^D}{\omega} = A\sqrt{\rho c_{33}^D} \quad (2.11)$$

La capacité C_0 traduit la nature diélectrique de la structure. La capacité négative $-C_0$ retranscrit, quant à elle, le champ de dépolérisation dû aux déformations apparaissant suivant l'axe de polarisation.

$$C_0 = \frac{\varepsilon_{33}^S A}{e} \quad (2.12)$$

Le couplage entre les grandeurs mécaniques et électriques est représenté par le transformateur parfait de gain Ψ :

$$\Psi_0 = \frac{A}{e} e_{33} \quad (2.13)$$

Modèle complet

Sur la base des développements précédents, il est aisé de déterminer le schéma électrique complet du transformateur multicouche (cf. figure II.11), en associant, mécaniquement, les deux cellules piézoélectriques primaire et secondaire et en tenant compte des conditions aux limites dans l'air des surfaces extérieures ($F_1=0$) [19], [20]. Dans ce modèle, la couche isolante n'est pas prise en compte, il est toutefois possible de retranscrire son influence, en introduisant le modèle mécanique d'une couche passive (constitué uniquement des branches motionnelles) entre celui des deux couches piézoélectriques.

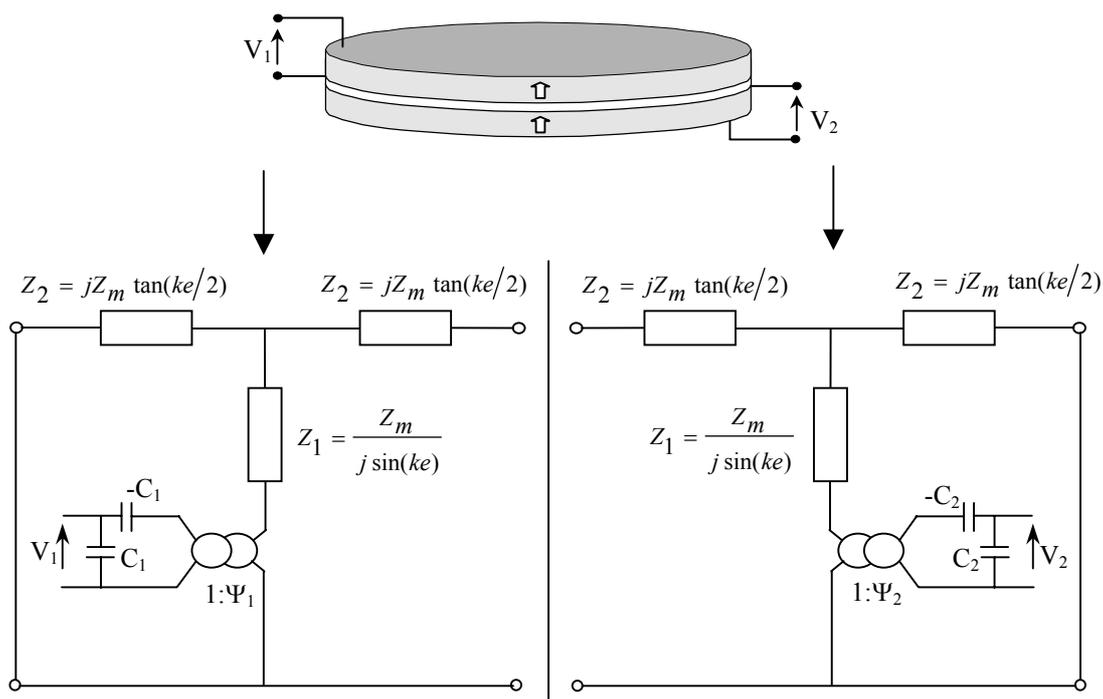


Figure II.11 : Association de deux cellules piézoélectriques primaire et secondaire

Nous montrerons par la suite que le fonctionnement du transformateur n'est intéressant qu'au voisinage de sa résonance mécanique. Il est alors pratique, dans ces conditions, de simplifier le schéma en faisant apparaître les impédances motionnelles sous la forme d'un circuit (L_m, C_m) série comme indiqué figure II.12.a. Ce schéma peut encore se simplifier (cf. figure II.12.b), en regroupant les deux transformateurs parfaits en un seul et en associant les trois capacités. Pour tenir compte des pertes mécaniques, qui ont pour origine le frottement moléculaire et le mouvement des parois de domaines, et auxquelles seront associées les pertes dues au joints de colle, on introduit une résistance équivalente R_m .

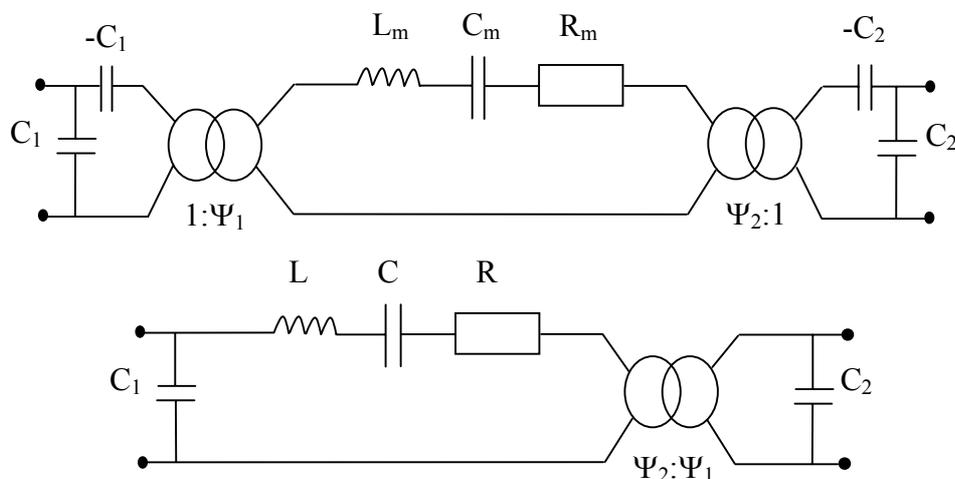


FIGURE II.12 : Schémas électriques équivalents à la résonance

L'expression des éléments constituant les schémas électriques de la figure II.12 est :

$$C_{m2} = \frac{2e_{tot}}{\pi^2 A c_{33}^D} \quad (2.14) ; L_m = \frac{e_{tot} A \rho}{8} \quad (2.15) ; \psi = \frac{\Psi_1}{\Psi_2} \quad (2.16)$$

$$L = \frac{L_m}{\Psi_1^2} \quad (2.17) ; C = \frac{C_1 C_2 C_m \Psi_1^2}{C_1 C_2 - C_m (C_1 \Psi_2^2 + C_2 \Psi_1^2)} \quad (2.18) ; R = \frac{1}{Q_m} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.19)$$

II.4.3 / Analyse des caractéristiques électriques du transformateur multicouche

L'analyse comportementale du transformateur est réalisée à partir du schéma électrique équivalent établi au paragraphe précédent. La caractérisation du transformateur en gain G, en puissance de sortie P₂ et en rendement η est faite en fonction de la fréquence d'alimentation et de la résistance de charge placée au secondaire du transformateur. Cette étude servira, par la suite, pour établir une méthode générale de conception et de dimensionnement en puissance d'un transformateur.

Afin de faciliter l'étude comportementale du transformateur piézoélectrique et de condenser les équations, il est judicieux d'utiliser trois nouvelles variables, proposées par Ivensky dans [21] et [22], traduisant la qualité de la conversion. Ainsi, on introduit le facteur de qualité électrique, ou encore appelé facteur de surtension électrique, noté Q, il retranscrit l'état de charge du transformateur. On introduit également le facteur de qualité de la branche mécanique Q_m, qui caractérise les pertes mécaniques. Et enfin, on introduit le rapport de la capacité secondaire ramenée au primaire sur celle de la branche mécanique, noté c. Ce rapport caractérise la fraction d'énergie mécanique convertible en énergie électrique au secondaire. La définition de ces nouvelles variables est donnée dans le tableau II.4.

TABLEAU II.4
Définitions des paramètres

Signification	Equation
Pulsation de résonance série	$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
Pulsation de résonance parallèle	$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L \frac{CC_2 \psi^2}{C + C_2 \psi^2}}} = \omega_s \sqrt{1 + 1/c}$
Facteur de qualité mécanique	$Q_m = \frac{1}{RC \omega_s}$
Facteur de qualité électrique (R _L : résistance de charge)	$Q = \frac{1}{R_L C_2 \omega_s}$
Rapport des capacités	$c = \frac{\psi^2 C_2}{C} \approx \frac{1}{k_{eff}^2}$

Le rapport c peut être considéré comme étant l'inverse du carré du coefficient effectif de couplage électromécanique du secondaire. En effet, si la capacité secondaire est très grande devant celle de la branche mécanique : $\psi^2 C_2 \gg C$, ce qui est très souvent le cas, l'approximation suivante peut être faite : $k_{eff}^2 = C/(\psi^2 C_2 + C) \approx C/\psi^2 C_2$. Il est à noter que ce coefficient c est fonction de la qualité du matériau (à travers le coefficient intrinsèque de couplage électromécanique) mais aussi de la structure du transformateur, son expression sera donnée par la suite.

II.4.3.1 Influence de la fréquence

Pour une charge R_L donnée, les fonctions de transfert du gain, de la puissance transmise et du rendement sont celles d'un filtre passe-bande. Les performances du transformateur piézoélectrique sont donc très fortement dépendantes de la fréquence de fonctionnement et ne sont vraiment intéressantes qu'au voisinage de la fréquence de résonance.

II.4.3.1.1 Influence de la fréquence sur le gain en tension

Le gain en tension du transformateur se présente comme une fonction de transfert de type passe-bande. Le module du gain obtenu à partir du schéma de la figure II.12 en fonction des paramètres définis dans le tableau II.4 s'écrit :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\psi}{\sqrt{\left[1 - c\left(\frac{\omega^2}{\omega_s^2} - 1 + \frac{Q}{Q_m}\right)\right]^2 + \left[\frac{c}{Q_m} \frac{\omega}{\omega_s} + cQ\left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right)\right]^2}} \quad (2.20)$$

La représentation graphique du module du gain en tension en fonction de la pulsation est donnée figure II.13. Le réseau de courbe de gauche est paramétré par le facteur de qualité électrique Q à rapport c constant, celui de droite est paramétré par le rapport c à facteur de qualité électrique Q constant. Dans les deux cas le facteur de qualité mécanique Q_m est fixe et égale à 500.

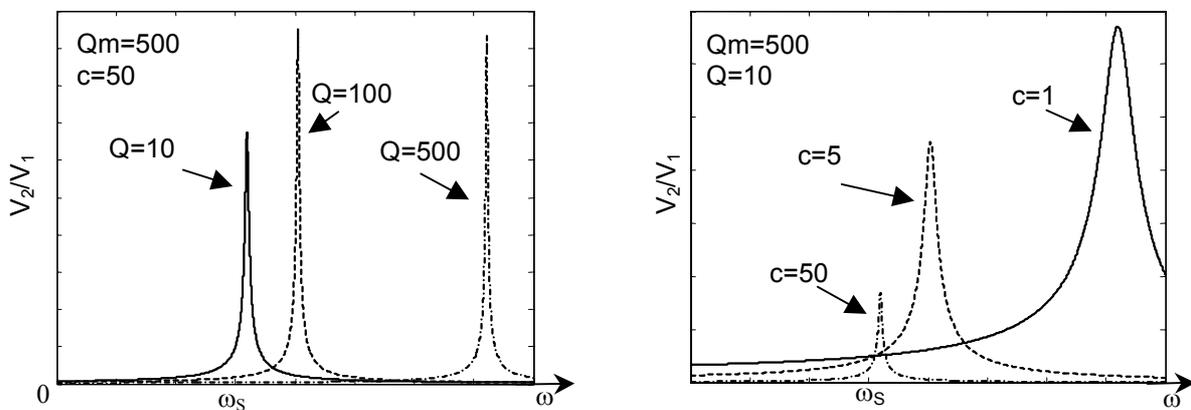


FIGURE II.13 : Evolution du gain en tension en fonction de la pulsation

Ces deux réseaux de courbe nous permettent de voir, dès à présent, l'incidence des deux paramètres Q et c sur la valeur maximale du gain et sur la pulsation de résonance donnant le gain maximum. Il est à remarquer, qu'une faible valeur de c (i.e. k_{eff} grand) donne de meilleurs performances (gain plus élevé, bande passante plus large). Une étude plus détaillée de l'influence de ces paramètres sera faite à la section suivante.

II.4.3.1.2 Influence de la fréquence sur la puissance transmise

L'expression de la puissance transmise du transformateur découle de celle du gain. Elle est normalisée à la puissance maximale. Cette puissance de normalisation correspond à la puissance fournie par la source lors d'un court-circuit divisée par 4 : $P_0 = \frac{V_1^2}{4R}$. Elle est obtenue lorsqu'il y a adaptation de la charge $R_L = R\psi^2$.

$$P_2^* = \frac{P_2}{P_0} = \frac{4cQ/Q_m}{\left[1 - c\left(\frac{\omega^2}{\omega_s^2} - 1 + \frac{Q}{Q_m}\right)\right]^2 + \left[\frac{c}{Q_m} \frac{\omega}{\omega_s} + cQ\left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right)\right]^2} \quad (2.21)$$

Le transfert de puissance est maximum pour la pulsation de résonance globale, notée ω_R . L'expression de cette pulsation est donnée au paragraphe suivant.

II.4.3.2 Influence de la charge

II.4.3.2.1 Influence de la charge sur la pulsation de résonance

La pulsation correspondant au gain maximum dépend fortement de la résistance de charge placée au secondaire et donc du facteur de qualité électrique. En effet, par analogie électromécanique, il est possible de considérer qu'une charge électrique au secondaire du transformateur est équivalente à une contrainte mécanique appliquée au transformateur, qui viendrait changer les conditions limites du résonateur et donc la fréquence de résonance.

Essayons maintenant de quantifier cette dépendance en établissant une relation entre la fréquence de résonance et le facteur de qualité électrique, qui est inversement proportionnel à la résistance de charge R_L .

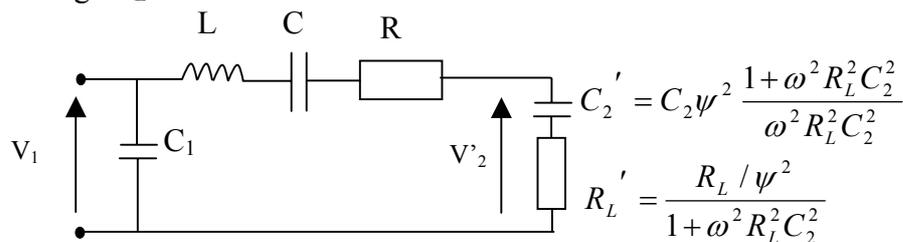


FIGURE II.14 : Schéma équivalent ramené au primaire

Le schéma de la figure II.14 représente le circuit électrique équivalent du transformateur avec la capacité secondaire et la résistance de charge ramenées au primaire. Une transformation parallèle-série du circuit C_2, R_L a été effectuée. La capacité série C_2' ainsi que la résistance série R_L' sont des fonctions de la pulsation ω .

Si l'on examine la dépendance de R_L' par rapport à R_L , on remarque que pour une variation de 0 à ∞ de R_L , R_L' varie de 0 à 0 en passant par un maximum qui est obtenu lorsque

$$R'_{LM} = \frac{1}{C_2 \omega}.$$

L'expression de la pulsation de résonance série du montage de la figure II.14 est :

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L \frac{CC'_2}{C + C'_2}}} \quad (2.22)$$

Ainsi, ω_R est la pulsation de résonance mécanique de l'ensemble de la structure, résistance de charge R_L compris. C'est donc pour cette pulsation que le gain du transformateur est maximum. L'expression de ω_R en fonction de Q et c s'écrit :

$$\frac{\omega_R^2}{\omega_S^2} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{c} - Q^2 \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(1 + \frac{1}{c} - Q^2 \right)^2 + Q^2} \quad (2.23)$$

Les deux valeurs extrêmes de la pulsation de résonance sont obtenues pour un fonctionnement du transformateur à vide ou en court-circuit. À vide, le circuit résonant série est constitué de L, C et C_2 , la pulsation est donc celle de résonance parallèle : $\omega_R|_{R_L \rightarrow \infty} = \omega_p$. En court-circuit, le circuit résonant série est constitué uniquement de L et C , la pulsation est donc celle de résonance série : $\omega_R|_{R_L=0} = \omega_S$.

La variation de la pulsation de résonance en fonction de l'inverse du facteur de qualité électrique (proportionnel à la résistance de charge), pour des valeurs de c allant de 3 à 30, est représentée figure II.15. Le facteur de qualité mécanique est supérieur à 10.

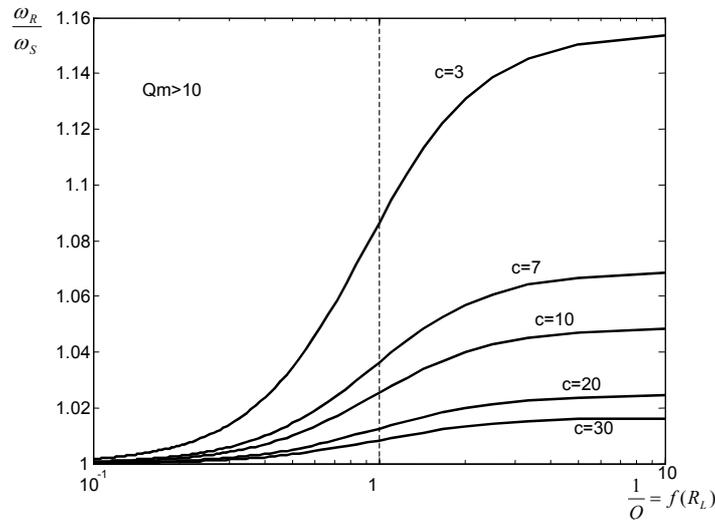


FIGURE II.15 : Variation de la pulsation de résonance en fonction de la résistance de charge

Les valeurs extrêmes de la pulsation de résonance sont atteintes pour une variation de deux décades du facteur de qualité électrique. Ainsi, si Q est supérieur à 10 la pulsation de résonance est égale à la pulsation série, et si le facteur Q est inférieur à 1/10 la pulsation de résonance est égale à la pulsation parallèle. C'est le rapport c qui règle la largeur de l'excursion de la pulsation de résonance.

Dans certaines applications, la variation de la pulsation de gain maximum avec la charge est très gênante, il est donc tentant de réduire son excursion en concevant un transformateur avec un très grand rapport c . Malheureusement, cette solution donnerait un très faible coefficient effectif de couplage électromécanique au secondaire et les performances en puissance et en rendement du transformateur seraient très mauvaises.

II.4.3.2.2 Influence de la charge sur le gain

Le gain en tension du transformateur est calculé à partir du schéma de la figure II.14. Si le transformateur est alimenté à la fréquence de résonance mécanique globale de la structure, la relation suivante est vérifiée $Lp + \frac{1}{Cp} + \frac{1}{C'_2p} = 0$. L'expression du gain s'écrit alors :

$$\frac{V'_2}{V_1} = \frac{1}{\frac{Q}{Q_m} c \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2} \frac{\omega_R^2}{\omega_S^2}} + \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2} \frac{\omega_R^2}{\omega_S^2}}}} \quad (2.24)$$

Le gain est maximum pour une résistance de charge tendant vers l'infinie ($Q=0$) et il est nul pour une résistance de charge nulle ($Q \rightarrow \infty$).

L'expression du gain à vide est : $G_{\max} |_{A \text{ vide}} = \frac{Q_m}{c \sqrt{1 + \frac{1}{c}}}$ (2.25)

II.4.3.2.3 Influence de la charge sur la puissance transmise

La puissance transmise normalisée P_2^* du transformateur est calculée pour la pulsation de gain maximum. Elle s'obtient à partir de l'expression du gain (2.24). La relation reliant la puissance normalisée P_2^* aux paramètres du tableau II.4 s'écrit :

$$P_2^* = \frac{P_2}{P_0} = \frac{4}{2 + \frac{Q}{Q_m} c \left(1 + \frac{1}{Q^2} \frac{\omega_R^2}{\omega_S^2} \right) + \frac{Q_m}{Q} \frac{1}{c} \frac{1}{1 + \frac{1}{Q^2} \frac{\omega_R^2}{\omega_S^2}}} \quad (2.26)$$

La caractéristique de la puissance peut avoir un ou deux maximum. Dans le cas d'un seul maximum, le critère $Q_m < 2c$ doit être vérifié. Ce cas est obtenu avec des matériaux ayant un

mauvais facteur de qualité mécanique et un faible coefficient de couplage effectif. Dans ces conditions, la valeur du facteur de qualité électrique donnant la puissance maximum a pour expression :

$$Q_m < 2c \Leftrightarrow \frac{1}{Q_{Max}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{2c}}} \quad (2.27)$$

Ainsi la puissance maximale transmise normalisée, pour la pulsation de résonance, a pour expression :

$$P_{2Max}^* = \frac{2c/Q_m \sqrt{1+1/2c}}{\left(1 + \frac{2c\sqrt{1+1/2c}}{Q_m}\right)^2} \quad (2.28)$$

La caractéristique de la puissance présente deux maxima si le critère $Q_m > 2c$ est vérifié. C'est le cas le plus souvent rencontré. Les deux valeurs du facteur de qualité électrique donnant les deux maxima sont :

$$Q_m > 2c \Leftrightarrow \frac{1}{Q_{max1}} = \frac{c}{Q_m} \text{ et } \frac{1}{Q_{max2}} = \frac{Q_m}{c+1} \quad (2.29)$$

La valeur des maxima de la puissance transmise au secondaire est : $P_{2Max}^* = 1$. Sur le schéma électrique, cela correspond à une adaptation de charge, c'est-à-dire que la résistance de charge équivalente ramenée au primaire R_L' est égale à celle de la branche mécanique. Il existe deux valeurs de charge donnant une adaptation, car la résistance de charge ramenée au primaire R_L' a une variation quadratique en fonction de la résistance de charge R_L .

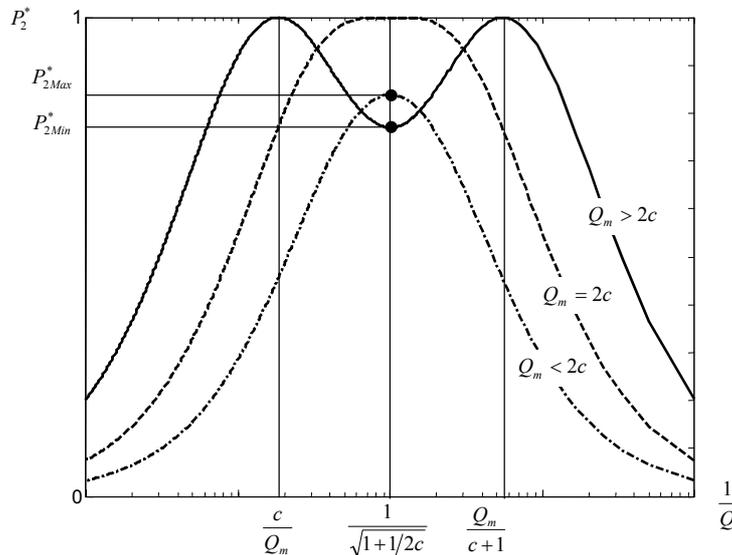


FIGURE II.16 : Puissance P_2^* vs. $1/Q$ paramétré par Q_m

Le creux de puissance, situé entre les deux maxima, a pour expression : $P_{2Min}^* = P_{2Max}^*$.

La figure II.16 donne la variation de la puissance au secondaire du transformateur en fonction de l'inverse du facteur de qualité électrique (proportionnel à la résistance de charge) pour trois

valeurs du facteur de qualité mécanique Q_m . Un fonctionnement correct du transformateur implique un facteur de qualité mécanique important $Q_m \gg 2c$. Le cas particulier $Q_m = 2c$ permet d'avoir un fonctionnement pour lequel le maximum de la puissance coïncide avec le maximum du rendement (étude suivante), mais ce cas n'est pas exploitable car la valeur maximale du rendement est alors très faible.

II.4.3.2.4 Influence de la résistance de charge sur le rendement

Le calcul du rendement ne tient compte que des pertes mécaniques (résistance R), les pertes diélectriques sont négligées. Le schéma électrique de la figure II.14, nous permet d'exprimer le rendement en fonction de la charge :

$$\eta = \frac{R'_L}{R + R'_L} = \frac{1}{1 + \frac{Q}{Q_m} c \left(1 + \frac{1}{Q^2} \frac{\omega_R^2}{\omega_S^2} \right)} \tag{2.30}$$

La courbe du rendement en fonction de la résistance de charge est en forme de cloche. Le maximum du rendement, qui coïncide avec le minimum de la puissance compris entre les deux maxima, a pour expression :

$$\eta_{Max} = \frac{1}{1 + \frac{2c}{Q_m} \sqrt{1 + 1/2c}} \tag{2.31}$$

Il est à remarquer que pour maximiser le gain (2.25) ainsi que le rendement (2.31), il faut avoir un rapport Q_m/c le plus grand possible. On peut rappeler que ce rapport dépend de la qualité du matériau mais aussi de la géométrie du transformateur.

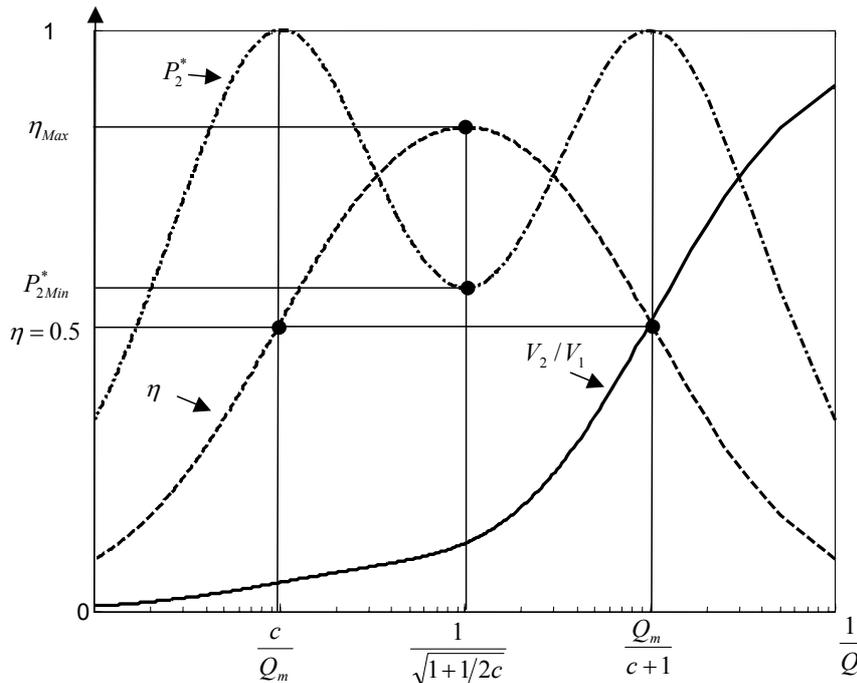


FIGURE II.17 : Puissance, rendement et gain vs. l'inverse du facteur de qualité électrique

La figure II.17 donne la variation du rendement, de la puissance et du gain en fonction de l'inverse du facteur de qualité électrique. Le facteur de qualité mécanique et le coefficient c sont constants. Pour les deux maxima de la puissance, le rendement est égal à 0,5, cela correspond à une adaptation de charge, alors que le gain peut avoir deux valeurs différentes. Le rendement est maximum lorsque la puissance est minimale.

Pour maximiser le rendement, l'expression (2.31) nous confirme les considérations déjà faites, à savoir qu'il faut augmenter le facteur de qualité mécanique et le coefficient effectif de couplage électromécanique (en minimisant le rapport des capacités c).

II.4.3.2.5 Puissance de sortie en fonction du rendement

Regardons maintenant la relation reliant la puissance au rendement. L'expression de la puissance de sortie normalisée en fonction du rendement s'écrit :

$$P_2^* = 4\eta(1 - \eta) \quad (2.32)$$

L'évolution parabolique de la puissance normalisée en fonction du rendement est représentée figure II.18. On constate que la puissance tend vers 0, aux deux extrémités de la gamme. On retrouve le fait que la puissance maximale est obtenue pour un rendement de 0,5. La puissance chute si le rendement se rapproche de 1. Ainsi, si l'on raisonne en puissance volumique, on se rend compte qu'il faut surdimensionner le transformateur pour travailler à rendement maximum.

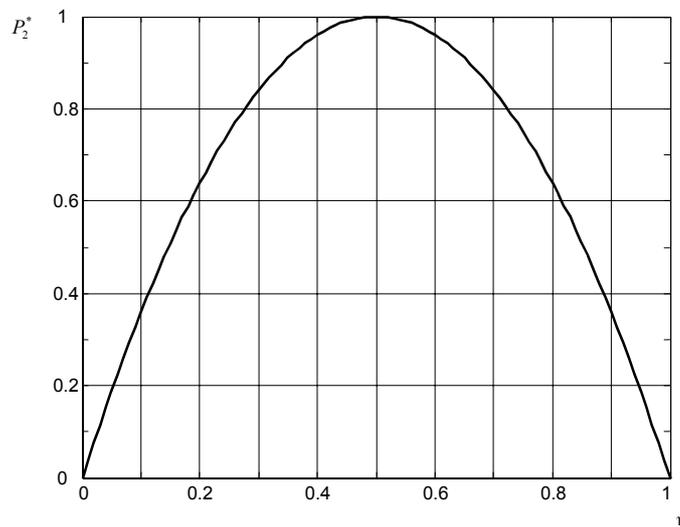


FIGURE II.18 : Puissance normalisée en fonction du rendement

Nous venons de réaliser, à partir d'un schéma électrique, une étude comportementale d'un transformateur piézoélectrique. Dans la section suivante, nous allons avoir une démarche inverse, ainsi à partir des caractéristiques électriques souhaitées, nous allons dimensionner un transformateur.

II.5 / Dimensionnement d'un transformateur piézoélectrique

La conception d'un transformateur piézoélectrique relevait d'une démarche empirique et nécessitait plusieurs étapes successives et itératives, il était donc difficile de prédire ses performances avant sa fabrication. L'objectif de ce paragraphe est de donner une méthode générale de conception d'un transformateur multicouche. Cette méthode découle directement de l'analyse comportementale décrite précédemment. Elle permet de calculer les grandeurs géométriques du transformateur, c'est-à-dire le calcul de l'épaisseur totale du transformateur notée e , de l'épaisseur des couches primaire et secondaire notées respectivement e_1 et e_2 et de la surface d'électrode notée A . Le cahier des charges de départ, représentant les besoins spécifiques du concepteur, est exprimé en terme de contraintes spécifiques, elles comprennent : la puissance secondaire P_2 , le gain en tension G , la tension d'alimentation V_1 et la fréquence de fonctionnement f_R . À ce cahier des charges sont associées des contraintes structurales ou physiques qui sont au nombre de deux. La première est l'échauffement maximum autorisé de la céramique et la seconde est le rapport de l'épaisseur de la couche primaire sur celle de la couche secondaire qui, pour des raisons technologiques, doit être compris entre 0,8 et 1,2, elles s'expriment donc sous forme d'inégalités. Bien sûr, ce dimensionnement doit aboutir à une structure ayant un encombrement minimal, et cela tout en gardant un échauffement raisonnable.

II.5.1 / Les hypothèses de travail

La première hypothèse consiste à exploiter le modèle, formulé dans la section II.4.2, qui ne tient pas compte de la couche isolante placée entre les deux couches actives. L'étape de modélisation, pour qu'elle ne soit pas trop complexe et pour qu'elle soit exploitable, nécessite quelques concessions. En effet, l'influence de la couche isolante, qui est d'une épaisseur nettement plus faible que les couches actives, et de celles des joints de colle n'est pas prise en compte. Ainsi, lors du dimensionnement géométrique du transformateur, l'épaisseur de la couche isolante et de la colle est prise égale à 0. De plus, l'assemblage des différentes couches est tel que les contraintes sont parfaitement transmises et les déformations sont continues à l'interface. La comparaison aux résultats expérimentaux nous permettra de revenir sur ces concessions.

La seconde hypothèse consiste à considérer les propriétés du matériau piézoélectrique parfaitement connues. Les valeurs des différents paramètres sont données par le fabricant et elles peuvent être considérées comme très proche de la valeur réelle. Toutefois, le facteur de qualité mécanique peut difficilement être connu a priori. Ce paramètre est donné pour des conditions d'utilisation de la céramique quasi-idéales, c'est-à-dire qu'il a été mesuré pour le premier mode de résonance, à faible fréquence et sur un barreau non collé. La différence entre

la valeur théorique et la valeur réelle du facteur de qualité mécanique de l'ensemble d'un transformateur multicouche peut être très grande. Ainsi, par expérience, lors du dimensionnement, nous appliquerons un coefficient pondérateur de 5 à ce facteur.

II.5.2 / Limites pratiques en puissance

La puissance transmise définie précédemment représente une puissance théorique. En pratique, cette puissance est limitée par différents phénomènes qu'il convient de prendre en compte sous peine de détruire la structure. Bien sûr, ces phénomènes dépendent de la qualité des céramiques utilisées dont la plupart des données sont indiquées dans les catalogues techniques des constructeurs.

- **rigidité diélectrique** : La céramique utilisée est considérée comme un isolant possédant une rigidité diélectrique donnée par le fabricant qui conduit naturellement à une valeur limite de la tension appliquée.
- **champ coercitif** : Les céramiques de type PZT utilisées sont des matériaux ferro-électriques dont le cycle d'hystérésis permet de définir une valeur particulière du champ électrique (champ coercitif) au delà de laquelle le matériau se dépolairise. La valeur du champ électrique critique s'élève à 1500Vmm^{-1} .
- **contrainte de dilatation maximale** : Les céramiques de type PZT sont constituées de poudres compactées et frittées qui supportent très mal les contraintes de dilatation pouvant entraîner des micro-fissures et cassure du matériau.
- **échauffement** : Les différentes sources de perte (diélectriques, mécaniques) sont à l'origine d'un échauffement de la structure. Or les propriétés piézoélectriques du matériau sont sensibles à la température avec en particulier des risques de dépolairisation (température de Curie environ 320°C pour le PZT). Les capacités de refroidissement ainsi que l'environnement de la structure influent directement sur ce paramètre. Il est tolérable pour une céramique d'avoir une élévation en température maximale de $\Delta\theta=80^\circ\text{C}$. Le coefficient d'échange convectif h_{conv} qui retranscrit les capacités du matériau à évacuer la chaleur est proche de $15\text{W}^\circ\text{C}^{-1}\text{m}^{-2}$ [23]. La relation entre l'échauffement du transformateur et les pertes de celui-ci est : $Pertes = h_{\text{conv}} S_{\text{échange}} \Delta\theta$. La surface d'échange convectif est la surface externe du transformateur.

Le choix du matériau piézoélectrique dans un catalogue se limite à prendre le matériau ayant un coefficient de couplage électromécanique en épaisseur le plus important ($k_t \uparrow$) et des pertes mécaniques et diélectriques les plus faibles ($Q_m \uparrow$, $\tan\delta \downarrow$).

Les hypothèses étant formulées et le cadre de l'étude défini, la méthode de dimensionnement peut être développée.

II.5.3 / Détermination des grandeurs géométriques

Les dimensions géométriques du transformateur sont entièrement définies par trois grandeurs : l'épaisseur totale e , la surface d'électrode A et le rapport des épaisseurs $r=e_1/e_2$. Seule l'épaisseur e est indépendante, elle est directement liée à la fréquence de fonctionnement. Toutefois, il n'est pas faux de considérer que la puissance est conditionnée par la surface A (le courant est proportionnel à A) et que le gain est réglé par le rapport des épaisseurs r (gain du transformateur parfait du schéma électrique). La détermination de l'épaisseur totale va donc se faire séparément des deux autres grandeurs.

Détermination de l'épaisseur totale e du transformateur multicouche

La relation permettant le calcul de l'épaisseur totale à partir de la fréquence de fonctionnement et de la vitesse acoustique s'écrit :

$$e = \frac{1}{f_R} \sqrt{\frac{c_{33}^D}{\rho}} \quad (2.33)$$

L'utilisation d'un transformateur multicouche, constitué uniquement de deux couches (une primaire et une secondaire), ne permet pas un réglage indépendant de la fréquence d'utilisation et de la tension d'alimentation. En effet, le choix d'une fréquence de résonance impose une épaisseur, or la céramique doit être soumise, pour travailler dans des conditions optimales, à un champ électrique moyen de fonctionnement nominal E_3 compris entre 100 et 200Vmm⁻¹, en conséquence la tension d'alimentation $V_1=E_3/e$ est imposée.

Il est cependant possible de découpler le réglage de la tension V_1 de celui de la fréquence f_R . Pour cela, il suffit d'utiliser une structure comportant n couches branchées en parallèle et polarisées alternativement. Ainsi l'épaisseur totale de la structure reste la même alors que le champ électrique moyen E_3 est n fois plus élevé.

La figure II.19 montre la façon d'augmenter le champ électrique E_3 dans le matériau tout en gardant la même fréquence de résonance. Pour une même tension V , le champ électrique est 4 fois plus important dans le multicouche.

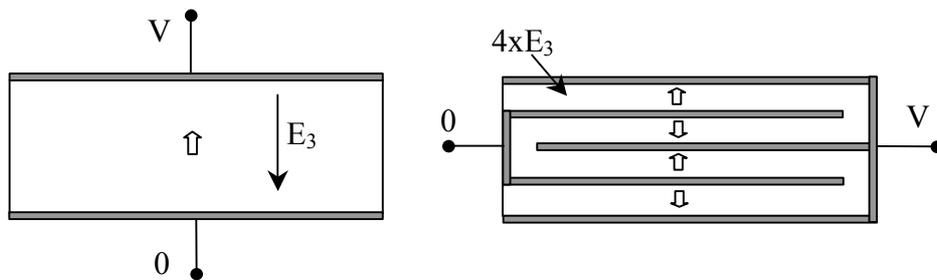


FIGURE II.19 : Augmentation du champ électrique E pour une fréquence donnée

Détermination de la surface A et du rapport r du transformateur multicouche

La méthode de calcul de la surface d'électrode A et du rapport d'épaisseur r consiste à utiliser les expressions du gain et de la puissance transmise établies précédemment et de déterminer le point optimum de fonctionnement (i.e. déterminer la valeur du facteur de qualité électrique) qui fournirait la puissance et le gain désirés tout en gardant un échauffement admissible par la céramique et des dimensions géométriques minimales. Ainsi, la première étape du calcul est la détermination de l'expression du facteur de qualité électrique Q qui répond aux contraintes d'échauffement.

Choix du point de fonctionnement.

La contrainte structurale de dimensionnement portant sur l'échauffement est donnée par la relation reliant les pertes à l'élévation de température du matériau. En exprimant les pertes en fonction du rendement et de la puissance P_2 , la contrainte d'échauffement s'écrit :

$$\frac{P_2}{h_{conv} S_{échange}} \frac{1-\eta}{\eta} \leq \Delta\theta \quad (2.34)$$

Les deux valeurs du facteur de qualité électrique donnant la limite de validité de cette inégalité sont obtenues par la résolution de l'équation suivante :

$$1 - \frac{S_{échange}}{c} \frac{h_{conv} \Delta\theta Q_m}{P_2} \frac{1}{Q} + \frac{\omega_R^2}{\omega_S^2} \frac{1}{Q^2} = 0 \quad (2.35)$$

Une retranscription graphique de la contrainte d'échauffement en fonction du facteur de qualité électrique est représentée sur la figure II.20.

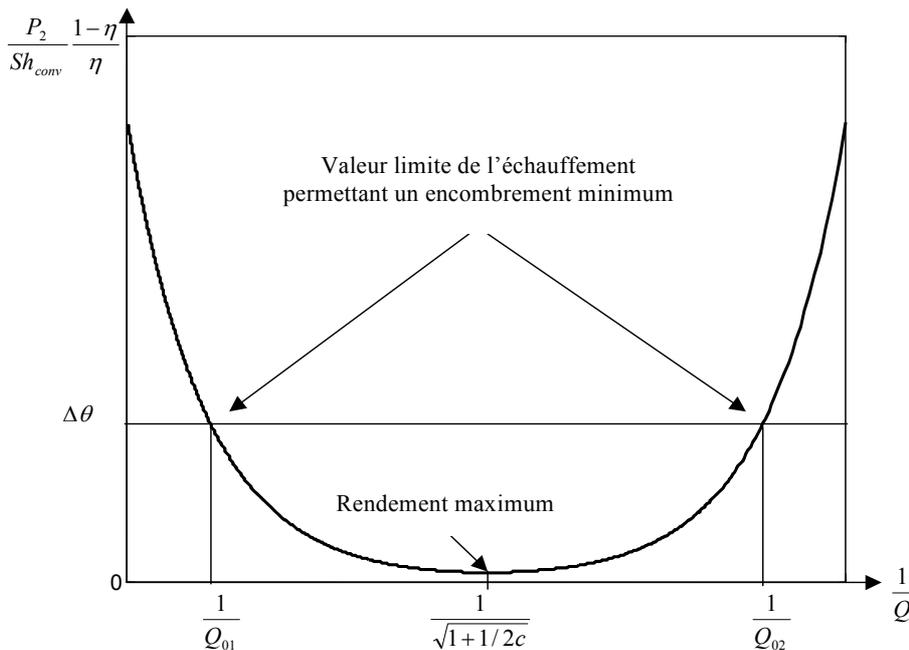


FIGURE II.20 : Echauffement vs. état de charge

Tout en respectant la contrainte d'échauffement, on a la possibilité de choisir un point de fonctionnement du transformateur se situant n'importe où dans la plage comprise entre les deux bornes notées : $1/Q_{01}$ et $1/Q_{02}$. Cependant, il paraît judicieux de placer le point de charge a deux endroits bien précis, l'un permettant d'obtenir un rendement maximum, l'autre donnant un encombrement minimum.

1^{er} cas : Si l'encombrement du transformateur n'est pas une préoccupation première et si l'on souhaite privilégier le rendement, il est alors intéressant de travailler au point correspondant au rendement maximum. Ce point est obtenu pour un facteur de qualité électrique Q_0 donné par la relation (2.27).

2nd cas : Maintenant, si l'on souhaite réduire au maximum l'encombrement du transformateur et accepter une légère dégradation du rendement, et cela tout en s'assurant que l'échauffement n'excède pas la valeur maximale autorisée, le fonctionnement doit se situer à l'une des deux valeurs extrêmes de la gamme. Dans ce cas, les valeurs de Q sont données par la résolution de l'équation (2.35), la première solution a pour expression :

$$\frac{1}{Q_{01}} = \frac{h_{conv} S \Delta \theta Q_m}{2cP_2} - \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{h_{conv} S \Delta \theta Q_m}{cP_2} \right)^2 - 4} \quad (2.36)$$

la seconde solution s'écrit :

$$\frac{1}{Q_{02}} = \frac{h_{conv} S \Delta \theta Q_m}{2cP_2(1+1/c)} + \frac{1}{2(1+1/c)} \sqrt{\left(\frac{h_{conv} S \Delta \theta Q_m}{cP_2} \right)^2 - 4 \left(1 + \frac{1}{c} \right)} \quad (2.37)$$

Nous disposons donc de deux valeurs de Q donnant la même puissance et le même échauffement de la céramique. Ce degré de liberté supplémentaire sera utilisé pour ajuster le gain du transformateur et ainsi respecter la seconde contrainte structurale à savoir le rapport de forme r .

Calcul de A et r

Les deux contraintes spécifiques au concepteur permettant le calcul de la surface A et du rapport des épaisseurs r sont la puissance P_2 et le gain G . Pour le point de fonctionnement choisi, la résolution du problème consiste à exprimer la puissance et le gain uniquement en fonction de la surface A et du rapport r et de trouver les valeurs répondant à ces deux contraintes. Les expressions de la puissance et du gain sont celles définies au paragraphe précédent. La puissance est donc donnée par l'égalité suivante :

$$2 + \frac{Q}{Q_m} c \left(1 + \frac{1}{Q^2} \frac{\omega_R^2}{\omega_S^2} \right) + \frac{Q_m}{Q} \frac{1}{c} \frac{1}{1 + \frac{1}{Q^2} \frac{\omega_R^2}{\omega_S^2}} = \frac{V_1^2}{RP_2} \quad (2.38)$$

L'expression du gain est la suivante :

$$\left(\frac{Q}{Q_m} c \left(1 + \frac{1}{Q^2} \frac{\omega_R^2}{\omega_S^2} \right) + 1 \right) r G = \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2} \frac{\omega_R^2}{\omega_S^2}} \quad (2.39)$$

où c s'exprime en fonction du rapport d'épaisseur par :

$$c = \frac{\pi^2}{2k_t^2} \frac{1}{1+r} - \left(1 + \frac{1}{r} \right) \quad (2.40)$$

Dans ces expressions les pulsations de résonances sont à remplacer par la relation (2.23) et le facteur de qualité électrique Q est suivant le cas choisi :

1^{er} cas : Rendement maximum $Q=Q_0$

2^{ème} cas : Encombrement minimum $Q=Q_{01}$ ou Q_{02}

REMARQUES

Ce système d'équations admet des solutions uniquement si les conditions de départ sont réalisables, c'est-à-dire si l'échauffement autorisé n'est pas trop faible pour la puissance désirée ou si le gain n'est pas trop important.

La valeur du rapport des épaisseurs des couches primaire et secondaire doit être comprise entre 0,8 et 1,2. Dans le cas contraire, le transformateur ne pourra pas fonctionner correctement, une couche très mince ne peut pas mettre en vibration une couche très épaisse. Si l'on se situe au-delà de ces limites, cela veut dire que l'on souhaite un gain trop important, il est alors nécessaire de changer la structure et d'envisager un multicouche pour le secondaire.

Dans le cas de l'optimisation de l'encombrement (2nd cas), nous avons vu qu'il y avait deux valeurs possibles de Q. La résolution du problème doit se faire pour les deux valeurs et au final choisir les solutions qui nous donnent un rapport des épaisseurs r dans la plage définie précédemment (le plus proche de 1).

II.5.4 / Procédure générale de dimensionnement

Un récapitulatif de la procédure de dimensionnement, permettant d'avoir une vue globale, est représenté figure II.21.

À partir du cahier des charges, représentant les besoins spécifiques du concepteur, et des contraintes structurales (échauffement, rapport de forme), la méthode de dimensionnement fournit les dimensions géométriques correspondant, suivant le cas, ou à une structure à rendement maximum ou à une structure à encombrement minimum.

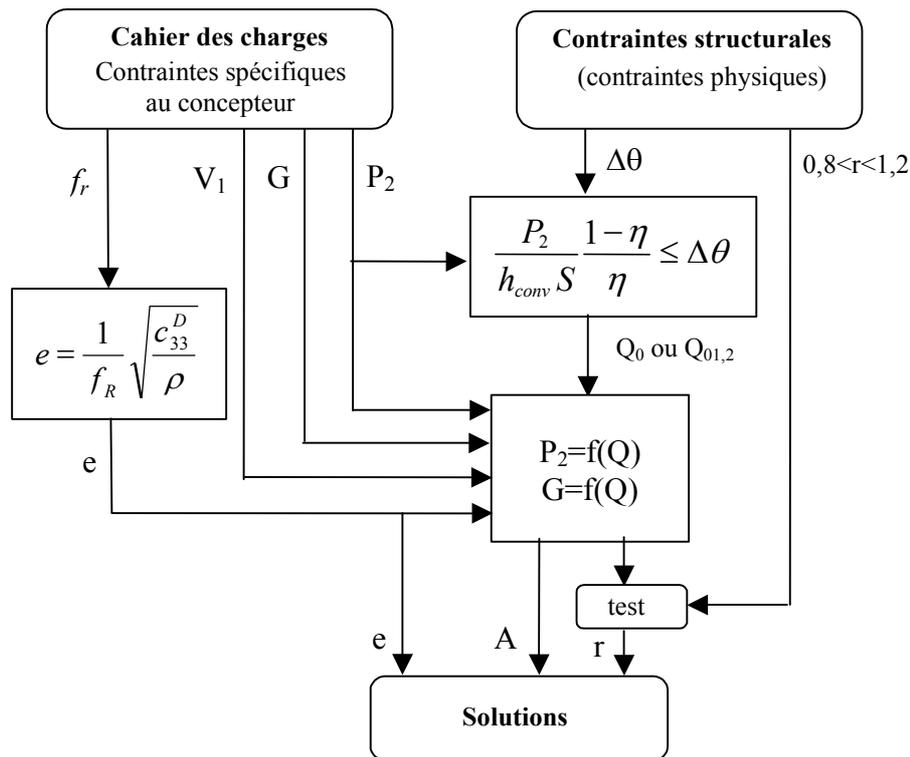


FIGURE II.21 : Schéma général de la procédure de dimensionnement

II.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre trois structures de transformateur piézoélectrique de taille millimétrique ainsi que leur principe de fonctionnement. Un modèle analytique facilement exploitable a ensuite été défini pour le transformateur multicouche. Ce modèle a été établi à partir des théories classiques de la piézoélectricité et de l'électroacoustique qui permettent d'associer et de coupler les phénomènes électriques et mécaniques sous forme de schémas électriques équivalents, appelé encore schéma de Mason. Une analyse détaillée des caractéristiques électriques a été réalisée à partir de ce schéma électrique équivalent. Il a été ainsi montré la très forte dépendance des performances (gain en tension, puissance transmise et rendement) avec la fréquence et le niveau de charge au secondaire représenté par le facteur de qualité électrique.

Nous avons également proposé une méthode générale de conception de transformateur piézoélectrique de type multicouche. Cette méthode permet de calculer les grandeurs géométriques du transformateur à partir d'un cahier des charges de départ, représentant les besoins spécifiques du concepteur, associé à des contraintes structurales ou physiques qui tiennent compte de l'échauffement maximum de la céramique et du rapport de forme du transformateur.

L'ensemble de ces résultats montrent que les transformateurs piézoélectriques ne se présentent pas comme des concurrents des transformateurs électromagnétiques mais plutôt comme une solution complémentaire aux faibles dimensions et faibles puissances grâce à leurs très forte compacité et à la simplicité de leur structure. Ils se prêtent bien à des applications spécifiques comme l'isolation galvanique. C'est ce qui va être montré au chapitre suivant, où le transformateur multicouche est utilisé pour réaliser l'isolation galvanique des commandes rapprochées des transistors de puissance avec un fort degré d'intégration.

Chapitre III

Commande rapprochée des transistors à grille isolée

Chapitre III

Commande rapprochée des transistors à grille isolée

III.1 / Introduction

En électronique de puissance, le volume des équipements est principalement déterminé par la taille des composants passifs (capacités, inductances et transformateurs), il avoisine les 2/3 du volume total. Une intégration dite « hybride » – composants discrets déposés sur un même substrat – permet de réduire considérablement ce volume. Dans une certaine gamme de puissance, l'utilisation des méso-transformateurs piézoélectriques peut s'avérer être plus performante en terme d'intégration que la solution classique, qui consiste à utiliser des composants bobinés électromagnétiques. En effet, le transformateur piézoélectrique peut être facilement déposé sur des substrats de type circuit imprimé (PCB) ou silicium et donc être placé au plus près de l'électronique de commande.

Le travail présenté dans ce chapitre porte sur l'intégration hybride d'une commande rapprochée pour transistor de puissance à grille isolée dont l'isolation est réalisée par un transformateur piézoélectrique. L'objectif est de mettre en évidence la faisabilité d'une telle commande, puis de mettre au point un prototype intégrant sur un même substrat en PCB le transformateur piézoélectrique et l'électronique de commande.

Dans ce chapitre nous donnerons d'abord le principe de fonctionnement de la commande rapprochée. Puis dans un second temps, nous présenterons le dimensionnement, la réalisation et la caractérisation d'un transformateur multicouche. Et finalement, le bon fonctionnement de la commande sera validé par des résultats expérimentaux obtenus sur un bras d'onduleur.

III.2 / Problématique

La tendance actuelle en électronique de puissance est d'intégrer les composants sur un support unique pour réduire le volume des équipements. La contrainte d'isolement galvanique pour les commandes de bras d'onduleur devient alors très forte. L'utilisation des transformateurs électromagnétiques classiques pour réaliser cette isolation demande non seulement un bobinage spécifique des enroulements, ce qui augmente le prix, mais aussi limite l'automatisation du processus de fabrication. Ces inconvénients ont engendré des efforts de recherche pour réaliser des transformateurs électromagnétiques intégrés (bobines plates à air)

sur un substrat de type circuit imprimé PCB (Printed circuit boards) [1]-[3]. Toutefois, la fabrication de ces structures est complexe, l'isolant galvanique est souvent uniquement l'air, ce qui limite la rigidité diélectrique. Par ailleurs, les enroulements se comportant comme une antenne rayonnent, ce qui entraîne des problèmes de CEM.

La solution que nous proposons est l'utilisation de transformateurs piézoélectriques pour réaliser une isolation galvanique très intégrée. En effet, le transformateur piézoélectrique présente un certain nombre d'avantages. D'abord, il est facilement intégrable (structure en bloc compact) et facilement industrialisable, car il ne nécessite pas de composants bobinés non standard. Ensuite, en utilisant des matériaux diélectriques de rigidité élevée, il est possible d'avoir une très forte isolation galvanique, l'ordre de grandeur du champ de claquage peut être supérieur à plusieurs kV/mm. De plus, le mécanisme de transfert de puissance dans un transformateur piézoélectrique consiste à transformer au primaire de l'énergie électrique en vibrations mécaniques puis de récupérer au secondaire ces vibrations sous forme d'énergie électrique. En conséquence, il n'y a aucun couplage électromagnétique dans ce type de transformateur, ce qui est favorable en terme de CEM.

III.3 / Généralités sur la commande rapprochée

La réalisation d'un bon convertisseur d'énergie électrique passe par une bonne maîtrise de la commutation des interrupteurs le constituant, et donc par une bonne commande des transistors. Cette commande, qu'elle soit de type analogique ou de type numérique, traite des signaux à bas niveaux. Les tensions maximales sont de l'ordre de 15V, et les courants crêtes varient, pour des composants de petit et moyen calibre, entre quelques milliampères et quelques centaines de milliampères.

Sauf pour des montages de petite puissance, l'interfaçage entre les éléments de puissance et ceux de commande nécessite deux fonctions : amplification et isolation.

- L'amplification permet d'adapter les niveaux de la commande aux niveaux exigés par la partie puissance, ici des transistors MOS ou IGBT. Elle doit conserver des temps de montée très courts pour assurer un déclenchement convenable des composants et une bonne précision de l'instant de déclenchement.
- La fonction isolation est indispensable quand on doit commander plusieurs composants référencés à des potentiels différents. Lorsque la source du transistor est reliée à la masse du montage, la commande ne pose pas de problème. Selon les contraintes électriques on ajoutera ou pas un dispositif d'isolation galvanique. Lorsque la source du transistor n'est pas référencée à la masse, ce qui est le cas du transistor du haut dans un bras de pont, il est indispensable d'utiliser une isolation. De plus cette isolation permet d'augmenter la sûreté de fonctionnement de l'ensemble. Elle diminue également la propagation de défauts entre les deux parties.

Les moyens couramment utilisés pour réaliser cette fonction d'isolation sont d'une part optique : opto-coupleur, fibre optique ; et d'autre part magnétique : transformateur électromagnétique. Cette étude met en œuvre un nouveau moyen : le transformateur piézoélectrique.

III.4 / Structure de la commande rapprochée

Dans un dispositif de conversion d'énergie, la commande rapprochée tient un rôle primordial. C'est elle qui assure la commutation des interrupteurs de puissance, et ainsi tous les risques de dysfonctionnement se concentrent sur elle. On comprend donc la nécessité d'avoir des « drivers » robustes, permettant un fonctionnement optimal des transistors. La commande doit répondre à un certain nombre de contraintes. Elle doit tout d'abord faire commuter rapidement les interrupteurs et ainsi réduire les pertes par commutation, mais tout en gardant des di/dt et des dv/dt raisonnables afin de limiter la génération de perturbations. Elle doit également, par l'intermédiaire des transformateurs, réaliser une isolation galvanique avec une très forte tenue en tension de claquage. De plus, le système doit être robuste en particulier vis-à-vis des courants de mode commun dus aux dv/dt , mais aussi vis-à-vis des courants de mode commun circulant à travers les deux commandes rapprochées des interrupteurs du bras via les capacités parasites primaire/secondaire des transformateurs. Nous allons présenter dans cette partie deux structures de commande rapprochée, intégrant des transformateurs piézoélectriques et répondant à ces contraintes de fonctionnement.

Le schéma de principe de la commande rapprochée d'un bras complet d'onduleur avec les transformateurs piézoélectriques d'isolement est représenté figure III.1.

La commande rapprochée réalise le pilotage des deux interrupteurs IGBTs d'un bras de pont complet d'une puissance moyenne d'environ 3kW. La tension maximale appliquée aux transistors de puissance IGBT est de 300V et le courant maximum commuté est de 20A. La fréquence peut varier dans une gamme allant de 1Hz à 40kHz avec un rapport cyclique pouvant varier de 0,1 à 1.

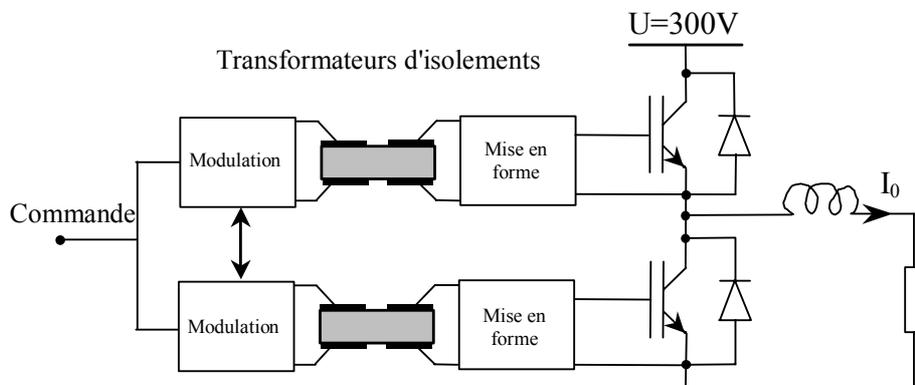


FIGURE III.1 : Commande de bras complet d'onduleur

Les stratégies de modulation

La structure de la commande rapprochée est imposée par les propriétés électriques du transformateur piézoélectrique. Nous avons montré au chapitre précédent, que la fonction de transfert en tension du transformateur piézoélectrique est celle d'un filtre passe-bande. En conséquence, si l'on souhaite transmettre simultanément, à travers un seul organe d'isolation, l'information de l'instant de commutation de l'interrupteur et l'énergie nécessaire à la grille du transistor pour une bonne commutation, il est nécessaire de passer par une modulation. Deux stratégies sont alors envisageables : la modulation d'amplitude et la modulation de fréquence.

Modulation d'amplitude

Cette stratégie consiste à moduler en amplitude un signal porteur, de fréquence égale à celle de la résonance du transformateur (quelques MHz), par le signal de commande du transistor de puissance (quelques 10kHz). Cela revient à appliquer au transformateur des salves de sinusoïde dont la durée est fonction de la fréquence et du rapport cyclique de la modulante. On verra par la suite qu'une telle stratégie engendre une valeur limite du rapport cyclique. En effet, l'alimentation du transformateur se faisant uniquement pendant l'état haut du signal de commande, pour de faible rapport cyclique l'énergie transmise n'est plus suffisante à la commutation du transistor. Il apparaît donc une buté basse, qui est de l'ordre de 0,1. Cette valeur du rapport cyclique dépend de la fréquence de commutation.

Ce type de modulation est très sensible à la dynamique du transformateur (bande passante). Les temps d'établissement et d'évanescence de l'onde mécanique dans le transformateur sont non négligeables devant la période car la vitesse de propagation de l'onde est celle d'une onde acoustique (quelques $1000\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$). Cette vitesse est, par exemple, très inférieure à la vitesse de l'onde magnétique dans un transformateur électromagnétique. Il apparaît donc un temps de retard fixe du signal de commande démodulé au secondaire.

Le synoptique de la commande rapprochée par modulation d'amplitude est présenté figure III.2. Au primaire, la modulation est obtenue par une simple multiplication entre le signal de commande et une porteuse. Le signal de commande est remis en forme au secondaire par une démodulation de type détecteur d'enveloppe.

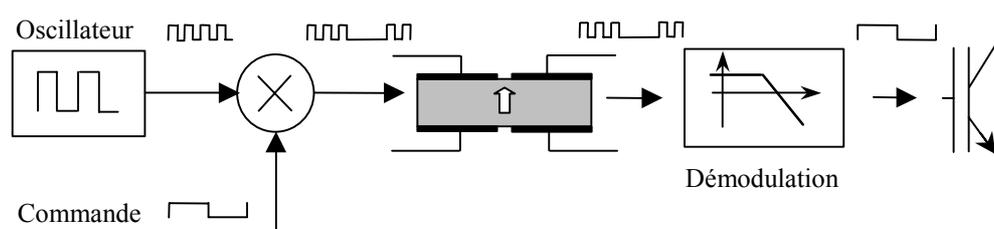


FIGURE III.2 : *Structure de la Commande – Modulation d'amplitude*

Modulation de fréquence

Dans cette seconde stratégie de modulation, le transformateur piézoélectrique est alimenté par un signal alternatif pouvant prendre deux fréquences différentes, mais très proches l'une de l'autre et comprises dans la bande passante du transformateur. Cette modulation de fréquence est donc de type modulation FSK (Frequency Shift Keying). L'information de l'instant de commutation des transistors de puissance est codée par la fréquence. Ce type de modulation a l'avantage de transmettre l'énergie en continu, il n'y a donc plus de limitation de rapport cyclique.

Le synoptique de la commande rapprochée par modulation de fréquence est présenté figure III.3.

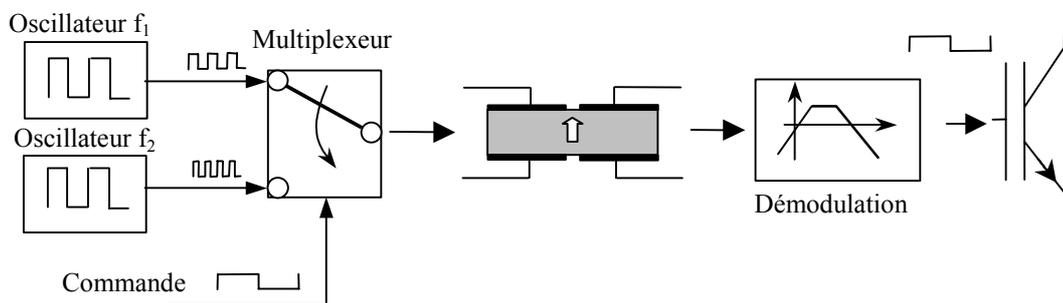


FIGURE III.3 : Structure de la Commande – Modulation de fréquence

Au primaire, la modulation est obtenue par un simple multiplexeur piloté par le signal de commande. La démodulation du signal au secondaire peut être réalisée de deux manières. Il est possible d'une part d'utiliser une PLL, qui nous fournirait une tension proportionnelle à la fréquence et d'autre part d'utiliser deux monostables dont les temps de basculement sont réglés en fonction des deux fréquences (cf. annexe 2).

La structure de la commande rapprochée étant présentée, cherchons à présent quel transformateur piézoélectrique est le mieux adaptée pour une telle application.

III.5 / Choix de la structure du transformateur

Les critères de choix d'une structure de transformateur piézoélectrique bien adaptée à la commande rapprochée de transistor de puissance à grille isolée sont au nombre de trois.

En premier lieu, le transformateur doit avoir des caractéristiques électriques compatibles avec les niveaux de tension et de puissance nécessaire à la commutation d'un transistor IGBT. Ainsi, le gain en tension doit être proche de 1 (la tension fournie par une alimentation et la tension de grille sont de 15V), quant à la puissance minimale du transformateur, elle dépend

du transistor à commander. Une étude détaillée de l'énergie transmise à la grille du transistor lors de sa commutation permet de prévoir cette puissance minimale. L'énergie fournie à la grille du transistor pendant la commutation est le produit de la tension d'alimentation de la grille V_G par la quantité d'électricité Q_G apportée par le courant de grille. Le transistor commutant à la fréquence F , la puissance moyenne (3.1) de l'alimentation et donc du transformateur doit être supérieure ou égale à :

$$P_{\text{moy}} = V_G Q_G F \quad (3.1)$$

Par exemple, pour le transistor IGBT 15N60 la puissance moyenne nécessaire pour une commande à 40kHz est de 72mW. À cette puissance, il est nécessaire d'ajouter la puissance consommée par l'électronique de démodulation placée au secondaire du transformateur.

En second lieu, le temps de réponse du transformateur à un échelon d'alimentation doit être minimisé. En effet, dans le cas où la transmission du signal de commande se fait par modulation d'amplitude et si l'on souhaite garder un retard de commande faible, c'est-à-dire une bonne précision de commande, il faut choisir une structure pour laquelle le temps de propagation et la distance de parcours de l'onde mécanique dans le transformateur sont faibles. La vitesse de l'onde qui s'exprime par $v = \sqrt{c_{33}^D / \rho}$ est maximisée (ou inversement le temps de propagation est minimisé) par l'utilisation d'un matériau piézoélectrique très dur (module de Young important), par exemple du PZT ou du Titanate de Plomb. La distance de parcours de l'onde acoustique est minimisée en utilisant un transformateur très plat, de faible épaisseur totale, et fonctionnant en mode épaisseur. La fréquence de résonance étant inversement proportionnelle à la distance de parcours de l'onde, elle devient donc importante. Et en dernier lieu, le transformateur doit avoir une très bonne tenue en tension d'isolation entre le primaire et le secondaire. Il doit également présenter une faible capacité primaire secondaire, afin de minimiser la circulation des courants de mode commun.

À partir de ces éléments de choix, on peut conclure que la structure optimale du transformateur pour une telle application est une structure multicouche, réalisée par empilement de couches minces piézoélectriques et d'une couche isolante, qui permet de garder une faible distance de parcours de l'onde (diminution du retard) avec un meilleur couplage entre primaire et secondaire (augmentation du rendement). Cette structure a été présentée au chapitre précédent figure II.6. L'insertion, dans la couche isolante, d'un écran connecté à la masse permet d'améliorer l'immunité de la commande aux perturbations électromagnétiques en diminuant le couplage capacitif.

Mais, comme on l'a déjà précisé, cette structure contrairement aux autres, présente l'inconvénient d'avoir une forte capacité inter-électrode au secondaire (grande surface, faible épaisseur). Le coefficient effectif de couplage électromécanique secondaire (conversion mécanique électrique) est donc faible et cela a une répercussion directe sur le rendement. En effet, pour une énergie active fournie au secondaire, l'énergie réactive transitant dans le

transformateur est augmentée, les pertes induites dans le matériau sont donc plus importantes. Le seul moyen d'améliorer ce coefficient pour un transformateur multicouche est de choisir un matériau de permittivité relative faible, c'est ce que nous allons examiner maintenant de plus près.

III.6 / Choix des matériaux

Pour un fonctionnement correct du transformateur, le choix de la céramique s'avère être très important. Ce sont la qualité de la céramique et celle du collage qui détermineront au final les performances du transformateur. Les céramiques donnant de bonnes performances sont bien sûr le Titano-Zirconate de Plomb (PZT), mais aussi le Titanate de Plomb.

Le composé le plus utilisé est le PZT $\langle \text{Pb}(\text{TiZr})\text{O}_3 \rangle$. Il a réussi à s'imposer car il présente des caractéristiques très performantes. Il a un couplage et des constantes piézoélectriques assez élevées pour tous les modes de fonctionnement, des pertes mécaniques et diélectriques faibles, une bonne tenue en tension de dépolarisation et une très haute permittivité. Cependant, pour la réalisation de transformateur multicouche, le Titanate de Plomb $\langle \text{PbTiO}_3 \rangle$ s'avère être encore plus performant. En effet, le grand intérêt de ce matériau réside dans le fait qu'il a une permittivité relative ϵ_{33}^S de 5 à 10 fois plus faible que celle du PZT, ce qui permet de diminuer la valeur de la capacité secondaire C_2 et donc d'améliorer le coefficient effectif de couplage électromécanique et du même coup d'augmenter les performances du transformateur. De plus, ce matériau a un très fort couplage électromécanique pour le mode de résonance exploité, c'est-à-dire le mode épaisseur (longitudinal) k_t , alors que le couplage est beaucoup moins important en mode radial (transversal) k_{31} , ce qui permet de diminuer les modes parasites pouvant s'établir en même temps que le mode principal. En revanche, le Titanate de Plomb présente un coefficient piézoélectrique e_{33} environ deux fois plus faible que celui du PZT.

Les matériaux piézoélectriques sont fournis par la société « Fuji Ceramics Corporation ». Dans la gamme de matériaux disponibles, il a été choisi les matériaux présentant des pertes mécaniques et diélectriques les plus faibles, caractérisées par un grand facteur de qualité mécanique Q_m et un faible facteur $\tan \delta$. Le tableau III.1 donne les propriétés des deux matériaux : le Titanate de plomb de référence M5 chez le fabricant et le PZT de référence C213. Les facteurs de qualité ont été pondérés d'un rapport 5.

TABLEAU III.1

Caractéristiques des matériaux utilisés

	k_t	$\epsilon_{33}^S/\epsilon_0$	Q_m	ρ	c_{33}^D	e_{33}	h_{conv}
PbTiO_3	0,5	179	400	7400	$17,6 \cdot 10^{10}$	8,5	15
PZT	0,48	1131	400	7800	$8,57 \cdot 10^{10}$	20,1	15
Al_2O_3		10		3900	$0,22 \cdot 10^{10}$		15

La couche isolante située entre le primaire et le secondaire doit avoir une forte tenue en tension de claquage. Il est donc envisageable d'utiliser le même matériau piézoélectrique pour réaliser cette isolation. Cela permettrait de garder une continuité sur toute l'épaisseur des caractéristiques mécanique (module de Young et masse volumique) et ainsi avoir une transmission parfaite de la contrainte et une continuité des déformations. Malheureusement, le caractère actif de ce matériau entraînerait des polarisations et des dépolarisations inopinées de la couche isolante qui créerait un dysfonctionnement du transformateur. Notre choix c'est alors orienté vers l'alumine $\langle \text{Al}_2\text{O}_3 \rangle$, qui est un matériau passif présentant une forte tenue en tension, sa rigidité diélectrique est de 35kVmm^{-1} et il a des caractéristiques mécanique qui se rapprochent le plus de celle d'une céramique. Nous verrons par la suite que cette couche isolante peut être directement réalisée avec le substrat de la commande rapprochée qui peut être en PCB ou en silicium.

Un point important de la réalisation est l'assemblage des différentes couches entre elles. L'idéal serait de réaliser le transformateur par cofrittage, c'est-à-dire que lors de la fabrication de la céramique, on placerait dans le même moule la poudre piézoélectrique, la couche isolante et les électrodes, on obtiendrait alors directement le transformateur par pressage. Mais à l'heure actuelle, nous n'avons pas été en mesure de se procurer de tels transformateurs. La solution adoptée est un assemblage par colle époxy. C'est une résine époxyde, isolante électrique, de type polymère du fabricant « Epotecny », qui en séchant devient très dure, son coefficient de dureté, appelé Shore D, est de 90.

La structure et les matériaux étant choisis, on va maintenant dimensionner le transformateur piézoélectrique multicouche.

III.7 / Dimensionnement du transformateur

Dans cette partie nous allons dimensionner un transformateur multicouche en utilisant la méthodologie présentée au chapitre II.5. Le but étant de trouver les dimensions géométriques d'un transformateur ayant des caractéristiques électriques compatibles avec une application de commande rapprochée. Nous allons tout d'abord définir les données de départ.

Données :

Le cahier des charges de départ, représentant le besoin du concepteur comprend : la puissance transmise P_2 , le gain G , la tension d'alimentation V_1 et la fréquence de fonctionnement f_r .

- La puissance nécessaire au secondaire du transformateur, pour l'alimentation des circuits électroniques de démodulation et pour une commutation correcte du transistor de puissance, est calculée pour les conditions les plus défavorables de fonctionnement. Ainsi, on se place dans le cas d'une stratégie de modulation d'amplitude, dans laquelle la transmission d'énergie

ne se fait pas en continu. La puissance nécessaire à la commutation d'un transistor de puissance de calibre 20A-600V est d'environ 100mW, à laquelle il faut ajouter la puissance consommée par l'électronique de démodulation. On arrive alors à une puissance moyenne au secondaire d'environ 1W. Si l'on se place dans le cas d'un rapport cyclique moyen de modulation d'amplitude de 0,5, la puissance du transformateur doit donc être de 2W.

- La tension primaire V_1 appliquée au transformateur est de 15V maximum, elle provient d'une alimentation standard, alimentant également toute l'électronique de modulation du primaire. La tension qui doit être appliquée à la grille du transistor pour le saturer correctement est de 15V, en conséquence le gain du transformateur doit être unitaire : $G=1$.
- La fréquence de fonctionnement du transformateur doit être relativement élevée. Quelque soit la stratégie de modulation cette fréquence doit être supérieure d'au moins un rapport 50 à la fréquence de commutation du transistor de puissance. Si l'on s'impose une fréquence maximale de commutation de 40kHz, la fréquence de la modulante doit être d'environ 2,1MHz. Une fréquence plus élevée de la modulante augmenterait la précision de l'instant de commutation mais compliquerait fortement l'électronique de la commande.

À ces données, imposées par le cahier des charges, il faut ajouter d'une part, les caractéristiques du matériau données dans le tableau III.1, la céramique utilisée pour le dimensionnement est le Titanate de Plomb (M5) et d'autre part les contraintes physiques.

- La première contrainte physique est l'échauffement maximum autorisé du matériau piézoélectrique. Une valeur raisonnable de l'élévation de température est de : $\Delta\theta=40^\circ\text{C}$. Cela permet de garder une température de la céramique assez éloignée du point de Curie. Une mesure expérimentale nous a montrée que le coefficient d'échange convectif de la céramique est d'environ $15\text{W}/^\circ\text{C}/\text{m}^2$.

La surface d'échange convectif du transformateur multicouche comprend la surface de deux électrodes et la surface périphérique, elle a pour expression :

$$S_{Echange} = 2 * A + e2\sqrt{\pi A} \quad (3.2)$$

- La seconde contrainte physique est le rapport de forme. Le rapport de l'épaisseur de la couche primaire sur celle de la couche secondaire doit être proche de 1.

À déterminer :

On cherche donc à déterminer les différentes grandeurs géométriques : l'épaisseur totale e_{totale} , la surface d'électrode A et la rapport d'épaisseur r.

- *Première étape* : Le calcul de l'épaisseur totale du transformateur e_{totale} est obtenue à partir de la relation (2.33) imposée par la fréquence de vibration :

$$e_{totale} = \frac{1}{f_R} \sqrt{\frac{c_{33}^D}{\rho}} = 2,3\text{mm}$$

L'épaisseur totale du transformateur, donnant une fréquence de résonance de 2,1MHz est donc de 2,3mm.

• *Deuxième étape* : Choix du point de fonctionnement.

Nous avons choisi d'optimiser l'encombrement du transformateur et ainsi de travailler à la limite de l'échauffement autorisé. Si l'on considère une température ambiante de 30°C, la température de la céramique en régime permanent de fonctionnement sera d'environ 70°C, cela reste donc largement en dessous des limites supportables par le matériau. Dans ces conditions, le rendement de notre transformateur est légèrement dégradé et ne correspondra pas au rendement maximum.

Les deux expressions du facteur de qualité électrique (Q_{01} , Q_{02}) en fonction de la surface A et rapport r sont données par les relations (2.36) et (2.37).

• *Troisième étape* : Calcul de la surface A et du rapport r .

Les valeurs de la surface A et du rapport r sont calculées à partir de l'expression de la puissance (2.38) et de celle du gain (2.39). On dispose ainsi d'un système de deux équations à deux inconnues dans lesquelles le facteur de qualité électrique est celui calculé précédemment. La résolution de ce système se fait graphiquement. La variation du gain en fonction de la surface A (dans une gamme de 0 à $2 \cdot 10^{-4} \text{m}^2$) et du rapport r (dans une gamme de 0,8 et 1,2) est représentée sur la figure III.4. De même, la variation de la puissance en fonction de ces mêmes variables est représentée figure III.5. Sur ces deux courbes, on a également représenté les iso-valeurs, ainsi que leur projection, pour respectivement un gain de 1 et une puissance de 2W.

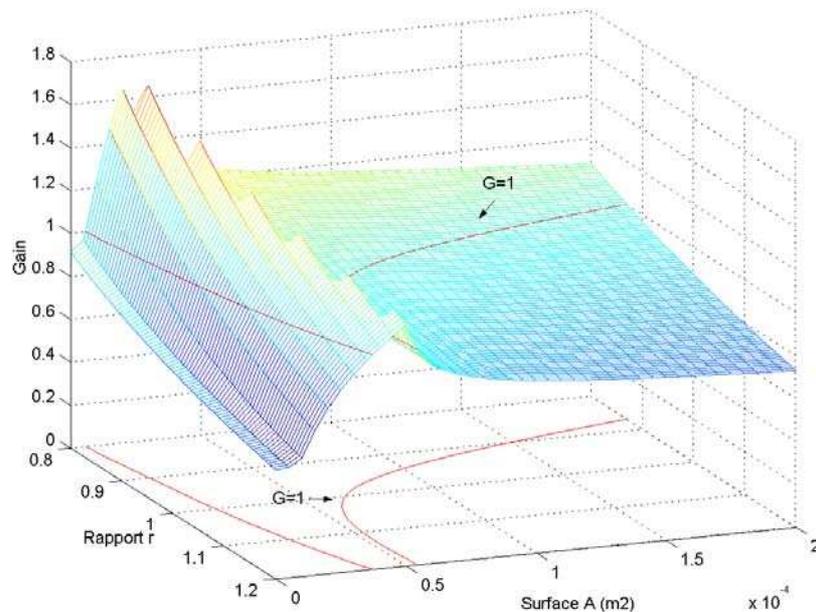


FIGURE III.4 : Variation du gain en fonction de la surface A et du rapport r
La courbe d'iso-valeur correspond à un gain de 1

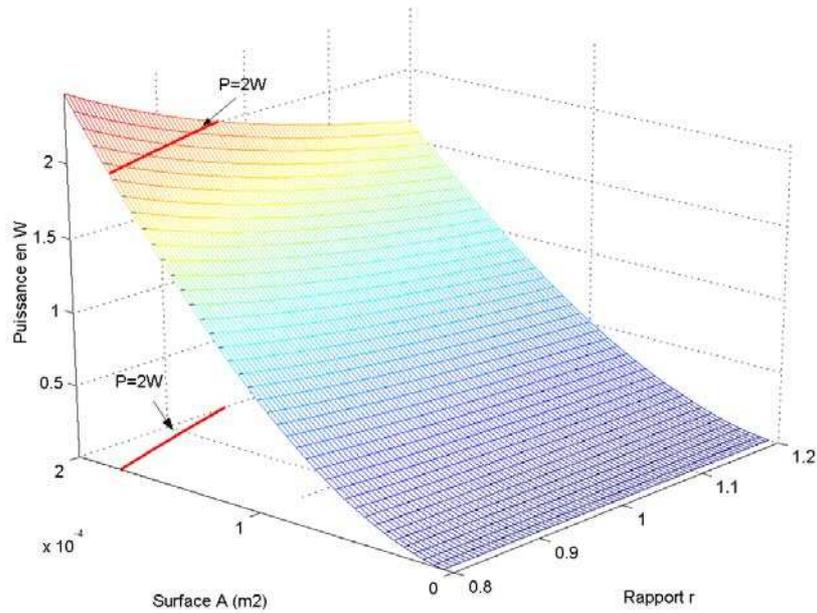


FIGURE III.5 : *Variation de la puissance en fonction de la surface A et du rapport r*
La courbe d'iso-valeur correspond à une puissance de 2W

Les deux courbes représentées figures III.4 et III.5, nous confirment ce que nous avons déjà annoncé, à savoir que la puissance est principalement déterminée par le surface A des électrodes, et que le gain est réglé par le rapport des épaisseurs r.

La solution du problème est obtenue par l'intersection entre l'iso-valeur de la puissance de 2W et celle d'un gain unitaire. Ces deux iso-valeurs, pour un facteur de qualité électrique correspondant à Q_{01} , sont représentées dans le même référentiel sur la figure III.6. Les valeurs lues sur cette figure sont respectivement, pour le rapport des épaisseurs r et pour la surface A, 0,89 et $1,647 \cdot 10^{-4} \text{m}^2$. La surface calculée donne un disque de diamètre 1,44cm. Le tableau III.2 regroupe toutes les dimensions géométriques du transformateur pré-calculées par la méthode de dimensionnement.

TABLEAU III.2

Dimensions du transformateur multicouche			
e	ϕ	e ₁	e ₂
2,3mm	1,44cm	1,1mm	1,2mm

Le facteur de qualité électrique retenu est Q_{01} , l'autre valeur Q_{02} donne un rapport de forme non réaliste, supérieur à 6. En effet, la seconde valeur de Q donne un point de fonctionnement du côté droit de la caractéristique de puissance, pour lequel le gain est très important. Ainsi, pour des transformateurs multicouches de gain unitaire, il faudra systématiquement prendre la valeur de Q_{01} donnant un fonctionnement sur la partie gauche de la caractéristique de

puissance. Le même calcul, mais pour un point de fonctionnement à rendement maximum, donne une surface d'électrode de $1.10^{-3}m^2$, ce qui correspond à un disque de 3,6cm de diamètre. Dans ce cas, le transformateur aurait un volume quatre fois plus grand. On n'a donc aucun intérêt à dimensionner le transformateur pour ce point de fonctionnement.

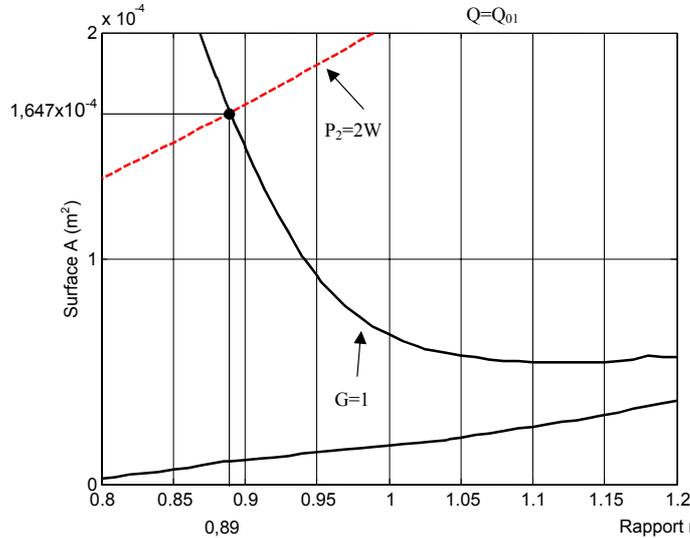


FIGURE III.6 : Isovaleurs de la puissance et du gain

Le volume global du transformateur que nous venons de dimensionner est de $0,37cm^3$, ce qui donne une puissance volumique au point de fonctionnement de $5,45W/cm^3$. Cette valeur est donc inférieure aux valeurs de puissance volumique annoncées (15 à $30W/cm^3$). La raison principale est que le champ électrique dans le matériau est très faible, il vaut 15V/mm, on est loin des 100 à 200V/mm qui devraient être appliquées. Pour augmenter la puissance volumique, il faudrait réaliser un multicouche comprenant au moins 6 couches branchées en parallèle. Une autre raison, est qu'à cause du collage, le facteur de qualité mécanique global du transformateur est beaucoup plus faible que celui d'un barreau de céramique seul.

Le transformateur multicouche avec ses dimensions géométriques est représenté figure III.7. L'épaisseur de la couche isolante est nulle, selon l'hypothèse de départ.

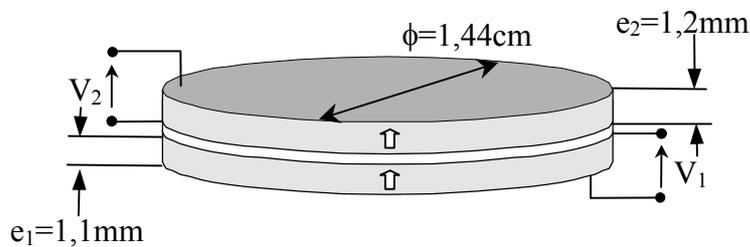


FIGURE III.7 : Dimensions géométrique du transformateur

À partir des dimensions que nous venons d'obtenir et des propriétés du matériau piézoélectrique M5 données au tableau III.1, nous pouvons maintenant calculer les valeurs

des éléments du schéma électrique du transformateur. Ces valeurs sont données dans le tableau III.3.

TABLEAU III.3
Éléments calculés du schéma électrique

L	C	R	C ₂	C ₁	ψ	c	1/Q ₀₁
0,23mH	30,1pF	6,48Ω	0,19nF	0,22nF	1,12	7,92	0,1232

Le coefficient effectif de couplage électromécanique au secondaire du transformateur est : $k_{\text{eff}}=0,35$, cette valeur est bien sûr inférieure à celle du coefficient de couplage intrinsèque $k_t=0,5$.

Nous allons vérifier le résultat de notre dimensionnement en traçant la variation de la puissance P_2 , du gain G et du rendement η en fonction de la résistance de charge R_L . Ces grandeurs sont représentées figure III.8.

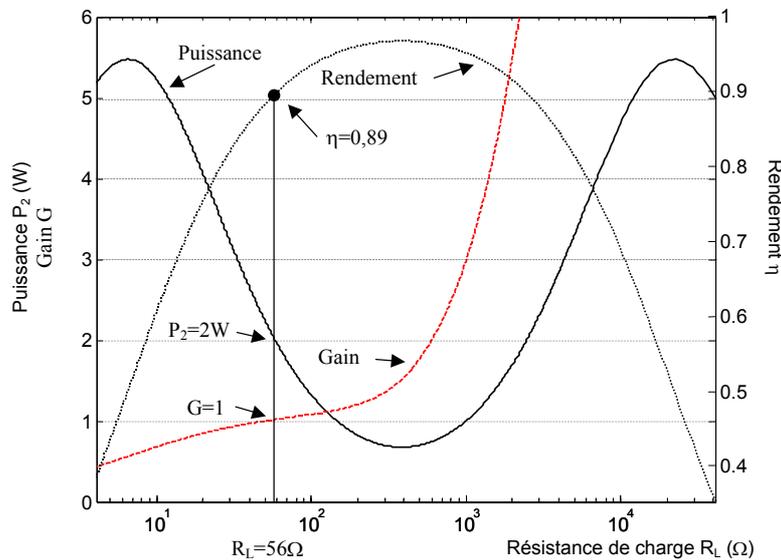


FIGURE III.8 : Puissance, rendement et gain du transformateur dimensionné

Le point de fonctionnement donnant une puissance de 2W et un gain de 1 est obtenue pour une résistance de charge de 56Ω. En effet, dans ce cas, la valeur maximale de la tension au secondaire est de 15V, sa valeur efficace est donc de $15/\sqrt{2}$ V, ainsi la résistance de charge donnant une puissance de 2W est bien $15^2/4 = 56\Omega$. Pour l'autre point de fonctionnement donnant la même puissance, le gain est très important, ce point n'est donc pas exploitable. La puissance, correspondant au rendement maximum, est inférieure à 1W, on retrouve donc ici la considération faite précédemment, à savoir que le volume doit être augmenté de plus de 4 fois pour atteindre les 2W à ce point. Le maximum de la puissance est bien obtenue pour une adaptation de charge, lorsque $R_L=R\psi^2$.

Au point de fonctionnement pré-calculé, le rendement est de 0,89, la puissance dissipée dans le transformateur est donc de 247mW. La surface d'échange convectif étant : $S_{\text{échange}}=4,34\text{cm}^2$, on retrouve bien un échauffement de 40°C.

III.8 / Réalisation du transformateur multicouche

Dans les sections précédentes, nous avons donné tous les éléments nécessaires à la conception d'un transformateur piézoélectrique dédié à une application d'isolation galvanique dans les commandes de transistor à grille isolée. Ainsi, nous avons montré que la structure idéale du transformateur est de type multicouche, le matériau piézoélectrique utilisé pouvait être du PZT, mais que les performances étaient meilleures avec du Titanate de Plomb. Nous avons également mené un dimensionnement, qui nous a permis d'obtenir les dimensions géométriques du transformateur donnant une puissance de 2W et un gain unitaire. L'étape suivante consiste donc à vérifier expérimentalement ces prédéterminations sur un prototype réalisé au laboratoire.

III.8.1 / Etapes de réalisations

Le prototype présenté ici, est réalisé avec une céramique en Titanate de Plomb. Les propriétés de ce matériau de référence M5, fournie par la société « Fuji Ceramics Corporation », sont données au tableau III.1.

Ne pouvant pas nous permettre de commander des céramiques sur mesure, nous avons choisi dans le catalogue du fabricant des dimensions se rapprochant le plus de celle pré-calculée. Ainsi, la céramique utilisée se présente sous la forme d'un disque de 15mm de diamètre et de 1mm d'épaisseur. La seule céramique disponible était massive et non en multicouche, le champ électrique moyen dans le matériau est donc faible : $E_3=15\text{V/mm}$. Les électrodes en nickel-chrome sont pré-déposées. L'électrode de la face arrière est reportée sur la face avant, de façon à y avoir facilement accès. La photo du prototype réalisé, placé près d'une pièce de 1 centime d'euro, est présentée à la figure III.9.

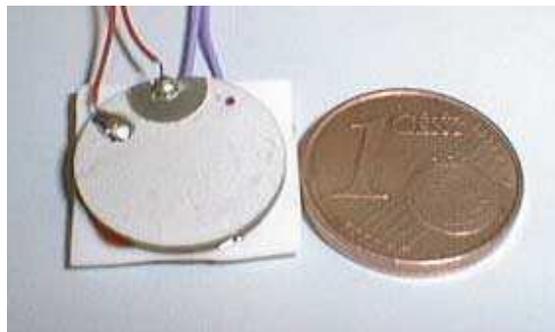


FIGURE III.9 : *Transformateur multicouche*

La couche isolante en alumine, dont les propriétés sont également données dans le tableau III.1, a une épaisseur de 0,3mm. L'épaisseur totale pré-calculée du transformateur (2,3mm) est ainsi conservée.

L'assemblage des trois couches est réalisé avec de la colle époxy fournie par la société « Epotecny ».

Le récapitulatif des dimensions géométriques du transformateur multicouche réalisé est donné dans le tableau III.4.

TABLEAU III.4
Données géométriques du prototype réalisé

Epaisseur PbTiO ₃	Epaisseur Al ₂ O ₃	Rayon
1mm	0,3mm	7,5mm

III.8.2 / Caractérisation du transformateur

Nous allons maintenant caractériser électriquement le prototype réalisé, et nous pourrions ainsi comparer les résultats expérimentaux à ceux obtenus par le dimensionnement.

Les performances en puissance, en gain et en rendement du transformateur, en fonction de la résistance de charge, sont représentées figure III.10. Les mesures ont été effectuées sous une tension d'alimentation sinusoïdale de 30V crête à crête et la fréquence de résonance (i.e. fréquence donnant le gain maximum) a été ajustée pour chaque point de mesure.

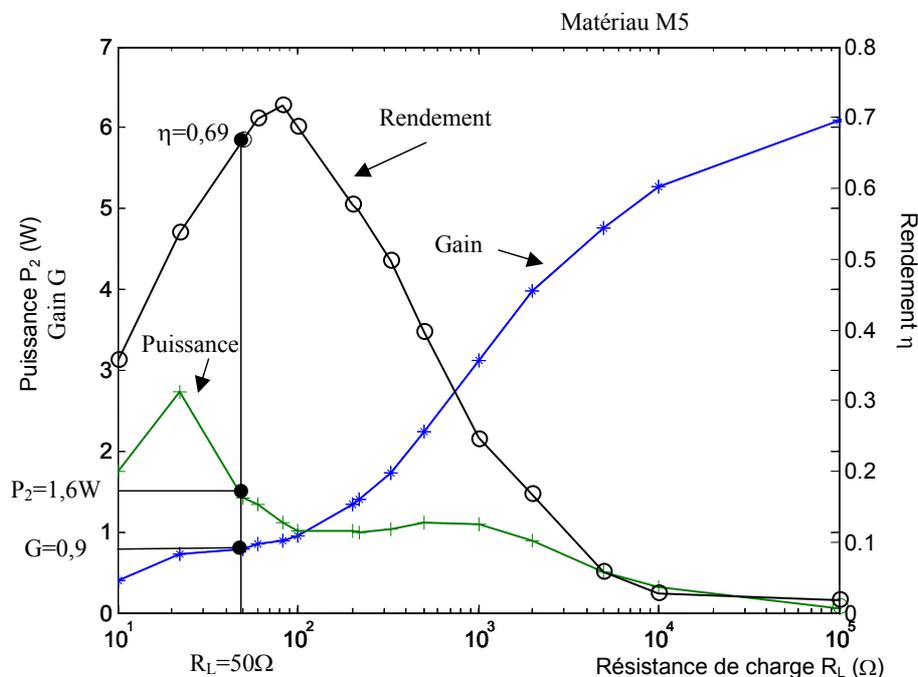


FIGURE III.10 : Puissance, rendement et gain expérimentaux

Le rendement maximum mesuré est de 72%, le gain maximum lorsque le transformateur est à vide est de 6 et la puissance maximale pour une résistance de charge adaptée est de 2,8W.

La variation de la fréquence de résonance en fonction de la résistance de charge est représentée figure III.11.

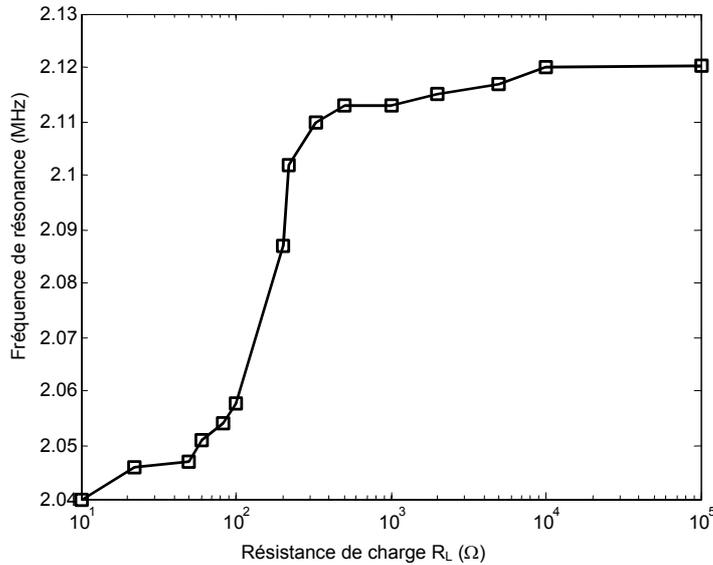


FIGURE III.11 : *Variation de la fréquence de résonance en fonction de résistance de charge*

Les valeurs lues sur la courbe de la figure III.11, pour la fréquence de résonance série et pour la fréquence de résonance parallèle sont respectivement, 2,046MHz et 2,12MHz. La valeur expérimentale du coefficient effectif de couplage électromécanique au secondaire, est obtenue à partir de la relation (2.10), elle vaut donc :

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2}} = 0,271$$

Cette valeur est inférieure à celle pré-calculée, car la capacité secondaire du prototype est plus importante que celle donnée par le dimensionnement. En effet, l'épaisseur de la couche secondaire est plus faible et la surface des électrodes est plus importante. On en déduit la valeur expérimentale de "c" : 13,57.

COMMENTAIRES SUR LES RESULTATS

La première constatation, que nous pouvons faire sur les résultats obtenus expérimentalement, est que les performances du prototype sont légèrement inférieures à celles qui avaient été prévues par le dimensionnement (de l'ordre de 10% à 15%).

Cette différence s'explique par la difficulté de prédire à l'avance la valeur des paramètres des matériaux utilisées. En effet, le facteur de qualité mécanique n'est jamais vraiment connu. Il retranscrit, comme on l'a déjà dit, les pertes mécaniques, qui regroupent les pertes dans le matériau, dépendant du point de fonctionnement, ainsi que les pertes dues aux joints de colle. La valeur de 400, prise au départ pour ce facteur, est encore surévaluée, on verra par la suite que la mesure expérimentale donne une valeur 2 fois plus faible. Le seul moyen de se rapprocher de la valeur théorique est de réaliser un assemblage des couches par cofrittage. A

cette explication, s'ajoute le fait que le dimensionnement ne tient pas compte de la couche isolante, par conséquent la puissance volumique du prototype est obligatoirement plus faible. De plus, le rapport des épaisseurs a été pris égal à 1, ce qui diminue le gain.

La seconde constatation est que, pour le point de fonctionnement désiré (autour de la résistance de charge de 50Ω), les performances sont en deçà de celle prédites mais restent suffisantes pour assurer une commande correcte des transistors de puissance. Pour ce point de fonctionnement, le gain est proche de 1, la puissance transmise est de 1,6W et le rendement est de 69%.

Nous remarquons, également, que la seconde bosse de la caractéristique de la puissance est fortement atténuée. Ce phénomène a été constaté sur plusieurs échantillons et l'explication exacte est difficile à donner. Toutefois, une cause possible de cette atténuation réside dans les pertes diélectriques de la capacité secondaire. Ces pertes, dont on n'a pas tenu compte lors du dimensionnement, sont modélisées par une résistance placée en parallèle avec la capacité secondaire et la résistance de charge. Ainsi, pour de faibles valeurs de R_L cette résistance est négligeable, mais pour de fortes valeurs de R_L , cette résistance peut être du même ordre de grandeur. En plus des pertes diélectrique, un phénomène de non linéarité de la céramique doit intervenir lorsque le gain est important.

COMPARAISON ENTRE TITANATE DE PLOMB ET PZT

Un second transformateur a été réalisé, de même dimension que le précédent, mais cette fois-ci en céramique PZT. Les propriétés de ce matériau sont données au tableau III.1. En raison d'un plus grand coefficient piézoélectrique e_{33} , les performances en puissance de ce transformateur sont meilleures, ainsi la puissance maximale pour une adaptation de charge vaut 4W et la puissance au point de fonctionnement est de 2,5W. En contre partie, le coefficient "c" est 3 fois plus grand, ce qui donne un gain maximum à vide de 2 et un rendement maximum de 60%. Les pertes sont donc plus importantes et l'échauffement dépasse largement la limite autorisée. Pour garder un échauffement raisonnable, il faudrait travailler à rendement maximum et donc surdimensionner le transformateur. Ces résultats nous permettent donc de valider les considérations avancées à la section II.6.

Nous allons maintenant, par un essai, identifier les valeurs des éléments du schéma électrique équivalent du transformateur en Titanate de Plomb.

III.8.3 / Identification des éléments du schéma électrique équivalent

La méthode d'identification classiquement utilisée consiste à réaliser deux séries de mesures. L'une est faite en mesurant l'admittance d'entrée du transformateur avec le secondaire en

court-circuit, l'autre en mesurant l'admittance de sortie avec le primaire en court-circuit. Notre transformateur étant symétrique, on ne fera qu'un seul essai.

En court-circuitant le primaire du transformateur nous obtenons un résonateur mécanique. Le schéma électrique est alors uniquement composé du circuit RLC de la branche motionnelle et de la branche capacitive C_2 . L'admittance d'entrée $Y_{in}=G+jB$, où G représente la conductance et B la susceptance, de ce circuit électrique peut être représentée dans le plan de Nyquist (B,G) et paramétrée en fréquence (figure III.13). La lecture du diagramme des admittances permet d'obtenir directement la valeur des éléments C_2 et R du schéma électrique. Les valeurs de L et C se calculent à partir des fréquences de résonance série f_s et parallèle f_p .

Le module et la phase de l'admittance d'entrée en fonction de la fréquence, lorsque le secondaire est en court-circuit, sont représentées figure III.12. La mesure a été réalisée avec un analyseur d'impédance HP4192.

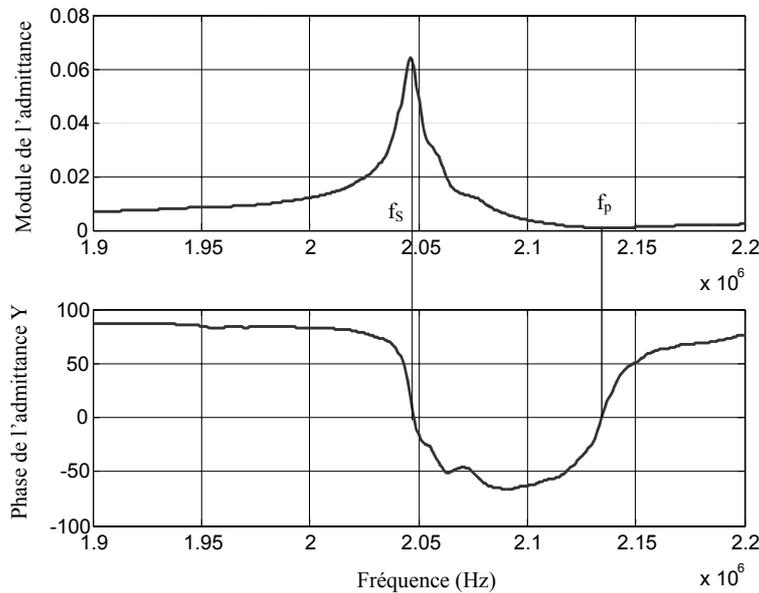


FIGURE III.12 : Mesure du module et de la phase de l'admittance d'entrée

Le module de l'admittance est maximum et la phase est nulle pour la fréquence de résonance série. L'admittance est minimale et la phase nulle pour la fréquence de résonance parallèle. Le diagramme de Nyquist de l'admittance d'entrée est représenté figure III.13. La valeur de la résistance de perte R , lue sur la courbe est $15,8\Omega$. En raison de la symétrie du transformateur, le gain du transformateur parfait du schéma électrique est égale à 1. La capacité secondaire C_2 vaut $0,3nF$.

Les éléments LC de la branche mécanique s'obtiennent de la manière suivante :

- la capacité $C = \frac{c}{C_2} = 23pF$

- l'inductance $L = \frac{1}{C\omega_s} = 0,26mH$

Le facteur de qualité mécanique est calculé à partir du diagramme de Nyquist de la figure III.13. Le facteur de qualité Q_m est défini par :

$$Q_m = \frac{f_s}{f_2 - f_1} \quad (3.3)$$

où f_1 et f_2 sont respectivement les fréquences du maximum de susceptance et du minimum de susceptance. Ce sont les fréquences donnant une atténuation de -3dB par rapport au maximum de l'admittance d'entrée. La valeur obtenue expérimentalement est : 130. Le facteur de qualité mécanique réel du transformateur est donc inférieur à celui donné pour le matériau piézoélectrique.

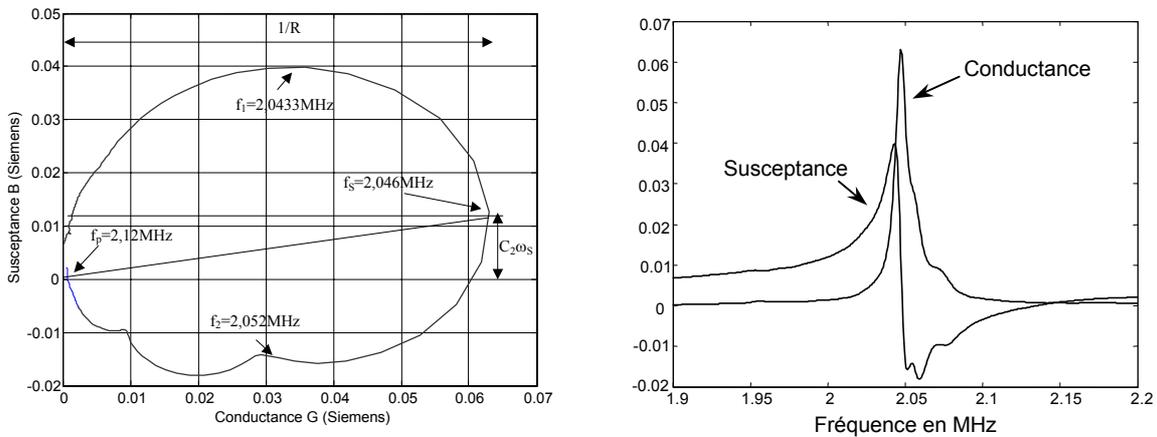


FIGURE III.13 : Diagramme de Nyquist de l'admittance d'entrée

Les valeurs identifiées des éléments du schéma électrique équivalent sont regroupées dans le tableau III.4.

TABLEAU III.4

Eléments identifiés du schéma électrique

L	C	R	C_2	C_1	ψ	c	Q_m
0,26mH	23pF	15,8 Ω	0,3nF	0,3nF	1	13,57	130

La variation du gain du transformateur en fonction de la fréquence est représentée figure III.14. Le gain obtenu à partir des valeurs identifiées est confronté au gain mesuré à l'aide d'un analyseur d'impédance HP4192 pour une charge de $1\text{M}\Omega$.

On observe sur la figure III.14 que le modèle établi au chapitre précédent ainsi que les valeurs identifiées donnent un résultat largement satisfaisant. On retrouve sur cette courbe la fréquence de résonance donnant le gain maximum du transformateur pour un fonctionnement à vide, soit 2,125MHz, cette fréquence correspond bien à la fréquence de résonance parallèle. Lorsque le gain est maximum (5,9) le déphasage de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée est de $\pi/2$.

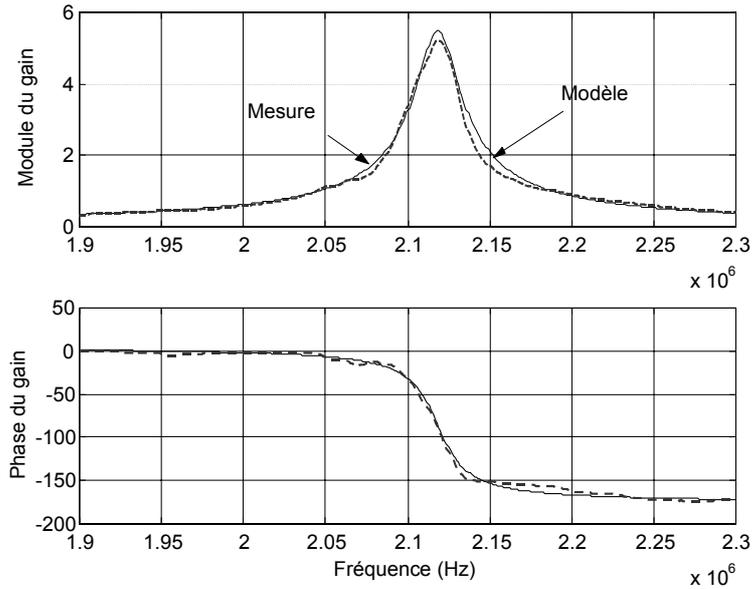


FIGURE III.14 : *Mesure et modèle du module et de la phase du gain en tension*

L'ensemble de ces résultats montrent que les performances électriques du transformateur piézoélectrique réalisé sont suffisantes pour qu'il soit inséré dans une commande rapprochée. Regardons maintenant ses qualités d'isolation galvanique dynamique.

III.9 / Effets parasites

Pour éliminer tout risque de fonctionnement aléatoire et pour rendre la commande rapprochée plus robuste, nous allons faire une étude détaillée des différentes causes possibles de dysfonctionnement du système dû au couplage capacitif et à la circulation des courants de mode commun.

III.9.1 / Couplage capacitif primaire/secondaire

Un transformateur dans une commande rapprochée doit non seulement réaliser une isolation galvanique statique, obtenue par la couche isolante en alumine, mais aussi assurer une isolation dynamique. En effet, le transformateur ne doit pas être la voie de propagation de courants parasites générés par des dv/dt , via le couplage capacitif primaire/secondaire.

Du fait des grandes surfaces en regard entre primaire et secondaire, le transformateur piézoélectrique multicouche présente une capacité localisée primaire/secondaire significative. La permittivité de la couche isolante d'alumine étant de $10\epsilon_0$, la capacité parasite théorique vaut donc 60pF, en raison de l'influence de la colle, celle mesurée (cf. figure III.15) est plus faible, elle vaut 26pF.

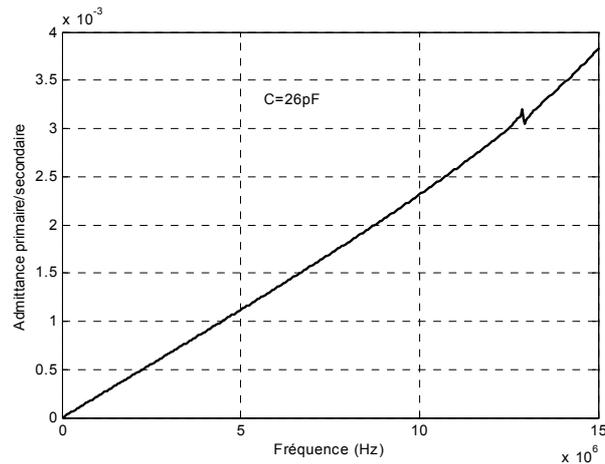


FIGURE III.15 : Capacité parasite primaire/secondaire

Cette capacité parasite est la principale voie de couplage des perturbations conduites qui sont sources de dysfonctionnement de la commande. La présence de cette capacité primaire/secondaire crée des courants de mode commun, qui peuvent perturber les différents étages de la commande rapprochée. L'insertion, dans la couche isolante, d'un écran connecté à la masse permet de réduire la circulation de ces courants, mais dégrade le facteur de qualité mécanique global du transformateur.

Les courants de mode commun circulant par la capacité parasite primaire/secondaire du transformateur ont deux causes.

III.9.2 / Courant de mode commun dû aux dV/dt

La première cause de circulation de courant de mode commun est la variation rapide du potentiel sur la borne de référence de l'interrupteur du haut. Le courant, ainsi généré, circule uniquement dans la commande de l'interrupteur supérieur du bras d'onduleur.

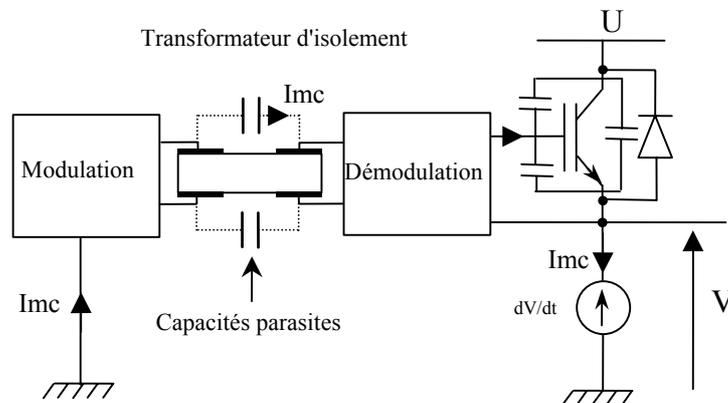


FIGURE III.16 : Courants de mode commun

Les dV/dt engendrent à chaque commutation une impulsion de courant de mode commun I_{mc} qui se referme via la capacité du transformateur et les différentes impédances de terre (cf. figure III.16). Ce courant I_{mc} est à la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance. Le moyen de limiter ce courant consiste à diminuer le dV/dt , ce qui a pour conséquence d'augmenter les pertes par commutation. Il est également possible de réaliser un système électronique de verrouillage, comme celui utilisé, ou encore d'insérer des inductances couplées de mode commun.

III.9.3 / Courant de mode commun dû à l'interaction des commandes entre elles

La seconde cause d'apparition de courant de mode commun, circulant toujours via les capacités parasites primaires/secondaires, est l'interaction d'une commande sur l'autre. Dans ce cas les courants parasites sont à la fréquence de résonance du transformateur, soit de 2,1MHz.

Les commandes des deux interrupteurs étant complémentaires, les courants de mode commun sont générés par la commande active et se rebouclent par l'autre commande, via les capacités des deux transformateurs et celles des transistors de puissance. La commande qui est au repos voit donc un courant parasite qui peut commander intempestivement le transistor de puissance pendant sa phase de blocage. Ces courants parasites peuvent être non négligeables si les capacités de couplage primaire/secondaire sont importantes.

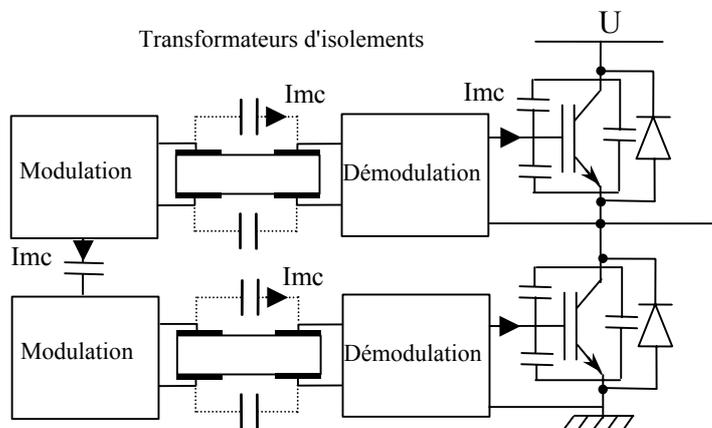


FIGURE III.17 : Interaction d'une commande sur l'autre

Sur la figure III.17 sont dessinés les chemins possibles de circulation de courant de mode commun dû à l'interaction des commandes. Une façon simple de les empêcher de circuler à travers les grilles des transistors est de réaliser à la sortie des transformateurs un redressement simple alternance. Les courants emprunteront alors le chemin de moindre impédance, mais la puissance transmise sera alors nettement réduite.

III.10 / Réalisation de la commande rapprochée

Dans cette partie, nous allons présenter la maquette de la commande rapprochée réalisée sur un substrat en PCB intégrant les transformateurs piézoélectriques multicouches. La stratégie adoptée est de type modulation d'amplitude.

III.10.1 / Etage de puissance

Le convertisseur de test est constitué d'un onduleur en demi-pont utilisant des transistors IGBT 15N60 de calibre $V_{DSS}=600V$ et $I_D=15A$ et des diodes adaptées de même calibre STTB3006PI. La tension maximale d'entrée est de 300V, la fréquence de commutation s'échelonne de 1Hz à 40kHz. La charge est une source de courant constituée d'un circuit RL série. Les tests ont été réalisés sous une tension $U=300V$ et un courant $I_O=10A$.

III.10.2 / Fonctionnement de la commande

La figure III.18 présente le schéma structurel du circuit de la commande rapprochée incorporant le transformateur piézoélectrique. Il est identique pour les deux transistors de puissance. Le temps mort entre la commutation des interrupteurs peut être réglé par un circuit se situant au primaire du transformateur et non représenté sur le schéma. Le signal de commande est rectangulaire, a une fréquence variable allant de 1Hz à 40kHz et le rapport cyclique peut varier entre 0,1 et 1. La solution retenue ici est une modulation d'amplitude du signal porteur de fréquence de 2,1MHz par le signal de commande. La porteuse est à la fréquence de résonance du transformateur et la modulante est le signal de commande. Le détail des opérations est fourni par les trois courbes figure III.19 qui correspondent à une séquence complète de commutation. On observe sur la trace 1 la tension modulée issue du transformateur piézoélectrique, la fréquence est de 2,1 MHz. La trace 2 montre cette tension redressée en sortie du pont de diode ; enfin, la trace 3 montre la tension au point milieu des transistors T1 et T2, après mise en forme. Les niveaux de tension obtenus sont ceux requis pour la commande de semi-conducteurs de puissance.

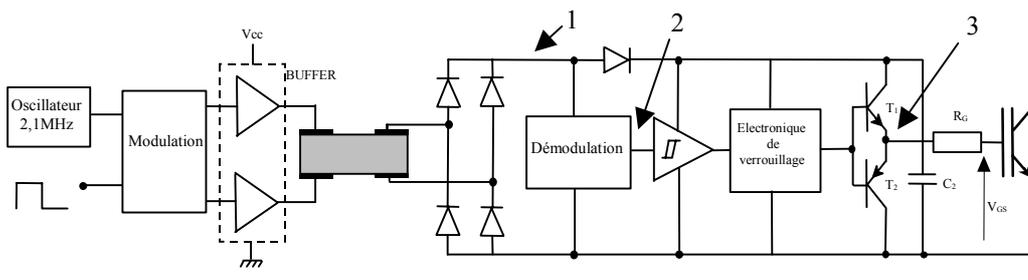


FIGURE III.18 : Schéma structurel du circuit de commande

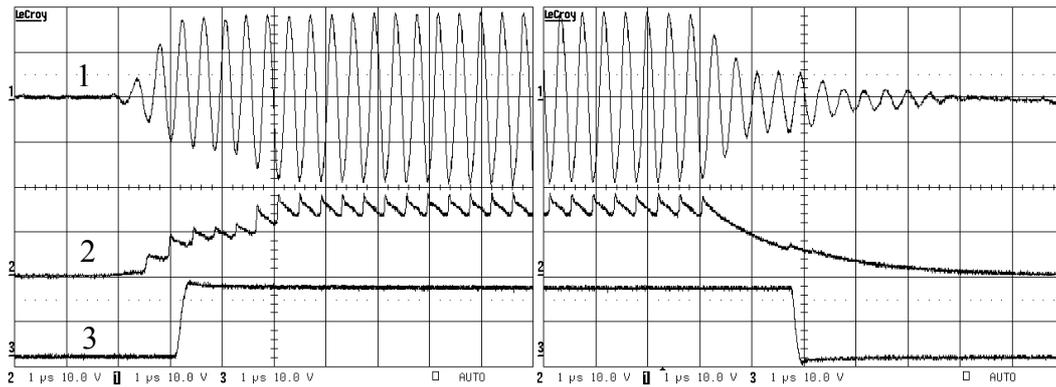


FIGURE III.19 : Courbes de démodulation au secondaire

Au secondaire, on reconstitue une alimentation avec la capacité réservoir C_2 de $1\mu\text{F}$, la démodulation est réalisée par un détecteur d'enveloppe (circuit RC) et un trigger.

Le circuit, représenté sur le schéma de la figure III.18 par le bloc "Electronique de verrouillage", permet d'augmenter la robustesse de notre commande. Après un changement d'état du signal appliqué sur la grille du transistor, ce circuit empêche tout nouveau ré-enclenchement pendant un temps réglable. Il inhibe donc toute remise en conduction du transistor de puissance qui peut être engendrée par les courants de mode commun. Le schéma électrique détaillé de la commande rapprochée est donné en annexe 3.

III.10.3 / Réalisation de la maquette

La mise en œuvre de la commande fait l'objet d'originalité. En effet, la structure du transformateur piézoélectrique et son mode de fonctionnement lui permettent de s'intégrer facilement dans l'épaisseur d'un circuit imprimé époxy (ou sur un substrat alumine), comme le montre le schéma de la figure III.20.

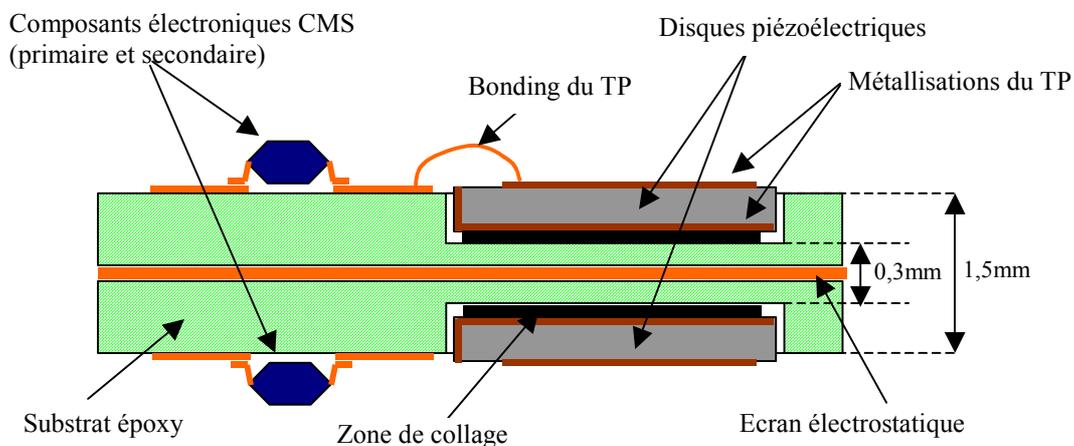


FIGURE III.20 : Intégration du transformateur sur substrat PCB

De plus, une couche enterrée de cuivre permet la réalisation d'un écran électrostatique qui assure une excellente isolation dynamique vis-à-vis des perturbations électromagnétiques issues de la partie puissance. Les composants électroniques du dispositif sont classiquement de type CMS, une intégration en ASIC analogique est éventuellement possible pour une plus grande intégration et un très grand nombre de dispositifs.

La maquette de la commande rapprochée complète est présentée sur la figure III.21. Nous y voyons apparaître les deux transformateurs piézoélectriques multicouches.

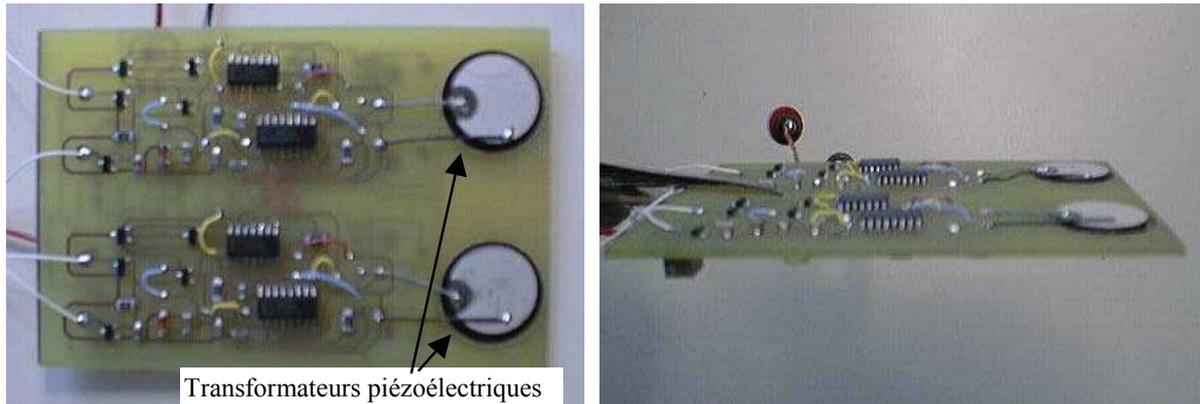


FIGURE III.21 : *Maquette de la commande*

L'ensemble du dispositif est donc très compact, robuste mécaniquement et électriquement, de fabrication industrielle facile car compatible avec les processus existants (compatibilité thermique des matériaux piézoélectriques avec les contraintes de soudabilité) et conduisant à des performances électriques et CEM très satisfaisantes.

Compte tenu du faible encombrement que représente un tel dispositif, de son autonomie (pas de sources auxiliaires) et sa robustesse mécanique et électrique, il est envisageable de l'intégrer dans le boîtier même d'un module de puissance, d'où une grande simplification de mise en œuvre, il devient simplement commandable par un signal électrique de type logique CMOS.

III.11 / Résultats expérimentaux

Les courbes suivantes ont été relevées sur un bras d'onduleur décrit au paragraphe III.10.1 L'amplitude du courant commuté par le transistor IGBT est de 10A, la tension appliquée est de 280V.

Les formes d'onde expérimentales de la démodulation du signal de commande au secondaire du transformateur sont présentées figure III.22. Le signal 1 correspond à la tension au secondaire du transformateur modulée par le signal de commande. L'enveloppe de ce signal est filtrée par la fonction de transfert du transformateur. La détection de crête par le circuit RC

est représenté sur le signal 2. La forme d'onde 3 représente le signal de commande démodulé et mis en forme qui est appliqué à la grille du transistor au travers de la résistance de grille.

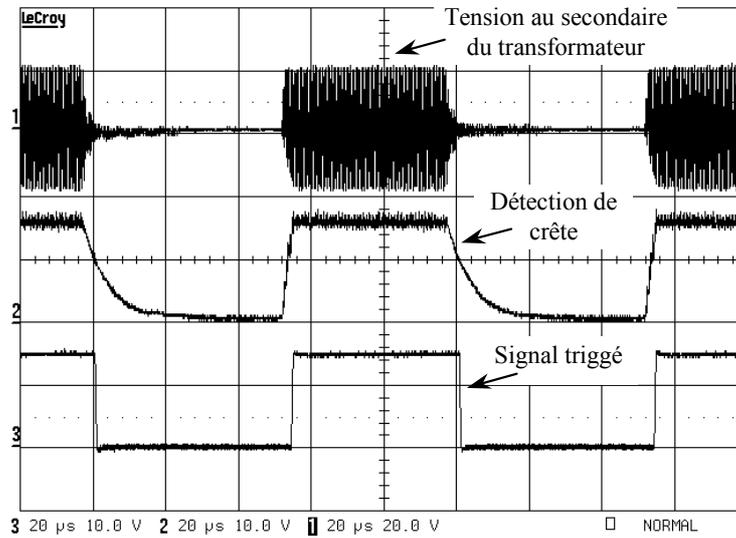


FIGURE III.22 : Formes d'onde de la démodulation du signal de commande

Les formes d'onde du signal de grille V_{GS} du transistor du haut du bras d'onduleur, de la tension drain-source V_{DS} et du courant traversant le transistor I_D sont présentées figure III.23. La fréquence de commutation est de 10kHz et le rapport cyclique est de 0,3. La puissance moyenne commutée est d'environ 2kW.

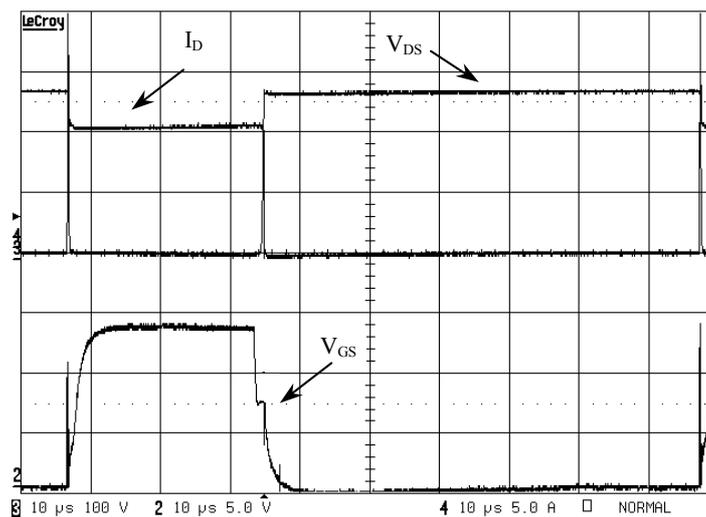


FIGURE III.23 : Formes d'onde de la commutation du transistor IGBT

Le bon fonctionnement de la commande rapprochée est validé par les formes d'onde de commutation au blocage et à l'amorçage des transistors IGBT de puissance. La figure II.24

représente la commutation du transistor à l'amorçage et la figure III.25 au blocage. Les formes d'onde correspondent au courant I_D , à la tension drain-source V_{DS} et à la tension grille-source V_{GS} .

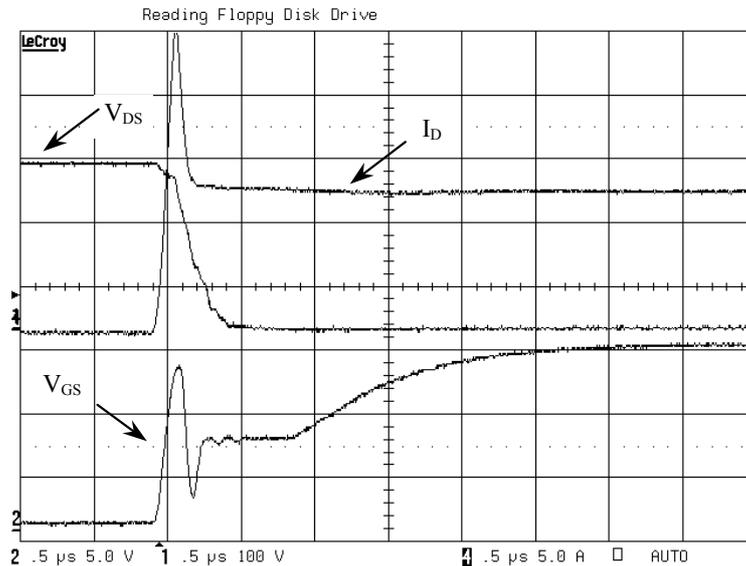


FIGURE III.24 : *Amorçage du transistor de puissance*

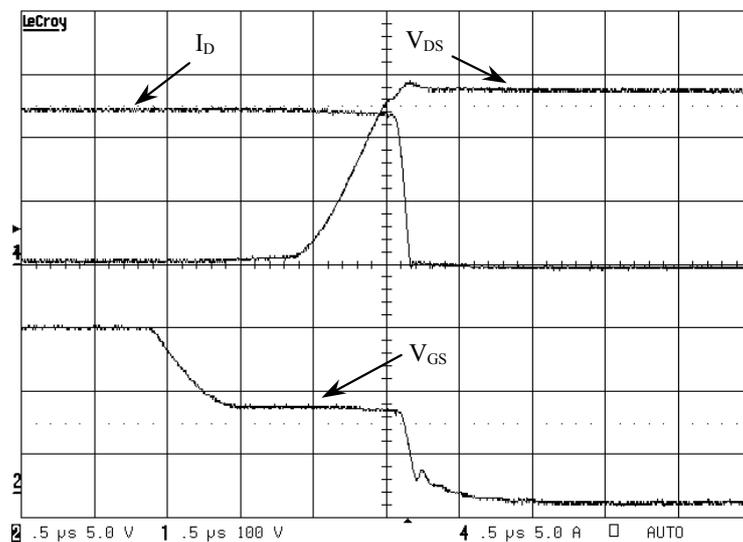


FIGURE III.25 : *Blocage du transistor de puissance*

Des mesures de perturbations électromagnétiques nous montrent que le courant de mode commun passant par la commande du haut est de l'ordre de 1mA. Ce courant ne peut entraîner aucun dysfonctionnement de la commande parce que d'une part son amplitude reste faible et d'autre part le circuit de verrouillage électronique interdit toute remise en conduction du transistor de puissance.

III.12 / Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré la possibilité d'utiliser des transformateurs piézoélectriques pour la réalisation de l'isolation galvanique d'une commande rapprochée de transistors à grille isolée IGBT. Les performances d'un dispositif intégrant des transformateurs piézoélectriques ont été validés expérimentalement dans une plage de fonctionnement de 1Hz à 40kHz.

Nous avons tout d'abord défini les critères de choix donnant un fonctionnement optimal du transformateur piézoélectrique dans une application telle que la commande rapprochée (transmission simultanée du signal et de l'énergie). Il a été montré que la structure du transformateur doit être de type multicouche et le matériau piézoélectrique approprié est le Titanate de Plomb. L'alimentation du transformateur doit se faire à la fréquence de résonance et le transformateur doit être utilisé à son point de fonctionnement pré-calculé. Le choix du second mode de résonance du transformateur a été réalisé pour minimiser les contraintes au niveau du collage. La méthode générale de dimensionnement décrite au chapitre II a été validée expérimentalement sur un prototype de transformateur multicouche réalisé au laboratoire.

Nous avons également fait une étude détaillée des différentes causes possibles de dysfonctionnement du système dû au couplage capacitif et à la circulation des courants de mode commun. Cela a permis d'éliminer tout fonctionnement aléatoire et a rendu la commande rapprochée plus robuste.

L'ensemble de ces résultats montrent que le transformateur piézoélectrique est bien adapté à la réalisation d'une commande rapprochée fortement intégrée. En effet, l'intégration des transformateurs dans l'épaisseur d'un circuit époxy permet d'obtenir un dispositif très compact, robuste mécaniquement et électriquement, de fabrication industrielle facile car compatible avec les processus existants et conduisant à des performances électriques et CEM très satisfaisantes.

Chapitre IV

Les micro-transformateurs piézoélectriques

Chapitre IV

Les micro-transformateurs piézoélectriques

IV.1 / Introduction

Les capacités et les facilités d'intégration des transformateurs piézoélectriques dans des systèmes hybrides ont été démontrées au chapitre précédent, à travers une application d'isolation galvanique dans les commandes rapprochées. L'étape suivante consiste à pousser plus loin la miniaturisation et d'arriver à une intégration monolithique sur substrat en silicium des transformateurs, offrant ainsi la possibilité de réaliser des convertisseurs monolithiques.

En effet, de nouvelles applications apparues dans le domaine des micro-systèmes (micro-actionneurs, micro-moteurs, micro-pompes, etc.) ont des besoins en énergie qui sont actuellement fournis par des dispositifs macroscopiques surdimensionnés et mal adaptés [1], aucun travail d'intégration n'a encore été entrepris. Aussi, semble t'il intéressant de pouvoir intégrer au plus près du micro-système son dispositif d'alimentation en employant une technologie identique lors de la fabrication. On parle alors de micro-convertisseurs. Ils sont susceptibles de fournir aussi bien des tensions continues fixes et réglables, qu'alternatives à fréquences et amplitudes variables.

Par ailleurs, certaines applications requièrent d'être isolées galvaniquement ou d'être alimentées par des tensions très élevées. Pour répondre à ces besoins, il apparaît nécessaire de pouvoir réaliser des micro-transformateurs électriques. Deux possibilités s'offrent alors à nous : le micro-transformateur électromagnétique et le micro-transformateur piézoélectrique. La première solution présente des difficultés de réalisation technologique, le micro-usinage des enroulements primaires et secondaires pose encore de gros problèmes. La deuxième solution piézoélectrique, apparaît donc beaucoup plus propice à la réalisation de micro-transformateur.

Le travail présenté dans ce chapitre porte sur des transformateurs piézoélectriques de taille micrométrique en vue de leur intégration dans des systèmes d'alimentation électrique de quelques micro-Watts. L'objectif est d'établir de nouvelles structures de transformateur dont les étapes de fabrication sont compatibles avec les technologies et les contraintes de la microélectronique.

Dans ce chapitre, après un rappel des contraintes fortes liées à l'intégration, nous présenterons les structures de micro-transformateurs de type poutre, pont et membrane fonctionnant par

onde de flexion que nous avons imaginées. Nous donnerons également la méthode de modélisation mise au point pour les étudier et les caractériser.

IV.2 / Contraintes liées à l'intégration

Les procédés de fabrication et de micro-usinage, dont nous parlerons au chapitre suivant, n'autorisent pas à réaliser des « copies homothétiques » des structures de méso-transformateurs, telles que nous les avons présentées au chapitre II. Ces techniques permettent, en partant d'un substrat de silicium initial, de déposer un certain nombre de couches de matériaux différents (métalliques, diélectriques, piézoélectriques, etc.) puis de les « graver », chimiquement, de façon sélective, avec des formes définies par des masques de photolithographie. La tranche elle-même de silicium peut être également gravée de façon à libérer totalement certaines zones pour réaliser des éléments suspendus ou non, et planaires c'est-à-dire avec un rapport de forme épaisseur sur largeur très faible.

Ainsi, la miniaturisation de façon générale, mais surtout les techniques de micro-usinage utilisées, induisent de nouvelles contraintes qui nécessitent de repenser globalement les structures.

Une première contrainte, par exemple, liée aux formes planaires des structures, ne permet pas d'exploiter directement l'effet piézoélectrique transversal (d_{31}). En effet, compte tenu des rapports de forme (largeur très grande devant l'épaisseur), les conditions mécaniques imposées aux interfaces entre les couches actives et leur support sont telles qu'il n'est pas possible d'engendrer des déformations latérales proprement dites.

Les déformations d'épaisseur sont quant à elles possibles mais la fréquence de résonance devient excessive car inversement proportionnelle aux épaisseurs (plusieurs dizaines de MHz).

Une autre contrainte, d'ordre technologique, n'autorise pas l'exploitation de l'effet piézoélectrique de cisaillement (d_{15}) car les procédés de dépôts utilisés ne permettent pas encore de polariser facilement le matériau piézoélectrique suivant sa longueur ou largeur. Actuellement de nombreux laboratoires s'intéressent à cette problématique.

L'ensemble de ces considérations nous ont amenées à imaginer des structures exploitant des déformations de flexion qui sont mieux adaptées aux micro-systèmes d'un point de vue mécanique. Le principe de fonctionnement des transformateurs piézoélectriques étant basé sur l'exploitation d'une résonance mécanique, les meilleurs résonateurs que l'on puisse faire sont des poutres, des ponts ou des membranes suspendues.

L'intérêt principal de cette solution est que l'on peut maîtriser et donc adapter la fréquence de résonance de l'ensemble de la structure à une application donnée, en jouant sur les côtes

géométriques. De plus, les fréquences de résonances ne sont plus directement affectées par la miniaturisation mais restent dans des gammes raisonnables de l'ordre de quelques dizaines de kHz en fonction du rapport de forme longueur sur épaisseur, ce qui permettra de diminuer les pertes par commutation des convertisseurs associés.

Une autre solution, que nous n'avons pas explorée, consisterait à exploiter des ondes de surface. En terme de simplicité technologique, cette solution est alléchante mais doit être confirmée sur le plan énergétique.

IV.3 / Structures des transformateurs envisagés

Les transformateurs que nous avons imaginés sont basées sur l'exploitation de vibrations de flexion de structures multicouches suspendues en forme de poutre, de pont ou de membrane, classiquement utilisées pour la mise en œuvre des micro-actionneurs. Le principe de fonctionnement reste strictement le même que pour les méso-transformateurs à savoir qu'il est basé sur une double conversion électromécanique puis mécano-électrique de l'énergie.

La nature multicouche des structures est fondamentale car elle permet, en jouant sur la différence des contraintes latérales (contraintes suivant la longueur) mises en jeu dans chacune des couches, de provoquer des mouvements de flexion par effet « bilame ». Ainsi, les structures présentée figure IV.1, sont constituées d'une superposition de deux couches piézoélectriques, polarisées de façon alternée, avec des jeux d'électrodes primaires et secondaires sur les faces supérieures et inférieures. Ces structures sont appelées « bimorphe symétrique série » car elles sont constituées de deux couches actives de même épaisseur et alimentées en série par la même tension.

Sans changer fondamentalement les choses, les structures de principe présentées nécessitent d'être, comme nous le verrons par la suite, encore adaptées aux technologies de fabrication de la micro-électronique et à la nature des matériaux piézoélectriques utilisés. Par exemple, l'utilisation de couches de matériau type PZT (matériau ferroélectrique) permet effectivement d'alterner la polarisation lors du parcours du cycle d'hystérésis. Par contre, l'utilisation de couches d'AlN n'offre pas cette possibilité (matériau non ferroélectrique).

Par conséquent, contrairement aux structures présentées figures IV.1, les prototypes réalisés et décrits au chapitre V sont des bilames unimorphes. Les forces antagonistes de flexion sont toujours créées par deux couches, mais une seule est active. La flexion résultante est donc moins importante. La modélisation, qui est développée à la section suivante, est réalisée pour les deux structures : bimorphe et unimorphe. On verra que les modèles sont identiques, seules les valeurs des paramètres changent.

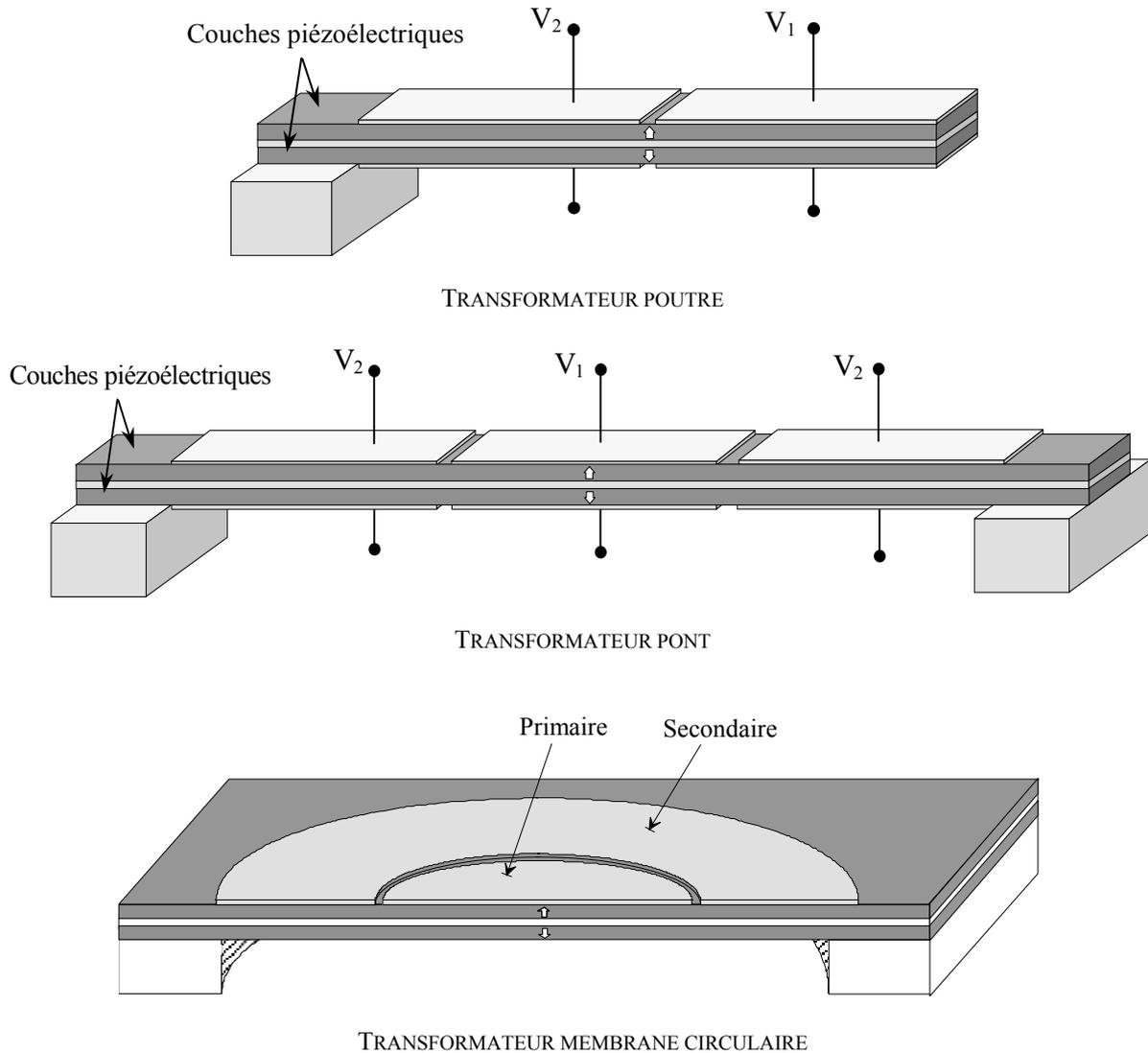


FIGURE IV.1 : Transformateurs bimorphes séries de type poutre, pont et membrane

Les transformateurs bimorphes présentés figure IV.1 sont constituée de trois couches : une couche conductrice emprisonnée entre deux couches de matériau piézoélectrique polarisées alternativement et formant ainsi un bimorphe symétrique série.

IV.4 / Modélisation

Sur la base de l'expérience et des modèles utilisés pour les méso-transformateurs, nous avons cherché à mettre au point de nouveaux modèles adaptés à l'étude de structures multicouches en mouvement de flexion. Quelles que soient ces structures (poutres, ponts ou membranes), elles peuvent être décomposées en sous-structures élémentaires faisant apparaître les parties primaires et secondaires. Ainsi, le transformateur poutre est décomposé en deux éléments de longueur L et le transformateur pont en trois éléments. Ces éléments sont reliés

mécaniquement par des conditions aux limites faisant intervenir les efforts (égalité des moments fléchissants et des forces tranchantes) ainsi que les vitesses (égalité des vitesses linéaires et angulaires) qui peuvent prendre des valeurs particulières au niveau des encastremements ou des côtés libres.

Afin d'appréhender le comportement globale d'une structure, nous allons d'abord modéliser le comportement électromécanique d'un élément simple de poutre bimorphe et d'une poutre unimorphe.

IV.4.1 / Modélisation d'un élément simple

Le comportement électromécanique d'un bimorphe piézoélectrique peut être étudié par une analyse tridimensionnelle. Cependant, une telle analyse serait très compliquée et les résultats obtenus seraient difficilement exploitable. La recherche d'un modèle analytique simple du comportement d'une poutre bimorphe s'avère donc être nécessaire. Ainsi, Crawley et De Luis [2] furent les premiers à formuler un modèle analytique d'un actionneur piézoélectrique encastéré sur une extrémité. Smits [3], se basant sur des travaux déjà publiés, a posé les équations linéaires constituantes de base d'une poutre piézoélectrique bimorphe. Dans cette étude, nous allons utiliser la formulation établie par Dobrucki et Pruchnicki [4]. Celle-ci fut publiée dans un article intitulé « Analyse théorique d'un bimorphe piézoélectrique axisymétrique », dans lequel ils donnèrent une relation, sous forme de matrice impédance, reliant les grandeurs électriques aux grandeurs mécaniques des deux extrémités d'une poutre bimorphe.

Comme pour le transformateur fonctionnant par onde de volume, l'établissement du modèle se fait avec un certain nombre d'hypothèses.

- Seul l'effort transversal est généré dans la poutre (on néglige l'effort longitudinal), c'est donc un modèle unidimensionnel à constantes localisées.
- L'épaisseur totale et la largeur de la poutre sont négligeables devant la longueur.
- L'influence de la jonction et du collage entre les différentes couches est négligé. Leur épaisseur est considérée comme nulle.
- La charge répartie le long de la poutre, due à la viscosité de l'air est négligée. On verra que pour les micro-transformateurs elle a tout de même une influence, en particulier elle atténue l'amplitude de vibration, et abaisse légèrement la fréquence de résonance.

Poutre bimorphe

Le bimorphe piézoélectrique symétrique à modéliser, représentant indifféremment le primaire ou le secondaire du transformateur, est représenté figure IV.2. Chaque couche piézoélectrique est entièrement recouverte d'électrode. Une tension V appliquée sur les électrodes engendre un champ électrique E_3 dans le matériau, le courant absorbé est noté I .

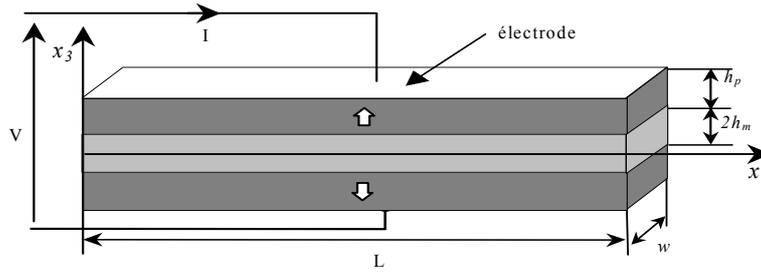


FIGURE IV.2 : Elément simple de poutre bimorphe

La notation x_i ($i=1,2,3$) représente les variables d'espace. La longueur et la largeur du bimorphe sont respectivement notées L et w , et vérifient la relation $w \ll L$. L'épaisseur d'une couche piézoélectrique et celle de la moitié de la couche intermédiaire sont notées, respectivement, h_p et h_m . On s'intéresse uniquement à la déflexion suivant l'axe x_1 . Le déplacement vertical est noté u_3 et on ne tient compte que de la composante longitudinale du déplacement relatif S_1 . Le coefficient de couplage électromécanique mis en jeu est le k_{31} , c'est-à-dire que l'application d'un champ électrique suivant l'épaisseur engendre des déformation transversale (voir tableau II.2). La flexion est obtenue par des déformations transversales antagonistes.

La modélisation de l'élément bimorphe consiste à établir une relation matricielle reliant les grandeurs électriques (V, I) aux grandeurs mécaniques des deux extrémités de la poutre (cf. figure IV.3).

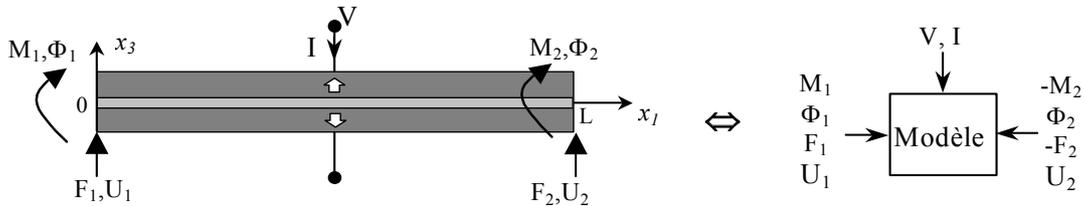


FIGURE IV.3 : Définition des moments fléchissants et des forces tranchantes

Les grandeurs mécaniques, représentées sur la figure IV.3, sont le moment fléchissant noté M_1 , la vitesse angulaire Φ_1 , la force tranchante F_1 et la vitesse linéaire U_1 à la position $x_1=0$, ainsi que ces mêmes grandeurs (M_2, Φ_2, F_2, U_2) à la position $x_1=L$.

Les relations reliant le moment fléchissant M à la force tranchante F à une position donnée de l'axe x_1 , pour une tension appliquée V , en fonction du déplacement u_3 s'écrivent :

$$M_b = -K_b \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} + N_b V \quad (4.1)$$

$$F_b = \frac{\partial M_b}{\partial x_1} = -K_b \frac{\partial^3 u_3}{\partial x_1^3} \quad (4.2)$$

où K_b est appelé rigidité à la flexion de la poutre bimorphe, il est homogène au produit du module de Young par le moment d'inertie et s'exprime en $N.m^2$. N_b est une constante, liée à la conversion électromécanique, équivalente au gain d'un transformateur parfait dans un schéma électrique (cf. annexe 4). Ils sont définis par :

$$K_b = \frac{2}{3} w \left[\frac{1}{s_{p11}^E} \left((h_p + h_m)^3 - (h_p)^3 \right) + \frac{1}{s_{m11}} (h_m)^3 \right] \quad (4.3)$$

$$N_b = -\frac{1}{2} w \frac{d_{31}^E}{s_{p11}^E} (h_p + 2h_m) \quad (4.4)$$

où s_{p11}^E est la souplesse des couches piézoélectriques, s_{m11} la souplesse de la couche passive et d_{31} la constante piézoélectrique pour le mode transversal.

Le déplacement u_3 (encore appelé flexion) d'une poutre bimorphe peut être obtenu par la théorie de Bernoulli-Euler. Ainsi, l'équation différentielle dynamique, reformulée par Timoshenko [5], régissant une poutre bimorphe s'écrit :

$$K_b \frac{\partial^4 u_3}{\partial x_1^4} + 2w(\rho_m h_m + \rho_p h_p) \frac{\partial^2 u_3}{\partial t^2} = 0 \quad (4.5)$$

avec ρ_m et ρ_p , respectivement, la masses volumique de la couche intermédiaire et celle des couches piézoélectriques. Rayleigh [6] a montré que les solutions de l'équation d'onde (4.5) étaient de la forme exponentielle. En conséquence, pour un régime harmonique, la solution donnant le déplacement u_3 en fonction de x_1 s'écrit :

$$u_3 = \alpha_1 \cos \lambda_b x_1 + \alpha_2 \sin \lambda_b x_1 + \alpha_3 \cosh \lambda_b x_1 + \alpha_4 \sinh \lambda_b x_1 \quad (4.6)$$

où $\alpha_1 - \alpha_4$ sont des coefficients dépendant des conditions limites et $\lambda_b = \left(\frac{\bar{\rho}_b}{K_b} \omega^2 \right)^{\frac{1}{4}}$ est le nombre d'onde, avec $\bar{\rho}_b = 2w(\rho_m h_m + \rho_p h_p)$ et ω la pulsation.

Les grandeurs mécaniques aux extrémités de la poutre s'obtiennent en substituant la relation (4.6) dans les expressions (4.1) et (4.2). En tenant compte du signe défini à la figue IV.3, les moments fléchissants et les efforts tranchants aux deux extrémités s'écrivent :

$$F_1 = F \Big|_{x_1=0} \quad M_1 = M \Big|_{x_1=0} \quad (4.7)$$

$$F_2 = -F \Big|_{x_1=L} \quad M_2 = -M \Big|_{x_1=L} \quad (4.8)$$

De même, les vitesses aux deux extrémités de la poutre, correspondants aux déplacements linéaires et de rotation, s'écrivent :

$$U_1 = \frac{\partial u_3}{\partial t} \Big|_{x_1=0} \quad \Phi_1 = -\frac{\partial u_3}{\partial t \partial x_1} \Big|_{x_1=0} \quad (4.9)$$

$$U_2 = \frac{\partial u_3}{\partial t} \Big|_{x_1=L} \quad \Phi_2 = -\frac{\partial u_3}{\partial t \partial x_1} \Big|_{x_1=L} \quad (4.10)$$

En éliminant les coefficients $\alpha_1 - \alpha_4$ dans les expressions des efforts et des vitesses (4.7) à (4.10), on obtient une relation matricielle 4x4 (4.11) reliant les grandeurs mécaniques des deux extrémités de la poutre à la tension V .

$$\begin{pmatrix} F_1 \\ M_1 \\ U_1 \\ \Phi_1 \end{pmatrix} = \Gamma \begin{pmatrix} -F_2 \\ -M_2 \\ U_2 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} + \Pi V \quad (4.11)$$

où Γ est appelée la matrice chaîne 4x4 et Π une matrice 1x4 reliant la tension, elles sont définies par :

$$\Gamma = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} m+c & -\lambda_b(n-s) & \frac{K_b \lambda_b^3 (n+s)}{j\omega} & \frac{K_b \lambda_b^2 (m-c)}{j\omega} \\ -(n+s)/\lambda_b & m+c & \frac{-K_b \lambda_b^2 (m-c)}{j\omega} & \frac{-K_b \lambda_b (n-s)}{j\omega} \\ \frac{j\omega(n-s)}{K_b \lambda_b^3} & \frac{-j\omega(m-c)}{K_b \lambda_b^2} & m+c & (n+s)/\lambda_b \\ \frac{j\omega(m-c)}{K_b \lambda_b^2} & \frac{-j\omega(n+s)}{K_b \lambda_b} & \lambda_b(n-s) & m+c \end{pmatrix} \text{ et } \Pi = \begin{pmatrix} \frac{N_b \lambda_b (n-s)}{2} \\ N_b - \frac{N_b (m+c)}{2} \\ \frac{j\omega N_b (m-c)}{2K_b \lambda_b^2} \\ \frac{j\omega N_b (s+n)}{2K_b \lambda_b} \end{pmatrix}$$

avec : $c = \cos \lambda_b L$ $s = \sin \lambda_b L$ $m = \cosh \lambda_b L$ $n = \sinh \lambda_b L$

Enfin, la relation matricielle (4.11) doit être complétée par l'équation de courant. Ainsi, en partant de la définition du courant électrique de déplacement, pour une section A d'électrode, et en utilisant la relation fondamentale de la piézoélectricité (2.2) donnée au chapitre II, le courant I s'écrit :

$$I = \int_A \frac{\partial D_3}{\partial t} dA = j\omega CV + N_b (\Phi_2 - \Phi_1) \quad (4.12)$$

où C est la capacité inter-électrode définie par :

$$C = \epsilon_{33}^S \frac{LW}{2h_p} \quad (4.13)$$

Le premier terme de l'expression (4.12) représente le courant créé par le caractère diélectrique du matériau. Le second terme est dû à l'effet piézoélectrique, il est généré par la flexion de la poutre.

REMARQUE

La modélisation sous forme de matrice chaîne, que nous venons d'effectuer, présente l'intérêt de pouvoir naturellement associer les différentes parties élémentaires composants un transformateur en les connectant de façon à respecter l'égalité des vitesses et des efforts. Ainsi, les relations (4.11) et (4.12) permettent d'obtenir une structure à trois ports, deux ports mécaniques et un port électrique, comme représenté figure IV.3, qui permet de traiter

mathématiquement, sous forme matricielle (sous Matlab par exemple), l'interconnexion mécanique des différentes parties du transformateur.

Poutre unimorphe

L'étude d'une poutre unimorphe est identique à celle d'une poutre bimorphe présentée précédemment. La seule différence réside dans la position de la ligne neutre (i.e. ligne de contrainte nulle), qui ne se situe plus au milieu mais à une distance notée x_{30} de la jonction entre la couche active et la couche passive. La structure n'étant plus symétrique, il apparaît un déplacement longitudinal moyen u_1 non nul, qui sera négligé. L'unimorphe piézoélectrique modélisé est représenté figure IV.4. L'épaisseur de la couche piézoélectrique et celle de la couche passive sont, respectivement, h_p et h_m .

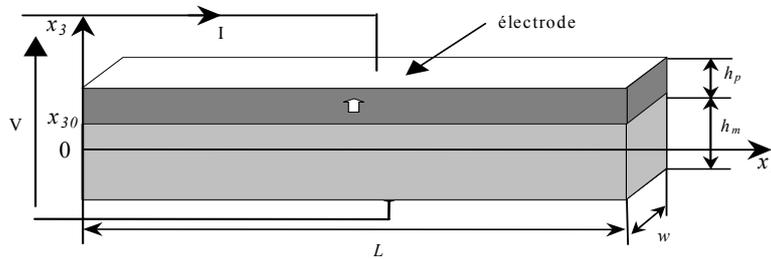


FIGURE IV.4 : Elément simple de poutre unimorphe

Le calcul de la ligne de neutre s'effectue à champ électrique nul, ce qui élimine toute contrainte d'origine électrique. Son expression est donnée par la relation suivante :

$$x_{30} = \frac{h_m^2 s_{p11}^E - h_p^2 s_{m11}}{2(h_m s_{m11} + h_p s_{p11}^E)} \quad (4.14)$$

Cette expression correspond à celle donnée par Smits et Choi dans [7], ainsi qu'à celle indiquée dans [8] par Kim et Jones. La ligne neutre, calculée dans un cas purement élastique, est conditionnée par le rapport des souplesses et le rapport des épaisseurs des deux matériaux.

La rigidité à la flexion K_u et la constante liée à la conversion électromécanique N_u , pour une poutre unimorphe, sont définis par :

$$K_u = \frac{w}{12} \left(\frac{h_p^4 s_{m11}^2 + h_m^4 s_{p11}^2 + s_{m11} s_{p11}^E h_m h_p (4h_p^2 + 6h_m h_p + 4h_m^2)}{s_{p11} s_{m11}^2 h_p + s_{m11} s_{p11}^2 h_m} \right) \quad (4.15)$$

$$N_u = -w \frac{d_{31}}{2s_{p11}^E} (h_p + 2x_{30}) \quad (4.16)$$

Et enfin, la masse par unité de longueur s'écrit :

$$\bar{\rho}_u = w(\rho_m h_m + \rho_p h_p) \quad (4.17)$$

La capacité inter-électrode de l'unimorphe est deux fois plus petite que celle du bimorphe.

IV.4.2 / Modélisation du transformateur poutre

Sur les bases du développement précédent, il est aisé de déterminer le modèle complet du transformateur sous forme de schéma électrique équivalent, en associant mécaniquement deux cellules élémentaires bimorphes et en tenant compte des conditions aux limites en bout de poutre. Le transformateur poutre, décomposé en deux éléments de même longueur L , est représenté figure IV.5.

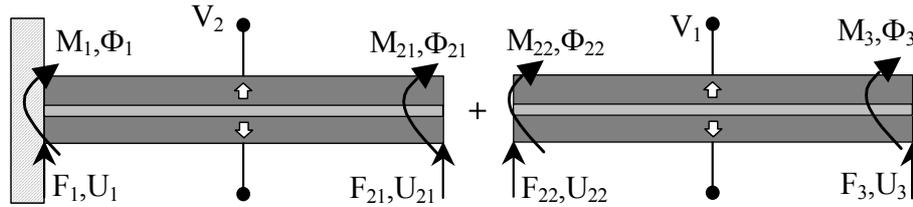


FIGURE IV.5 : Décomposition du transformateur poutre en éléments simples

Chaque élément est caractérisé par sa matrice chaîne qui relie les grandeurs mécaniques (efforts et vitesses) des deux extrémités au potentiel électrique. Les relations chaînes pour chaque élément du transformateur s'écrivent :

$$\text{Élément 1, secondaire : } \begin{pmatrix} F_1, M_1 \\ U_1, \Phi_1 \end{pmatrix} = \Gamma^L \begin{pmatrix} -F_{21}, -M_{21} \\ U_{21}, \Phi_{21} \end{pmatrix} + \Pi^L V_2$$

$$\text{Élément 2, primaire : } \begin{pmatrix} F_{22}, M_{22} \\ U_{22}, \Phi_{22} \end{pmatrix} = \Gamma^L \begin{pmatrix} -F_3, -M_3 \\ U_3, \Phi_3 \end{pmatrix} + \Pi^L V_1$$

Schéma électrique

L'élaboration du schéma électrique équivalent du transformateur poutre passe par l'établissement d'une relation matricielle de type admittance 2x2 reliant les courants I_1 et I_2 aux tensions V_1 et V_2 . Pour cela, nous allons appliquer l'équation de courant (4.12) aux deux éléments et ainsi former la relation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = j\omega C \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} + N_b \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_2 \\ \Phi_3 \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

Il nous reste à exprimer les vitesses angulaires Φ_2 et Φ_3 en fonction de V_1 et V_2 en associant mécaniquement les matrices chaînes des deux éléments et en appliquant les conditions aux limites et les relations de continuité.

La continuité des grandeurs mécaniques à la jonction des deux éléments permet d'écrire les égalités suivantes : $-F_{21}=F_{22}$, $-M_{21}=M_{22}$, $\Phi_{21}=\Phi_{22}$, $U_{21}=U_{22}$.

La condition limite du côté encastré du transformateur pour les déplacements s'écrit : $U_1=0$ et $\Phi_1=0$. En négligeant l'impédance de l'air, les efforts sont nuls du côté libre de la poutre : $F_3=0$ et $M_3=0$.

Le système d'équations ainsi obtenu à partir des relations chaînes et des conditions limites permet de calculer les efforts et les vitesses à chaque extrémité des deux éléments en fonction des tensions V_1 et V_2 . La relation (4.18), qui devient la matrice des admittances du transformateur poutre après élimination des vitesses angulaires, se réécrit :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = j\omega C \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

avec

$$Y_{12} = Y_{21} = j\omega N_b^2 \frac{(c_L n_L + s_L m_L)(c_L m_L - m_L - c_L) + s_L + n_L}{K_b \lambda_b (1 + c_{2L} m_{2L})} \quad (4.20)$$

$$Y_{11} + Y_{12} = j\omega N_b^2 \frac{s_L + n_L - (c_L n_L + s_L m_L)(m_L + c_L)}{K_b \lambda_b (1 + c_{2L} m_{2L})} \quad (4.21)$$

$$Y_{22} + Y_{12} = j\omega N_b^2 \frac{(c_L n_L + s_L m_L)(m_L + c_L - 4c_L m_L) + s_{2L} + n_{2L} - (s_L + n_L)}{K_b \lambda_b (1 + c_{2L} m_{2L})} \quad (4.22)$$

Le transformateur étant un quadripôle passif, la matrice des admittance (4.19) est obligatoirement symétrique, en conséquence $Y_{12}=Y_{21}$. Ainsi, à partir de la relation matricielle des admittances, il est aisé d'établir le schéma électrique équivalent du transformateur poutre. Il est représenté figure IV.6.

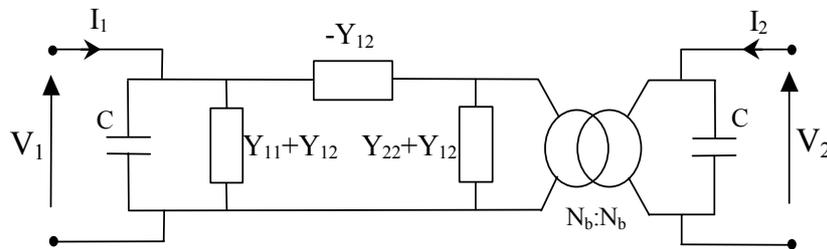


FIGURE IV.6 : Schéma électrique du transformateur poutre

On retrouve ici un schéma électromécanique analogue à ceux dit de Mason et faisant apparaître deux branches électriques (capacités C) et des branches mécaniques (Y_{11} , Y_{12} , Y_{22}). Le transformateur parfait a un gain unitaire. Pour les branches mécaniques, on voit apparaître trois admittances en Π , que l'on peut également représenter par trois impédances en T . Dans ce schéma, contrairement aux schémas des transformateurs fonctionnant en onde de volume, les impédances motionnelles sont difficilement simplifiables à la fréquence de résonance par un circuit L_m , C_m , et cela en raison de la complexité de leur expression. Là aussi, on introduit une résistance équivalente R , traduisant les pertes mécaniques dues aux frottements moléculaires et au mouvement des parois de domaine.

Fréquences de résonance

La résonance mécanique de la poutre est obtenue lorsque l'admittance d'entrée tend vers l'infini, c'est-à-dire lorsque le dénominateur des équations (4.20) à (4.22) tend vers 0. La condition de résonance s'écrit donc :

$$1 + c_{2L} m_{2L} = 1 + \cos(\lambda_b 2L) \cosh(\lambda_b 2L) = 0 \quad (4.23)$$

Cette relation, donnant les fréquences de résonance d'une poutre, fut publiée pour la première fois par Lord Rayleigh dans son livre « The theory of sound » (Londres, Macmillan, 1894), il y a plus de 100 ans.

Les angles, notés m_i , où i est le mode considéré, solutions de l'équation (4.23), sont données dans le tableau IV.2. Pour $i > 5$, m_i vaut approximativement $(2i+1)\pi/2$.

En exprimant le nombre d'onde λ_b , on obtient l'expression de la fréquence de résonance pour les différents modes, elle s'exprime par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{m_i}{2L} \right)^2 \sqrt{\frac{K_b}{\rho_b}} \quad (4.24)$$

Cette fréquence est proportionnelle à l'épaisseur totale de la poutre et inversement proportionnelle au carré de la longueur totale. On comprend donc l'intérêt des modes de flexion pour les micro-transformateurs. Ainsi, malgré des structures de faibles dimensions, les fréquences de résonance restent faibles.

Coefficient effectif de couplage électromécanique

On a vu au chapitre précédent, l'importance du coefficient effectif de couplage électromécanique secondaire (dont l'inverse a été appelé c) pour la conversion de l'énergie dans un transformateur piézoélectrique. Nous allons donc essayer d'exprimer ce coefficient pour des structures de type poutre bimorphe et poutre unimorphe.

Le calcul du coefficient de couplage, par une méthode des énergies, fut suggéré pour la première fois en 1963 par Toulis [9], mais la même année Woollett [10] démontra que cette méthode était fautive. Partant de l'idée de Toulis, Ulitko [11] a rétabli une méthode de calcul par les énergies en corrigeant l'erreur. La méthode fut ensuite étendue au calcul du coefficient de couplage effectif des plaques et des cylindres par Rogacheva [12], [13]. La méthode de calcul par les énergies du coefficient de couplage effectif k_e , valable quelque soit la forme de l'actionneur, s'exprime par la relation suivante :

$$k_e^2 = \frac{U^{(d)} - U^{(sh)}}{U^{(d)}} \quad (4.25)$$

où $U^{(d)}$ est l'énergie interne du matériau lorsque les électrodes sont déconnectées et $U^{(sh)}$ est l'énergie interne du matériau lorsque les électrodes sont en court-circuit. La différence $U^{(d)} - U^{(sh)}$ représente la capacité du matériau à convertir l'énergie. Avant la décharge de l'énergie électrique, $U^{(d)}$ représente la somme de l'énergie électrique et de l'énergie mécanique contenue dans le matériau. Pour le calcul de $U^{(d)}$ la condition électrique est :

$I^{(d)} = \int_A \frac{dD_3^{(d)}}{dt} dA = 0$ et pour le calcul de $U^{(sh)}$, la condition sur le potentiel électrique est :
 $V^{(sh)} = 0$.

L'expression de ce coefficient pour une poutre bimorphe s'écrit :

$$k_{be}^2 = \frac{3(2x+1)^2}{3(2x+1)^2 + ((x+1)^3 + (S_{11}-1)x^3)K_{31}^2 g_0} \quad (4.26)$$

et pour une poutre unimorphe

$$k_{ue}^2 = \frac{S_{11}x^2(1+x)^2}{S_{11}x^2(1+x)^2 + (1+S_{11}(4x+6x^2+4x^3)+S_{11}^2x^4)(1+S_{11}x)K_{31}^2 g_0} \quad (4.27)$$

où x est le rapport de l'épaisseur de la couche passive sur celle de la couche active : h_m/h_p ;
 S_{11} est le rapport de la souplesse de la couche active sur celle de la couche passive :
 S_{p11}^E/S_{m11} ; K_{31}^2 est défini par $(1-k_{31}^2)/k_{31}^2$; la valeur de g_0 (cf. annexe 4) dépend du mode de
 résonance, elle vaut 6,6 ; 21,12 et 61,75 pour respectivement le mode 1, 2 et 3.

Les relations (4.26) et (4.27) donnent, aux fréquences de résonance, le même résultat que
 l'expression (2.10) formulée au chapitre II et établie par Mason dans [14] et par Berlincourt
 dans [15]. Le coefficient de couplage effectif décroît avec la fréquence (variation de g_0).

La représentation graphique du coefficient effectif de couplage électromécanique d'une
 poutre bimorphe et d'une poutre unimorphe, pour le premier mode de résonance, en fonction
 du rapport des épaisseurs est donnée figure IV.7. Les courbes sont paramétrées par le rapport
 des souplesses des matériaux S_{11} . Le coefficient intrinsèque de couplage électromécanique est
 fixe : $k_{31}=0,32$. La valeur initiale non nulle, du réseau de courbe de gauche, correspond à un
 bimorphe constitué uniquement de deux couches piézoélectriques et dont l'épaisseur de l'âme
 centrale est nulle. Le réseau de courbe de droite, correspondant à un unimorphe, a une valeur
 initiale nulle, car une couche piézoélectrique seule ne crée pas de flexion.

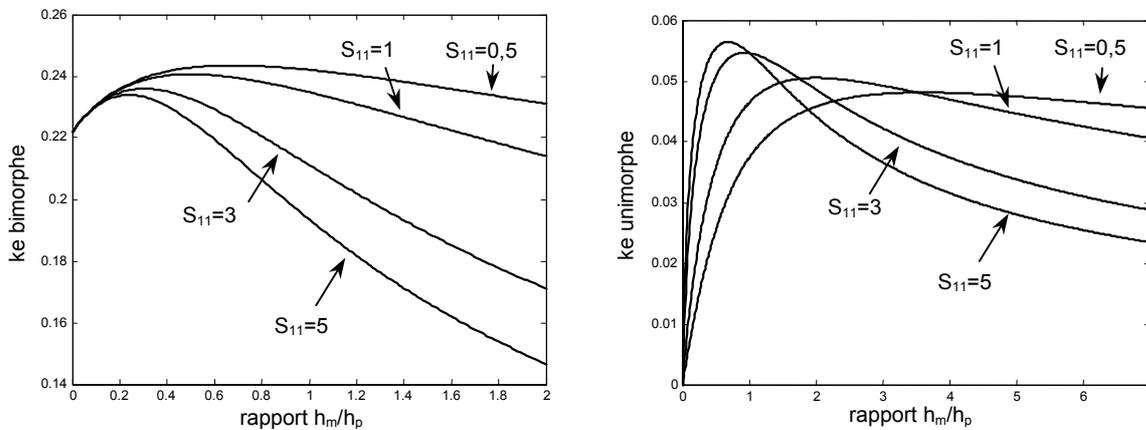


FIGURE IV.7 : Coefficient de couplage bimorphe et unimorphe

Le coefficient de couplage présente un maximum pour un rapport d'épaisseur et un rapport de souplesse donné. Lors de la fabrication des prototypes, il est donc impératif d'optimiser le rapport d'épaisseur en fonction des propriétés des matériaux utilisés.

IV.4.3 / Validation de la modélisation sur un prototype de taille millimétrique

Afin de pouvoir confronter notre modélisation avec des résultats expérimentaux, nous avons réalisé un prototype de transformateur poutre bimorphe série de taille millimétrique. Ainsi notre modèle sera validé et pourra être appliqué à des prototypes de taille microscopique au chapitre V.

La photo du prototype réalisé à partir d'un échantillon de bimorphe de chez « Piezo Systems Inc » est donnée figure IV.8. La longueur totale de la poutre est de 30mm, l'épaisseur totale est de 0,508mm et la largeur est de 6,35mm. Le dispositif adopté pour serrer de manière rigide la partie de la poutre dédiée à l'encastrement est un étau. Les électrodes du primaire (tension V_1) du transformateur sont déposées du côté libre de la poutre sur la moitié de longueur, celle du secondaire (tension V_2) sont placées à l'emplacement de contrainte maximum, c'est-à-dire du côté encasturé.

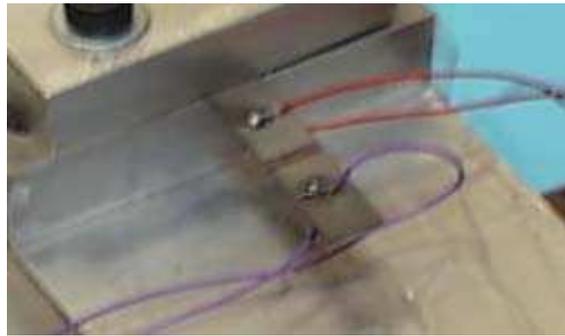


FIGURE IV.8 : Prototype étudié

Le matériau piézoélectrique utilisé est du PZT de référence : Navy Type-II PSI-5A-S4-ENH, le facteur de qualité n'est pas très important ($Q_m=80$), le gain du transformateur ne sera donc pas élevé. L'âme centrale est en aluminium et les électrodes sont en nickel.

Les dimensions du transformateur et les propriétés des matériaux utilisés sont données dans le tableau IV.1.

TABLEAU IV.1
Données des matériaux

L	w	h_p	h_m	k_{31}	ρ_p
15mm	6,35mm	0,1905mm	0,0635mm	0,32	7800kg/m ³
d_{31}	s_{p11}	s_{m11}	ϵ_{33}^T	Q_m	ρ_m
$-190 \cdot 10^{-12}$	$15,15 \cdot 10^{-12}$	$5 \cdot 10^{-12}$	$1800\epsilon_0$	80	2690kg/m ³

Dans le but d'illustrer les différents modes de résonances, nous avons représenté sur la figure IV.9 les variations du déplacement u_3 et de la contrainte T_1 le long de la poutre pour les quatre premiers modes de résonance.

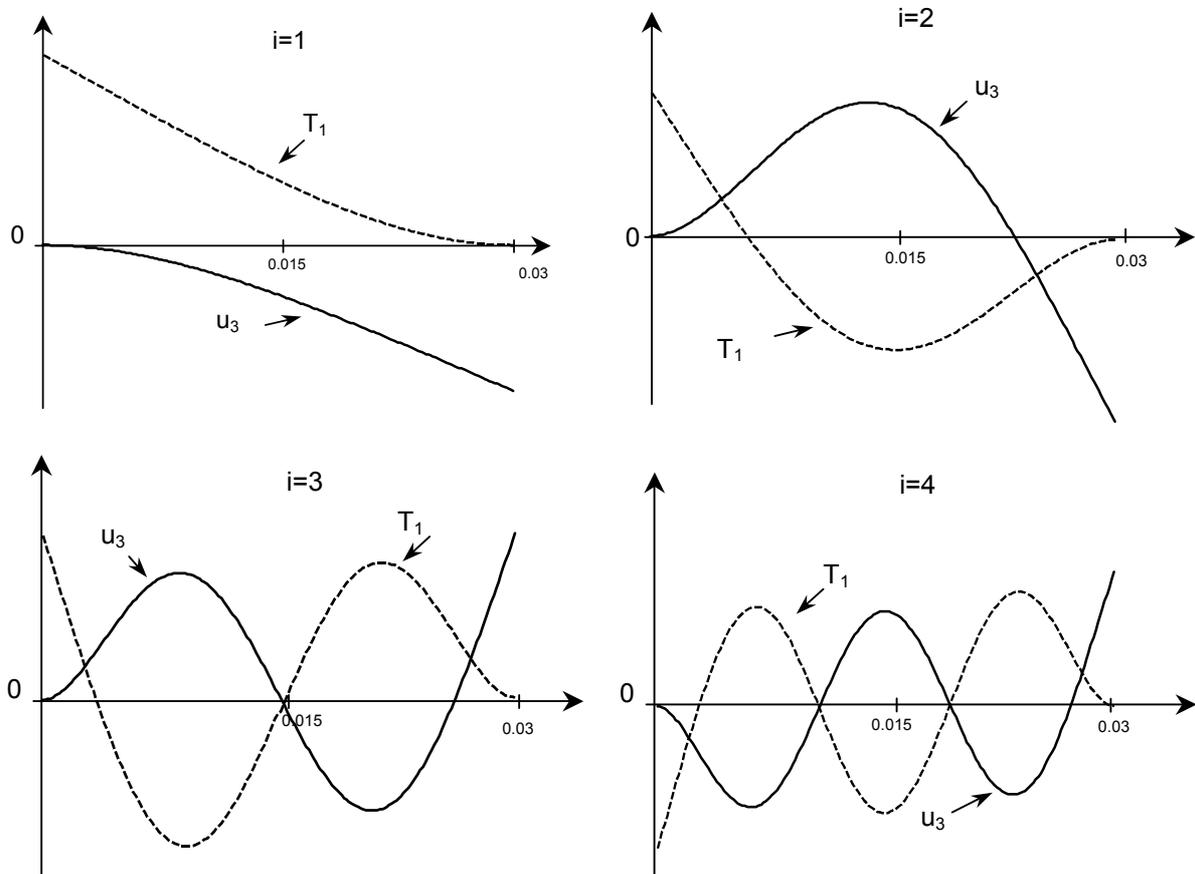


FIGURE IV.9 : Variation du déplacement et de la contrainte d'une poutre

L'expression du déplacement est donnée par la relation (4.6), les coefficients $\alpha_1 - \alpha_4$ sont calculés à partir des vitesses et des contraintes aux extrémités de la poutre. La contrainte, qui est proportionnelle à la dérivée seconde du déplacement, est tracée au niveau de l'électrode supérieure, elle est nulle sur la ligne neutre et de valeur opposée sur l'électrode inférieure. En raison de la différence de nature des matériaux, la répartition de la contrainte suivant l'épaisseur présente une discontinuité au niveau des jonctions.

La répartition de la contrainte est très importante pour le choix du mode de résonance et de la position des électrodes. En effet, l'énergie récupérée étant proportionnelle à l'intégrale de la contrainte, l'électrode secondaire doit être positionnée de telle sorte à englober le maximum de contraintes. Ainsi sur la figure IV.9, pour une répartition d'un rapport $\frac{1}{2}$ des électrodes primaires et secondaires, on remarque que sur les 4 modes présentés, seuls les modes 1 et 3 sont exploitables. Dans ces deux cas, l'aire sous la courbe de la contrainte comprise entre 0 et

15mm (i.e. sous l'électrode secondaire) ne change pas de signe, la moyenne est maximale. Par contre pour les modes 2 et 4, la contrainte change de signe sous l'électrode secondaire, la valeur moyenne est donc très faible. Toutefois, il est possible, par un positionnement judicieux d'exploiter ces modes. Par exemple, le mode 2 nécessiterait une répartition des électrodes dans un rapport de $\frac{1}{4}$ et $\frac{3}{4}$.

Les valeurs maximales des amplitudes du déplacement et de la contrainte, représentés figure IV.9, dépendent des pertes mécaniques dans le matériau (i. e. amortissement). On a vu au chapitre précédent la difficulté de prédire ces pertes, cependant l'ordre de grandeur de la déflexion maximale de la poutre est de quelques 100 μ m.

Les valeurs des fréquences de résonance expérimentales et celles calculées, pour les quatre premiers modes, le coefficient effectif de couplage électromécanique et la valeur des angles m_i sont présentées dans le tableau IV.2.

TABLEAU IV.2
Fréquences de résonance d'une poutre

i	1	2	3	4	5	>5
m_i	1,8775	4,6941	7,8547	10,9955	14,1372	$(2i+1)\pi/2$
F_r analytique	270Hz	1690Hz	4736Hz	9281Hz		
F_r mesurée	266Hz	1680Hz	4820Hz	9430Hz		
k_e	0,235	0,14	0,09	0,06		

Les résultats analytiques présentés ici sont obtenus à partir de la modélisation précédente et en tenant compte des pertes mécaniques schématisées par une résistance R insérée dans la branche mécanique. La valeur de cette résistance est calculée à partir du coefficient de qualité mécanique donné par le fabricant du matériau PZT : $Q_m=80$.

A partir du schéma électrique équivalent, il est facile d'établir l'expression du gain du transformateur V_2/V_1 en fonction de la fréquence et de la résistance de charge R_L .

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-R_L Y_{12}}{1 + R_L (Y_{22} + jC\omega)} \quad (4.28)$$

La courbe de gauche de la figure IV.10 représente la variation du gain en tension V_2/V_1 du transformateur lorsque le secondaire est à vide. Le gain pour le premier mode de résonance est inférieur à 1 en raison de la faible valeur du facteur de qualité $Q_m=80$. Trois pics de gain sont obtenus pour les fréquences de 270Hz, 1690Hz et 4736Hz représentant respectivement les trois premiers modes de résonance en flexion. Le gain dépend fortement de la résistance de charge R_L . La seconde courbe de la figure IV.10 représente les différents gains pour le premier mode lorsque la résistance de charge vaut 1k Ω , 20k Ω , 100k Ω et 1M Ω . Le gain est maximum lorsque le transformateur est à vide.

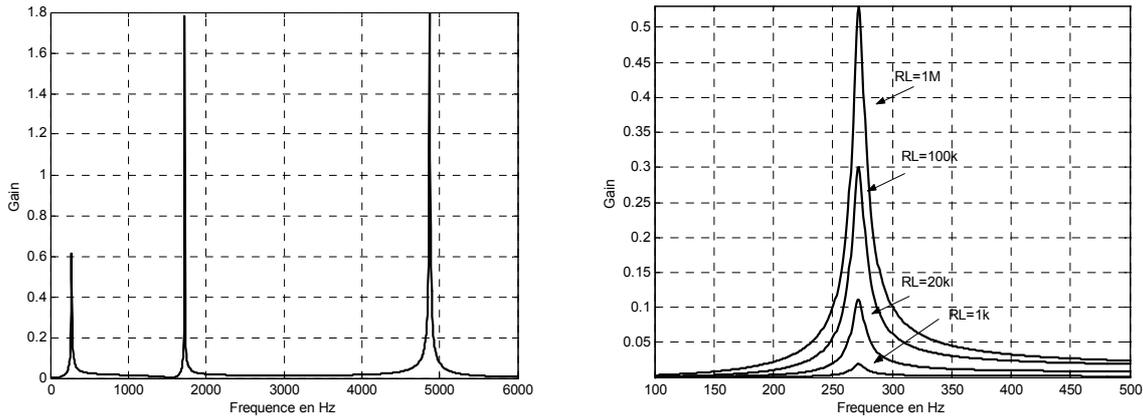


FIGURE IV.10 : Gain du transformateur poutre

Le relevé expérimentale de la variation du gain du transformateur en fonction de la résistance de charge R_L est représenté sur courbe de gauche de la figure VI.11. En raison de la variation de la fréquence de résonance (i.e. fréquence donnant le gain maximum) en fonction de la résistance de charge, la fréquence doit être réajustée pour chaque point de mesure.

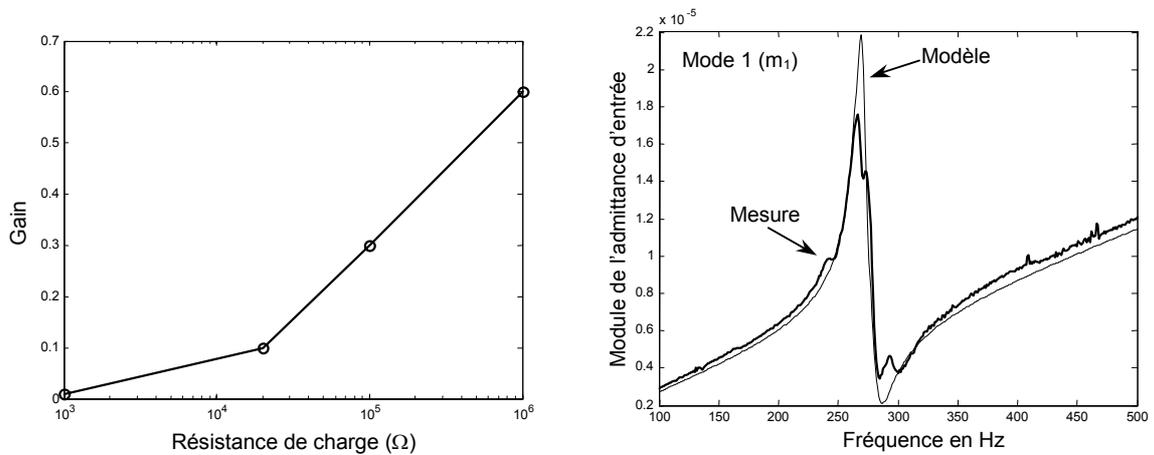


FIGURE IV.11 : Relevés expérimentaux de l'Admittance d'entrée et du gain

La courbe de droite de la figure IV.11 représente l'admittance électrique d'entrée du transformateur mesurée avec un analyseur d'impédance HP4192 (trait épais), pour le premier mode lorsque le secondaire est en court-circuit, ainsi que l'admittance calculée analytiquement (trait fin). On remarque la bonne concordance du modèle avec la mesure. Les fréquences de résonance et d'antirésonance, lues sur la figure IV.11, sont respectivement 271Hz et 278Hz. La valeur expérimentale du facteur de qualité Q_m est donc de 40. Cette valeur est nettement plus faible que celle annoncée par le fabricant, cela explique donc les mauvaises performances du transformateur.

Le coefficient effectif de couplage électromécanique k_{eff} , calculé expérimentalement avec la formule de Mason (2.10) est 0,238. Cette valeur est légèrement plus faible que celles obtenues sur des transformateurs fonctionnant par onde de volume. En effet, dans le mode de fonctionnement par onde de flexion la contrainte n'est pas uniforme dans tout le matériau (par exemple, elle est nulle du côté libre de la poutre) et donc l'exploitation du matériau n'est pas optimale, c'est là un inconvénient de ce type de transformateur piézoélectrique mais qui n'est pas très significatif.

Nous avons représenté sur la courbe de gauche de la figure IV.12, la variation du coefficient de couplage effectif, donné par la relation (4.26), en fonction de l'angle m (variation de g_0 proportionnel à la fréquence) pour les paramètres du transformateur poutre. Ainsi, on voit le coefficient effectif de couplage décroître avec la fréquence. Pour les 3 angles correspondants aux 3 premiers modes de résonances les valeurs du coefficients de couplage effectif sont respectivement 0,235 ; 0,14 ; 0,09. La valeur est maximale en régime de fonctionnement quasi-statique (m proche de 0). Les valeurs de m pour les modes d'antirésonance, données par Smits et Choi dans [16], sont 2,36 pour le premier, 5,49 pour le second et 8,66 pour le troisième. Pour ces valeurs de m , le déplacement u_3 en bout de poutre et le coefficient effectif de couplage sont nuls. Dans ce cas, le déplacement u_3 moyen est nul et l'énergie électrique n'est pas convertie en énergie mécanique. Cette particularité permet de vérifier la validité de la relation (4.26). On remarque que les maxima de k_e ne correspondent pas aux fréquences de résonance, mais sont obtenus légèrement avant. De plus, on peut remarquer que la valeur de k_e mesurée expérimentalement de 0,238 par la méthode Mason pour le premier mode de résonance donne le même résultat que celle calculée par la méthode Ulitko (0,235).

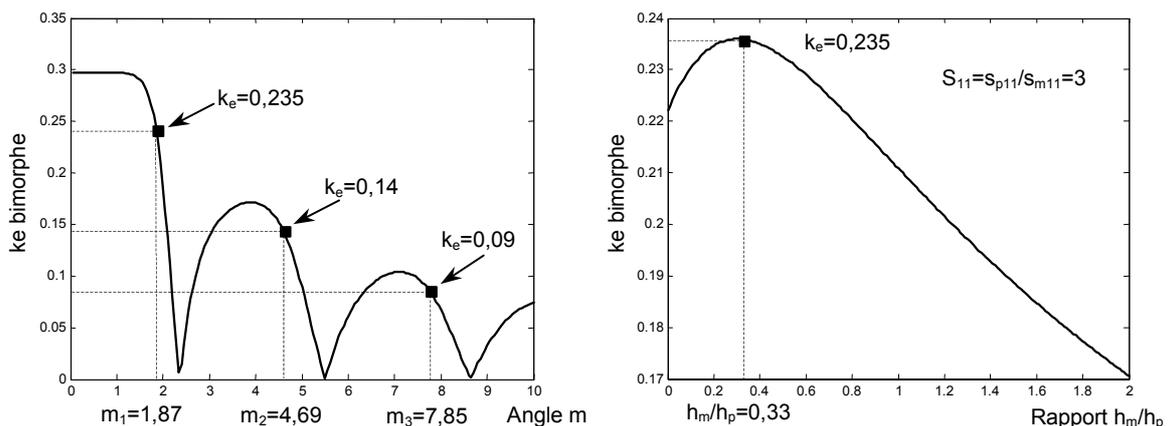


FIGURE IV.12 : Coefficient de couplage du prototype

La seconde courbe de la figure IV.12 représente la variation du coefficient effectif de couplage en fonction du rapport des épaisseurs h_m/h_p , pour le premier mode de résonance. La valeur du rapport des souplesses S_{11} du prototype est égale à 3 et celle du rapport des

épaisseurs est de 0,33. Le maximum de la courbe est de 0,235, il est obtenu pour un rapport des épaisseurs proche de celui de notre échantillon, le fabricant a donc bien optimisé sont bimorphe pour un fonctionnement autour du premier mode de résonance.

En conclusion de l'étude que nous venons de mener sur un prototype de transformateur de type poutre, on peut dire que la modélisation analytique par matrice chaîne d'un transformateur en mode de flexion, comparée à des relevés expérimentaux, donne des résultats largement satisfaisants. Appliquons maintenant cette méthode à la modélisation du transformateur pont.

IV.4.4 / Modélisation du transformateur pont

Le modèle complet du transformateur pont s'obtient de façon similaire à celle développée pour le transformateur poutre, en associant mécaniquement trois cellules élémentaires bimorphes et en tenant compte des conditions aux limites. Le transformateur, décomposé en trois éléments, est représenté figure IV.13. Les efforts et les vitesses aux extrémités de chaque élément y sont indiqués. Les deux cellules secondaires sont branchées électriquement en parallèle.

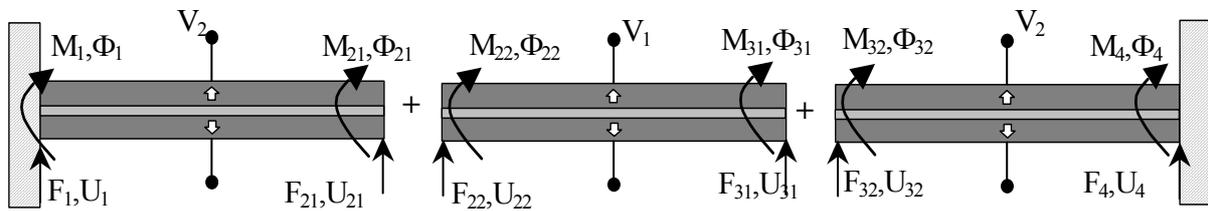


FIGURE IV.13 : Décomposition du transformateur pont en éléments simples

Chaque élément est caractérisé par sa matrice chaîne qui relie les grandeurs mécaniques (efforts et vitesses) des deux extrémités au potentiels électriques. Les relations chaînes pour chaque élément du transformateur s'écrivent :

$$\text{Élément 1, secondaire : } \begin{pmatrix} F_1, M_1 \\ U_1, \Phi_1 \end{pmatrix} = \Gamma^L \begin{pmatrix} -F_{21}, -M_{21} \\ U_{21}, \Phi_{21} \end{pmatrix} + \Pi^L V_2$$

$$\text{Élément 2, primaire : } \begin{pmatrix} F_{22}, M_{22} \\ U_{22}, \Phi_{22} \end{pmatrix} = \Gamma^L \begin{pmatrix} -F_{31}, -M_{31} \\ U_{31}, \Phi_{31} \end{pmatrix} + \Pi^L V_1$$

$$\text{Élément 3, secondaire : } \begin{pmatrix} F_{32}, M_{32} \\ U_{32}, \Phi_{32} \end{pmatrix} = \Gamma^L \begin{pmatrix} -F_4, -M_4 \\ U_4, \Phi_4 \end{pmatrix} + \Pi^L V_2$$

Schéma électrique

Comme précédemment, pour l'élaboration du schéma électrique, on établit d'abord la matrice des admittances. Pour cela, on applique l'équation de courant (4.12) aux trois éléments et ainsi on forme la relation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = j\omega C \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} + N_b \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} (\Phi_2 - \Phi_3) \quad (4.29)$$

Le calcul des vitesses angulaires Φ_2 et Φ_3 en fonction de V_1 et V_2 , se fait à partir des matrices chaînes des trois éléments et en appliquant les conditions aux limites et de continuité.

La continuité des grandeurs mécaniques à la jonction des trois éléments permet d'écrire les égalités suivantes : $-F_{21}=F_{22}$, $-M_{21}=M_{22}$, $\Phi_{21}=\Phi_{22}$, $U_{21}=U_{22}$ et $-F_{31}=F_{32}$, $-M_{31}=M_{32}$, $\Phi_{31}=\Phi_{32}$, $U_{31}=U_{32}$.

Des deux côtés encastrés du transformateur le déplacement est nul, donc : $U_1=0$, $\Phi_1=0$, $U_4=0$ et $\Phi_4=0$.

Le système d'équations ainsi obtenu permet de calculer les efforts et les vitesses en tout endroit du pont en fonction des tensions V_1 et V_2 . Après élimination des vitesses angulaires, la relation (4.29) se réécrit :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = j\omega C \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} + N_b Y^{Pont} \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

avec :

$$Y^{Pont} = \frac{j\omega}{4K_1\lambda(1-c_{3L}m_{3L})} \left\{ (n_{3L} + s_{3L})[m_{2L} - c_{2L} - (m_L - c_L)]^2 + (n_{3L} - s_{3L})[n_{2L} + s_{2L} - (n_L + s_L)]^2 \right. \\ \left. - 2(m_{3L} - c_{3L})[m_{2L} - c_{2L} - (m_L - c_L)][n_{2L} + s_{2L} - (n_L + s_L)] + 2(n_L + s_L)(1 - c_{3L}m_{3L}) \right\} \quad (4.31)$$

La matrice symétrique des admittances (4.30) est composée de deux termes, le premier retranscrit le caractère diélectrique du primaire et du secondaire, le second retranscrit les vibrations mécaniques. Ainsi, le schéma électrique équivalent du transformateur pont, obtenu à partir de cette relation matricielle, est représenté figure IV.14.

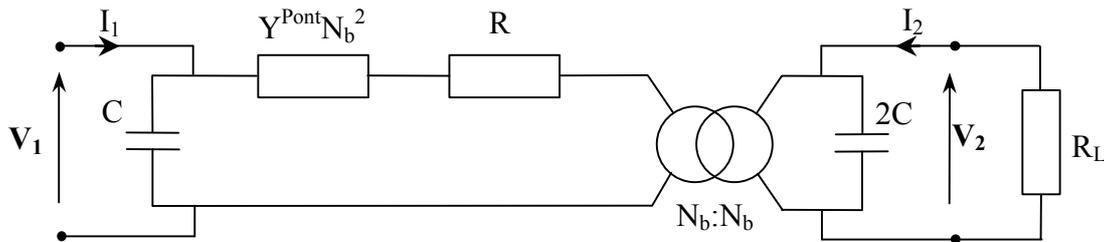


FIGURE IV.14 : Schéma électrique équivalent du transformateur pont

Dans ce schéma électrique de type Mason, on retrouve les deux branches électriques (capacités C et $2C$) et la branche mécanique (Y^{Pont}). Le transformateur parfait a un gain unitaire. La résistance R , traduisant les pertes mécaniques, a été introduite en série dans la branche mécanique. À la fréquence de résonance, l'admittance Y^{Pont} est, là encore, difficilement simplifiables par un circuit L_m , C_m , en raison de la complexité de son expression.

Fréquences de résonance

La résonance mécanique du pont est obtenue lorsque l'admittance d'entrée tend vers l'infini, c'est-à-dire lorsque le dénominateur de Y^{Pont} (4.31) tend vers 0. La condition de résonance pour un pont s'écrit donc :

$$1 - c_{3L} m_{3L} = 1 - \cos(\lambda_b 3L) \cosh(\lambda_b 3L) = 0 \quad (4.32)$$

Les solutions de l'équation (4.32), appelées m_i , sont données dans le tableau IV.3, où i est le mode considéré. Pour $i > 3$, m_i vaut approximativement $(2i+1)\pi/2$.

En exprimant le nombre d'onde λ_b , on aboutit à l'expression de la fréquence de résonance pour les différents modes :

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{m_i}{3L} \right)^2 \sqrt{\frac{K_b}{\rho_b}} \quad (4.33)$$

Cette fréquence est proportionnelle à l'épaisseur totale de la poutre et inversement proportionnelle au carré de la longueur totale.

Analyse des performances

Les variations du déplacement u_3 et de la contrainte T_1 au niveau de l'électrode supérieure, suivant la longueur du pont pour les trois premiers modes de résonance, sont représentées sur la figure IV.15.

On remarque sur cette figure que la répartition dans une proportion de 1/3 des électrodes primaire et secondaire est bien adaptée pour le second mode de résonance. Dans ce cas, il y a très peu de contraintes au niveau des inter-électrodes et celle-ci est maximale sous les électrodes. L'utilisation du premier mode de résonance nécessiterait une répartition des électrode dans un rapport de 1/2 pour celle du primaire et de 1/4 pour les deux du secondaire. Le mode trois n'est pas exploitable car il présente un grand nombre de nœuds de résonance, la contrainte est alternative sous chaque électrode et la valeur moyenne est quasiment nulle.

Les amplitudes du déplacement et de la contrainte ne sont pas indiquées sur la figure IV.15 car ils dépendent, comme précédemment, des pertes mécaniques dans le matériau. Plus l'amortissement est grand (i.e. Q_m faible) et plus la déflexion est importante, c'est ce qui est souhaité dans certaines applications où on a besoin d'un fort débattement. Dans l'application

transformateur, où on ne fait que transférer de l'énergie par des ondes de flexion, on privilégie le rendement.

Il est à noter que les répartitions de la contrainte et du déplacement sont quasi-sinusoïdales à 1% près, d'après Devine dans [17], sauf aux extrémités encastrées.

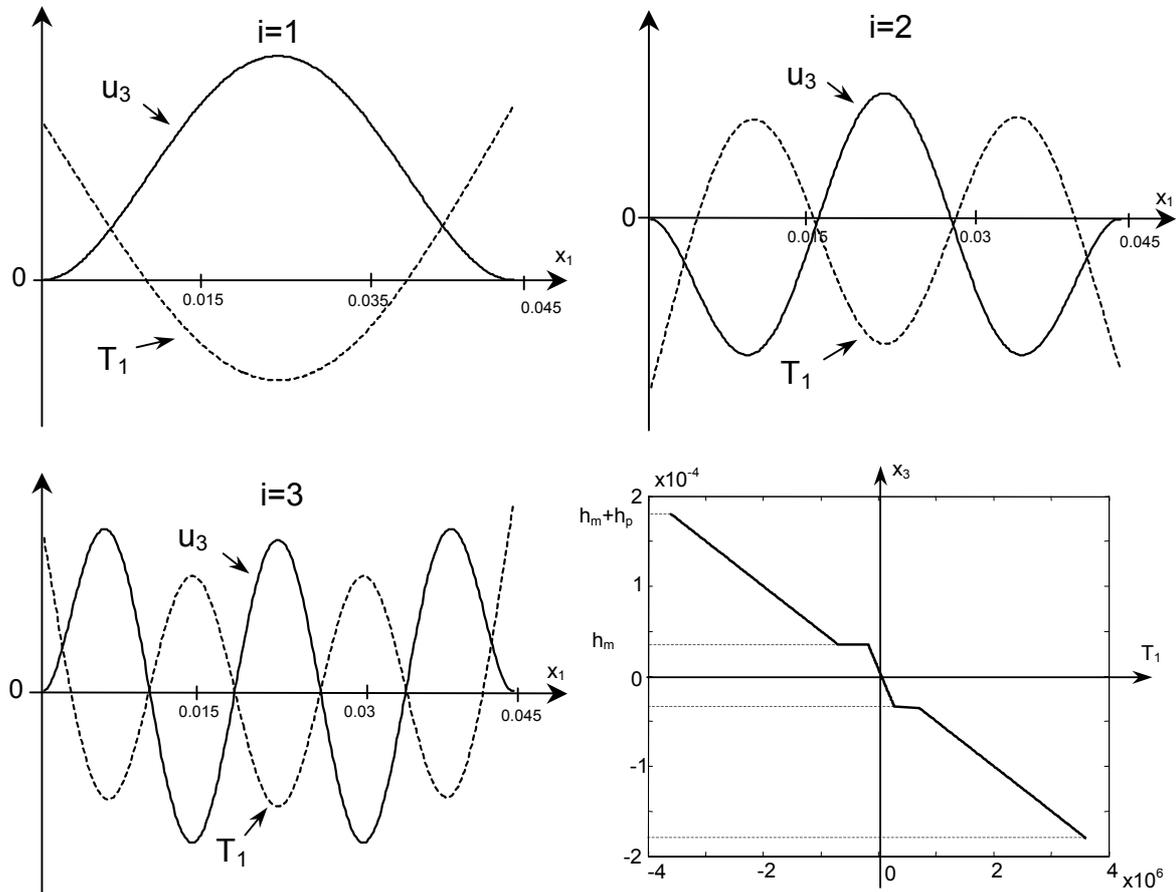


FIGURE IV.15 : Variation du déplacement et de la contrainte pour un pont

La quatrième courbe de la figure IV.15 représente la variation de la contrainte T_1 suivant l'épaisseur du bimorphe. La contrainte est antisymétrique, c'est-à-dire qu'elle est de sens opposé par rapport à la ligne neutre, (i.e. contrainte nulle, $x_3=0$). En raison de la différence de nature des matériaux (\neq des souplesses), la répartition de la contrainte présente une discontinuité au niveau des jonctions. Cette discontinuité crée une contrainte de cisaillement qui est source de pertes.

Les résultats analytiques du transformateur pont sont obtenus avec un bimorphe dont les caractéristiques sont identiques à celles données dans le tableau IV.1 pour la poutre. La longueur totale du pont est de 45mm, chaque électrode fait donc 15mm de long.

La valeur des fréquences de résonance, calculées pour les trois premiers modes, et la valeur des angles m_i correspondants, sont présentées dans le tableau IV.3.

TABLEAU IV.3

Fréquences de résonance d'un pont				
i	1	2	3	>3
m_i	4,73004	10,9956	$11\pi/2$	$(2i+1)\pi/2$
F_r analytique	639,9Hz	3,45kHz	8,53kHz	

L'expression du gain en tension V_2/V_1 du transformateur, établi à partir du schéma électrique équivalent de la figure IV.14, en fonction de la fréquence et de la résistance de charge R_L s'écrit :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_L}{R_L + (R + 1/N_b^2 Y^{Pont}) (1 + j2CR_L \omega)} \tag{4.34}$$

La courbe de gauche de la figure IV.16 représente la variation du gain en tension V_2/V_1 du transformateur lorsque le secondaire est à vide. Dans cette simulation la résistance de perte R est très faible, elle est quelques Ohm. Trois pics de gain sont obtenus pour les fréquences de 639,9Hz, 3450Hz et 8530Hz représentant respectivement les trois premiers modes de résonance en flexion. La seconde courbe de la figure IV.16 représente les différents gains pour le premier mode lorsque la résistance de charge vaut 1kΩ, 10kΩ, 100kΩ et 500kΩ. Le gain est maximum lorsque le transformateur est à vide.

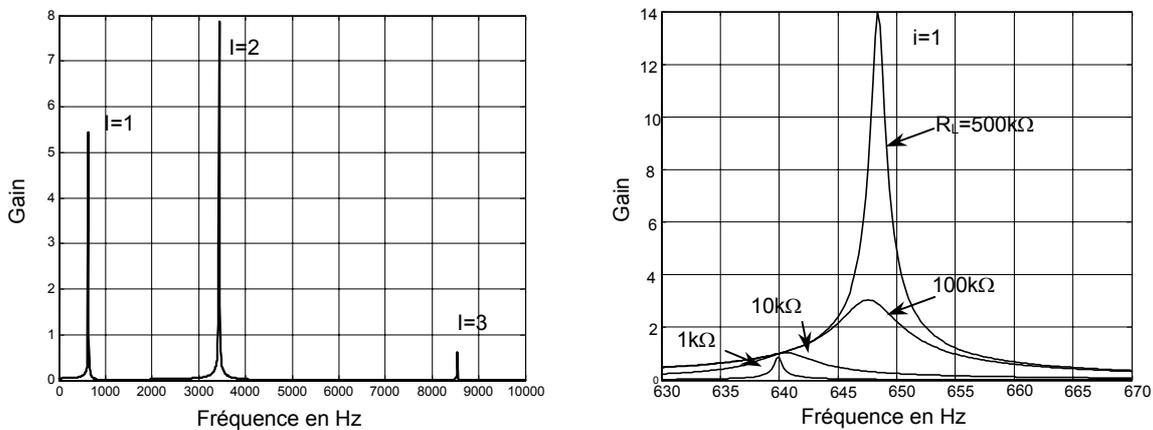


FIGURE IV.16 : Variation du gain du transformateur pont

La caractérisation électrique et mécanique du transformateur pont, que nous venons de mener, a abouti à des résultats sensiblement identiques à ceux obtenus avec le transformateur poutre. On a ainsi établi le schéma électrique équivalent et à partir de la répartition de la contrainte suivant l'axe x_1 , on a pu choisir le positionnement des électrodes pour un mode de résonance donné.

IV.4.5 / Modélisation du transformateur membrane circulaire

Les étapes de modélisation, qui sont appliquées au transformateur membrane circulaire, sont identiques à celles déjà développées pour les structures poutres et ponts. Elles consistent donc à établir une matrice reliant la tension V aux efforts et aux vitesses en lisière d'une membrane annulaire. Cette relation matricielle est ensuite appliquée aux deux éléments constituant le transformateur. Et enfin, à partir des équations électriques, on forme la matrice des admittances, dont est tiré le schéma électrique équivalent.

IV.4.5.1 / Modélisation d'une membrane bimorphe annulaire

La membrane annulaire bimorphe à modéliser est représentée figure IV.17. L'épaisseur d'une couche piézoélectrique et celle de la moitié de la couche centrale sont notées, respectivement, h_p et h_m . Les rayons internes et externes sont notés, respectivement, R_1 et R_2 . On s'intéresse uniquement à la déflexion suivant le rayon r .

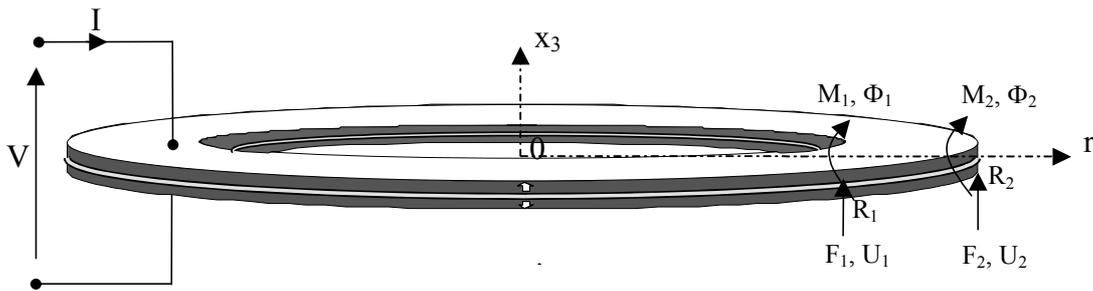


FIGURE IV.17 : Élément de membrane circulaire

Les équations de départ sont identiques à celles déjà données pour une poutre, à la seule différence qu'il existe maintenant, en raison de l'effet planaire, deux moments fléchissants ; l'un est suivant le rayon, l'autre est perpendiculaire au premier (cf. annexe 5). Le matériau piézoélectrique est donc soumis à deux contraintes : une contrainte radiale notée T_r et une contrainte tangentielle notée T_t , le matériau est ainsi mieux utilisé.

La rigidité à la flexion K_{bm} et la constante liée à la conversion électromécanique N_{bm} , pour une membrane bimorphe, sont définis par :

$$K_{bm} = \frac{2}{3(1-\sigma^2)} \left[\frac{1}{s_{p11}^E} \left((h_m + h_p)^3 - h_m^3 \right) + \frac{1}{s_{i11}} h_m^3 \right] \quad (4.35)$$

$$N_{bm} = -\frac{d_{31}}{2s_{p11}^E(1-\sigma^2)} (2h_m + h_p) \quad (4.36)$$

où σ est le coefficient de poisson.

De même, pour une membrane unimorphe, la rigidité à la flexion K_{um} et la constante liée à la conversion électromécanique N_{um} , sont définis par :

$$K_{um} = \frac{1}{12(1-\sigma^2)} \left(\frac{h_p^4 s_{m11}^2 + h_m^4 s_{p11}^2 + s_{m11} s_{p11}^E h_m h_p (4h_p^2 + 6h_m h_p + 4h_m^2)}{s_{p11} s_{m11}^2 h_p + s_{m11} s_{p11}^2 h_m} \right) \quad (4.37)$$

$$N_{um} = -\frac{d_{31}}{2s_{p11}^E(1-\sigma^2)} (h_p + 2x_{30}) \quad (4.38)$$

où x_{30} est la distance entre la ligne neutre et la jonction entre la couche active et la couche passive défini par la relation (4.14).

L'équation différentielle pour un régime harmonique, formulée par Timoshenko dans [18] et régissant la flexion d'une membrane circulaire, s'écrit :

$$\Delta \Delta u_3 - \lambda_{bm}^4 u_3 = 0 \quad (4.39)$$

où $\Delta \Delta$ est l'opérateur Laplacien double et λ_{bm} est le nombre d'onde défini par

$$\lambda_{bm} = \left(\frac{\bar{\rho}_{bm}}{K_{bm}} \omega^2 \right)^{\frac{1}{4}}, \text{ avec } \bar{\rho}_{bm} = 2(\rho_m h_m + \rho_p h_p) \text{ la masse par unité de surface.}$$

La solution de l'équation d'onde (4.39), donnant le déplacement u_3 en fonction du rayon r , s'écrit :

$$u_3(r) = \alpha_1 J_0(\lambda_{bm} r) + \alpha_2 Y_0(\lambda_{bm} r) + \alpha_3 I_0(\lambda_{bm} r) + \alpha_4 K_0(\lambda_{bm} r) \quad (4.40)$$

où J_0 est la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre 0,

Y_0 est la fonction de Neumann ou appelé fonction de Bessel de seconde espèce et d'ordre 0,

I_0 est la fonction de Bessel de première espèce modifiée (hyperbolique) et d'ordre 0,

K_0 est la fonction de Neumann modifiée (hyperbolique) d'ordre 0,

α_{1-4} sont des constantes dépendantes des conditions limites.

Considérons d'abord une membrane annulaire encastrée sur son bord extérieur, dans ce cas la condition limite s'écrit : $U_2 = \Phi_2 = 0$. On ne s'occupe que des efforts au niveau du bord intérieur, ainsi la matrice des impédances 2×2 , reliant les grandeurs mécaniques à la tension V s'écrit :

$$\begin{pmatrix} F_1 \\ M_1 \end{pmatrix} = Z^{MA} \begin{pmatrix} U_1 \\ \Phi_1 \end{pmatrix} + 2\pi R_1 N_{bm} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} V \quad (4.41)$$

où Z^{MA} est la matrice impédance de la membrane annulaire. En raison de sa complexité, cette matrice est donnée en annexe 5.

Si l'on considère le cas d'une membrane circulaire pleine de rayon R_1 , les grandeurs mécaniques au centre de la membrane ne rentrent plus en compte. La relation matricielle des impédances s'écrit alors :

$$\begin{pmatrix} F_1 \\ M_1 \end{pmatrix} = Z^{MP} \begin{pmatrix} U_1 \\ \Phi_1 \end{pmatrix} - 2\pi R_1 N_{bm} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} V \quad (4.42)$$

où l'expression de la matrice Z^{MP} est donnée en annexe 5.

IV.4.5.2 / Modélisation du transformateur membrane circulaire

Le modèle complet du transformateur membrane est obtenu en associant mécaniquement une membrane pleine, correspondant au primaire, et une membrane annulaire, correspondant au secondaire. Le transformateur, décomposé en deux éléments, est représenté figure IV.18. Les efforts et les vitesses aux extrémités de chaque élément y sont indiqués. La continuité des grandeurs mécaniques à la jonction implique : $M_{11} = -M_{12}$ et $F_{11} = -F_{12}$. Les relations (4.41) et (4.42) relatives à chaque éléments permettent de calculer les vitesses au niveau de la jonction en fonction des tensions V_1 et V_2 .

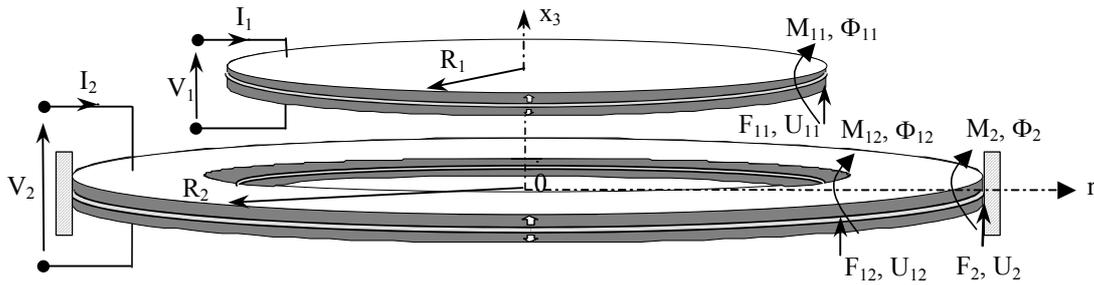


FIGURE IV.18 : Décomposition en deux éléments du transformateur membrane

Schéma électrique

Le schéma électrique est obtenu à partir de la matrice des admittances, qui elle même est établie à partir de l'équation de courant appliquée au primaire et au secondaire, et en y substituant l'expression de la vitesse Φ_1 . Elle s'écrit :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = j\omega \begin{pmatrix} C_1 & 0 \\ 0 & C_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} + (2\pi R_1 N_{bm})^2 \left[(Z^{MA} + Z^{MP})^{-1} \right]_{22} \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} (V_1 - V_2) \quad (4.43)$$

avec C_1 et C_2 les capacités primaires et secondaires, définies par :

$$C_1 = \frac{\epsilon_{33}^S \pi R_1^2}{2h_p} \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{\epsilon_{33}^S \pi (R_2^2 - R_1^2)}{2h_p}$$

La figure IV.19 représente le schéma électrique équivalent du transformateur membrane circulaire :

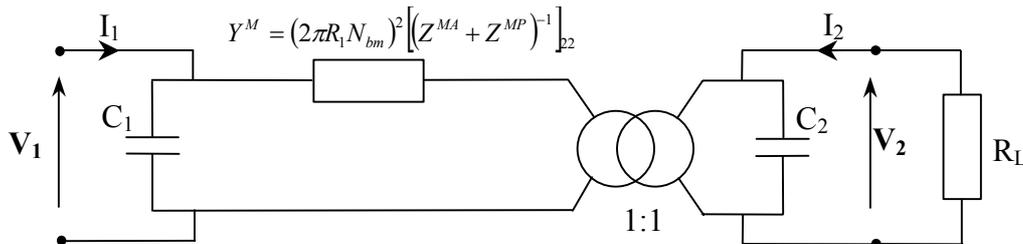


FIGURE IV.19 : Schéma électrique équivalent du transformateur membrane

Une expression simplifiée de l'admittance mécanique donnée dans [17], calculée sur une membrane pleine encadrée, s'écrit :

$$Y^M = j\omega \frac{-(2\pi R_1 N_{bm})^2}{K_{bm} \lambda_{bm}} \frac{J_0(\lambda_{bm} R_2) I_1(\lambda_{bm} R_2) + J_1(\lambda_{bm} R_2) I_0(\lambda_{bm} R_2) - 4J_1(\lambda_{bm} R_2) I_1(\lambda_{bm} R_2)}{J_0(\lambda_{bm} R_2) I_1(\lambda_{bm} R_2) + J_1(\lambda_{bm} R_2) I_0(\lambda_{bm} R_2)} \quad (4.44)$$

Une fois de plus, dans ce schéma électrique de type Mason, on retrouve les deux branches électriques (capacités C_1 et C_2) et la branche mécanique (Y^{Membrane}). Le transformateur parfait a un gain unitaire.

Fréquences de résonance

La résonance mécanique de la membrane encadrée est obtenue lorsque l'admittance d'entrée tend vers l'infinie, c'est-à-dire lorsque le dénominateur de Y^{Membrane} tend vers 0. La condition de résonance pour une membrane s'écrit :

$$J_0(\lambda_{bm} R_2) I_1(\lambda_{bm} R_2) + J_1(\lambda_{bm} R_2) I_0(\lambda_{bm} R_2) = 0 \quad (4.45)$$

Les solutions de l'équation (4.45), appelées m_i , où i est le mode considéré, sont données dans le tableau IV.4.

En exprimant le nombre d'onde λ_{bm} , on obtient la fréquence de résonance pour les différents modes :

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{m_i}{R_2} \right)^2 \sqrt{\frac{K_{bm}}{\rho_{bm}}} \quad (4.46)$$

Cette fréquence est proportionnelle à l'épaisseur totale de la membrane et inversement proportionnelle au carré du rayon total.

Analyse des performances

La figure IV.21 représente la déflexion de la membrane pour les deux premiers modes de résonance.

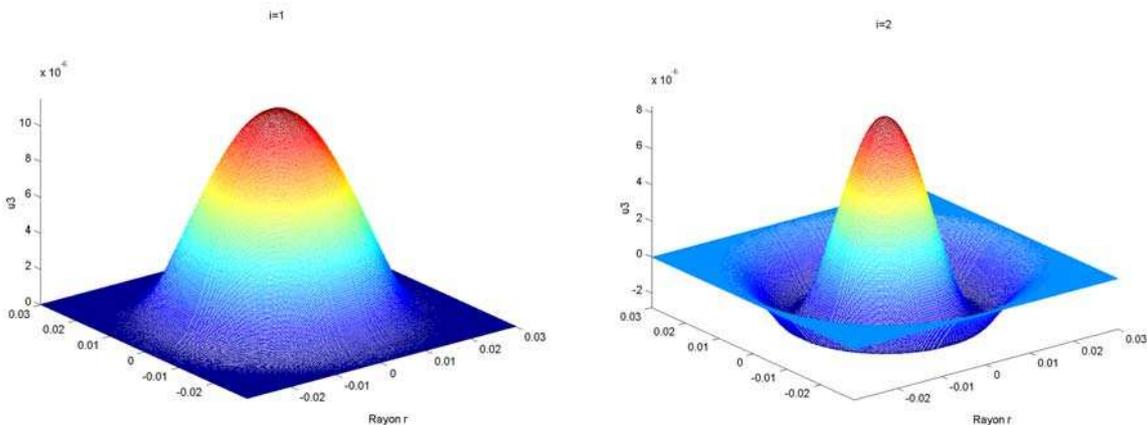


FIGURE IV.21 : Variation du déplacement pour les deux premiers modes

Les variations du déplacement u_3 et de la contrainte radiale T_r suivant le rayon de la membrane, au niveau de l'électrode supérieure, pour les quatre premiers modes de résonance, sont représentées sur la figure IV.20. Le calcul de ces grandeurs est obtenu à partir de la relation (4.40) et de la définition de la contrainte.

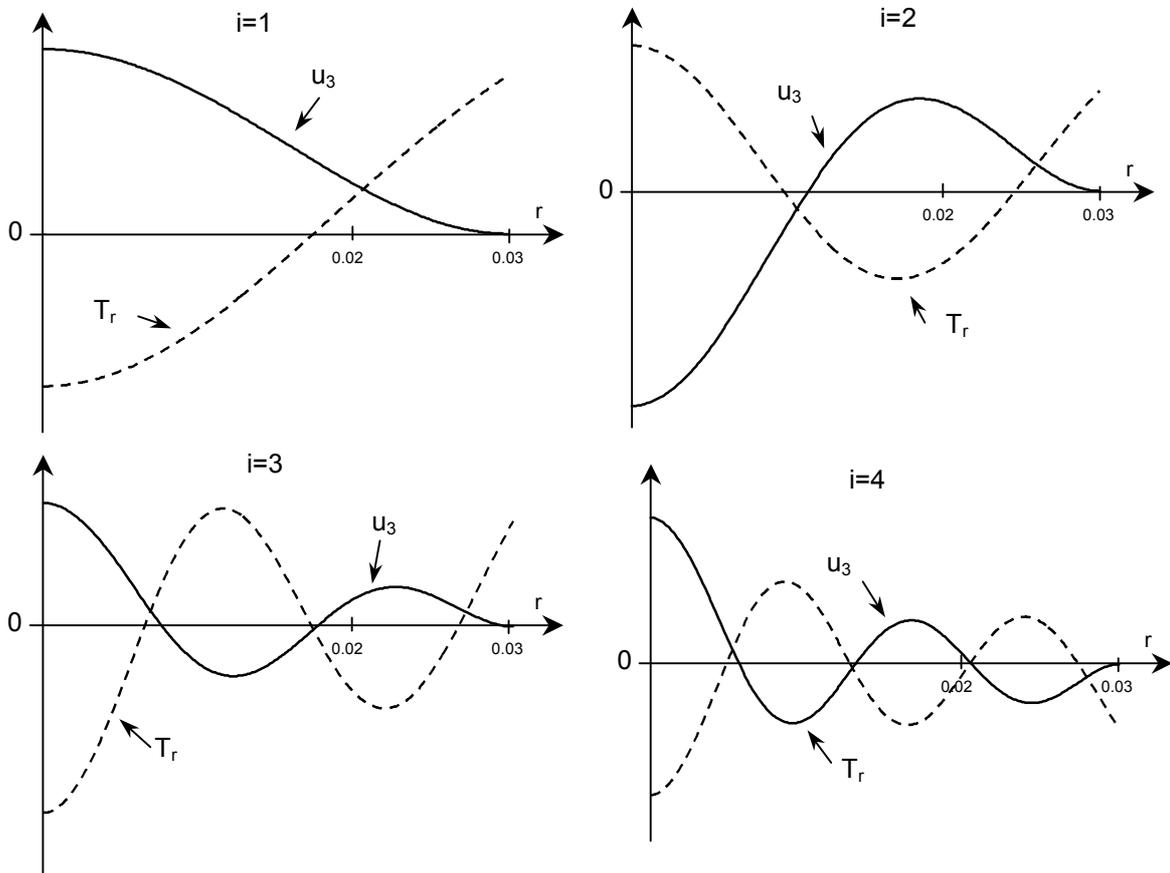


FIGURE IV.20 : *Variation du déplacement et de la contrainte pour une membrane*

La figure IV.20 nous montre qu'une répartition dans un rapport de 0,6 pour l'électrode primaire, placée au centre, et un rapport de 0,4 pour l'électrode secondaire est bien adaptée pour le premier mode de résonance. Dans ce cas, la contrainte est du même signe sous les électrodes. Les autres modes sont difficilement exploitables car ils présentent un grand nombre de nœuds de résonance.

Les résultats analytiques du transformateur membrane sont obtenus avec un bimorphe dont les caractéristiques sont données dans le tableau IV.1. Le rayon de la membrane est de 30mm, celui de l'électrode centrale est de 20mm.

La valeur des fréquences de résonance, calculées pour les quatre premiers modes, et la valeur des angles m_i correspondants, sont présentées dans le tableau IV.4.

TABLEAU IV.4

Fréquences de résonance d'une membrane circulaire encastrée

i	1	2	3	4
m_i	3,1962	6,3064	9,4395	12,576
F_r analytique	689Hz	2,68kHz	6kHz	10,6kHz

La courbe de gauche de la figure IV.22 représente la variation du gain en tension du transformateur membrane pour un fonctionnement à vide. Les quatre pics de gain sont obtenus pour les fréquences de 689Hz, 2680Hz, 6kHz et 10,6kHz représentant respectivement les quatre premiers modes de résonance en flexion. La seconde courbe de la figure IV.22 représente les différents gains pour le premier mode lorsque la résistance de charge vaut 1k Ω , 10k Ω , 20k Ω et 500k Ω . Le gain est maximum lorsque le transformateur est à vide.

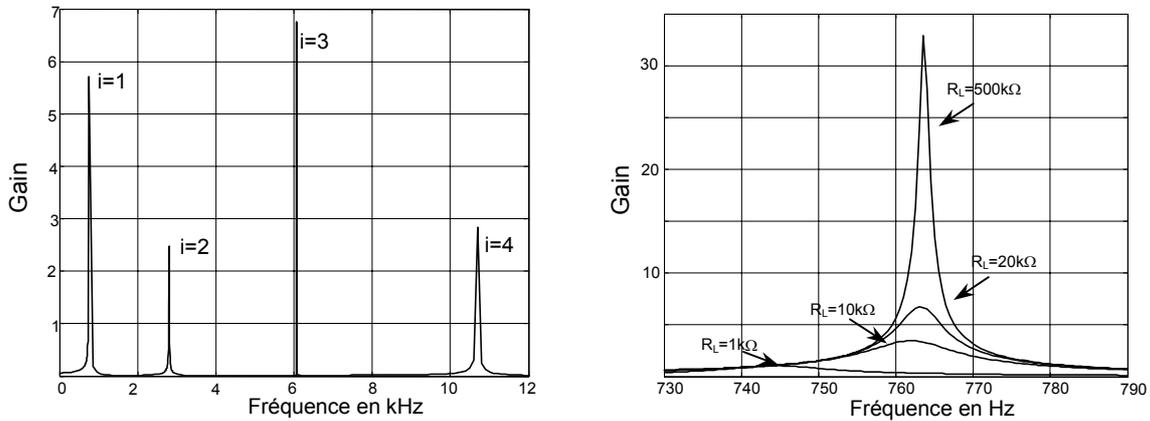


FIGURE IV.22 : Variation du gain du transformateur membrane

TRANSFORMATEUR MEMBRANE CARREE

Les membranes carrées sont très courantes en micro-système, c'est en effet la structure la plus simple à obtenir. Nous avons donc également réalisé des micro-transformateurs membranes carrées, ils seront présentés dans le chapitre suivant. Cependant, nous n'avons pas effectué une modélisation détaillée de cette structure car il n'existe pas de solution exacte de sa déflexion. Seules des solutions approchées sont exprimées sous la forme d'un développement limité de fonctions hyperboliques, de fonction de Bessel ou de fonction polynomiales. Nous avons, tout de même, calculé les fréquences de résonance. Elles sont données par la relation suivante :

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{m_i}{a} \right)^2 \sqrt{\frac{K_{bm}}{\rho_{bm}}} \quad (4.46)$$

où a est le côté de la membrane. Les angles m_i de résonance pour une membrane carrée sont données dans le tableau IV.5. Seuls les résonances symétriques (même profil de déformation suivant les deux côtés) sont prises en compte.

TABLEAU IV.5

Modes de résonance d'une membrane carrée encadrée

i	1	2	3
m_i	5,999	10,402	14,84

REMARQUES

Nous avons décrit dans ce chapitre trois types de transformateur, fonctionnant en mode de flexion et se basant tous sur des structures bimorphes ou unimorphes. Or, il est possible d'améliorer considérablement les performances de ces transformateurs en réalisant des multicouches composées d'un empilement de n couches piézoélectriques, polarisées alternativement et branchées en parallèle. On obtiendrait ainsi, une puissance transmise plus importante, en gardant sensiblement le même encombrement.

L'analyse des performances électriques, effectuée au chapitre II pour les transformateurs en onde de volume, reste valable pour ces structures. En effet, même si, en raison de leur complexité, on n'a pas simplifié à la résonance les schémas électriques, et exprimé les valeurs de L et C de la branche motionnelle, il est possible de les calculer numériquement.

Si l'on se réfère à l'étude du facteur effectif de couplage électromécanique des structures en mode de flexion, effectué au paragraphe IV.4.3, on constate qu'il est légèrement inférieur à celui des structures en onde de volume, mais reste très proche. Ainsi, pour un facteur de qualité mécanique correct, les transformateurs en mode de flexion peuvent transmettre sensiblement la même puissance volumique que ceux fonctionnant en onde de volume. De plus, du fait des faibles épaisseurs des couches, le champ électrique est plus important dans le matériau. Pour des épaisseurs de quelques micromètres, on atteint facilement un champ électrique de 200 à 300V/mm. Il faut même prendre garde à ne pas dépasser la valeur critique du champ.

TRANSFORMATEUR ROSEN EN MODE DE FLEXION

La structure idéale de micro-transformateur, qui permettrait d'obtenir un très grand gain en tension (plusieurs centaines) à très faible puissance, s'inspire du transformateur Rosen présenté au chapitre II. Le transformateur serait toujours une membrane bimorphe circulaire, mais on exploiterait les deux modes de couplage piézoélectrique, à savoir le mode longitudinal et le mode transversal comme représenté figure IV.22.

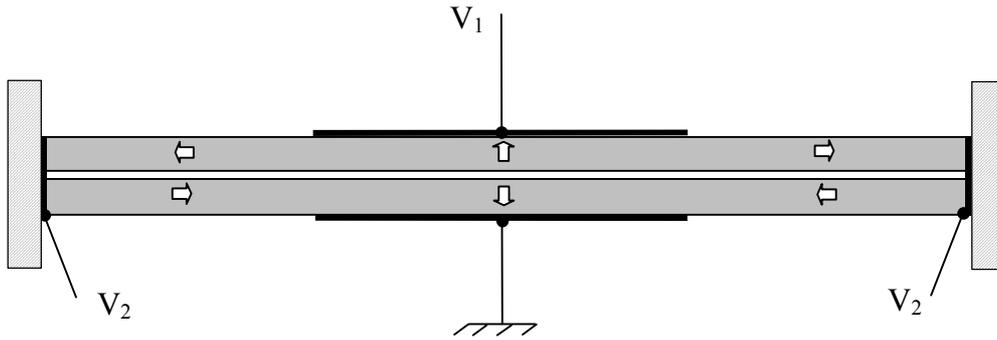


FIGURE IV.22 : Transformateur Rosen en mode de flexion

Sur ce schéma, le primaire est situé au centre de la membrane et la polarisation est, comme pour les structures précédentes, suivant l'épaisseur. L'électrode secondaire est, quant à elle, placée sur le contour encastré de la membrane, avec cette fois-ci une polarisation suivant le rayon. Ce transformateur est donc un composant à trois électrodes sans isolation galvanique, il servirait uniquement d'élevateur de tension.

Le schéma électrique de ce transformateur est le même que celui du transformateur membrane présenté figure IV.19, à la seule différence que le gain du transformateur parfait du schéma a pour expression :

$$\Psi = \frac{d_{33}}{d_{31}} \frac{R_2 - R_1}{2h_p} \quad (4.47)$$

Le grand rapport de forme de la membrane, $(R_2 - R_1) \gg 2h_p$, permet donc d'avoir un très grand gain. De plus, la capacité secondaire est diminuée dans un rapport de $(R_2 - R_1)^2 / 2h_p^2$, son expression est :

$$C_2 = \frac{\varepsilon_{33}^T \pi 4R_2 h_p}{R_2 - R_1} \quad (4.48)$$

Cela permet d'améliorer considérablement le coefficient de couplage électromécanique.

Malheureusement, cette structure n'a pas pu être réalisée car elle pose de sérieux problèmes technologique. Elle nécessite des polarisations perpendiculaires et un dépôt d'électrodes sur les bords encastrés, ce qui n'est pas réalisable avec les moyens dont nous disposons actuellement.

IV.5 / Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté trois structures de transformateur piézoélectrique en mode de flexion. Ces nouvelles structures que nous avons imaginées tiennent compte des contraintes liés aux procédés technologiques de micro-fabrication et permettent de tirer parti, au mieux, des technologies de la micro-électronique mises à notre disposition, en exploitant des vibrations de déformations de flexion.

A partir des équations régissant le système, nous avons réalisé une modélisation analytique détaillée de chaque structure. Le modèle a permis d'établir le schéma électrique équivalent et les profils de déformation. La position des électrodes pour chaque mode de résonance a été choisie en fonction de la répartition de la contrainte. L'expression des fréquences de résonance pour chaque structure a été donnée. Une étude du coefficient de couplage électromécanique a également été faite et a permis de mettre en évidence les possibilités de conversion d'énergie de ces structures.

L'approche théorique développée, nous a donc permis de démontrer le bien fondé de ces nouvelles structures. Sur la base de ces résultats, nous allons maintenant nous atteler à la fabrication des micro-transformateurs piézoélectriques.

Chapitre V

Réalisation et caractérisation des micro-transformateurs piézoélectriques

Chapitre V

Réalisation et caractérisation des micro-transformateurs piézoélectriques

V.1 / Introduction

Ce dernier chapitre est centré sur la réalisation et la caractérisation des structures de micro-transformateurs piézoélectriques unimorphes identifiées au chapitre précédent. Ces structures se présentent sous la forme de poutres, ponts ou membranes micro-usinés, composées d'une couche active de matériau piézoélectrique. Afin d'assurer une totale compatibilité technologique, ces micro-transformateurs sont directement déposés sur un substrat en silicium, offrant ainsi la possibilité de réaliser des circuits plus complexes, en associant une électronique aux micro-transformateurs.

Les travaux décrits ont été effectués dans deux laboratoires de micro-électronique du PFM (Pôle Francilien de Micro-systèmes) : l'ESIEE – Noisy Le Grand et MIMM/IEMN – Valenciennes. Ainsi, deux filières technologiques complémentaires ont pu être exploitées en parallèle, l'une utilisant de l'AlN comme matériau actif, l'autre du PZT.

Dans ce chapitre, après avoir fait un bilan sur les matériaux en couche mince et les moyens matériels disponibles, nous décrirons les différentes étapes de réalisation pour les deux filières. Une caractérisation électrique et mécanique, réalisée par interférométrie à l'IEF, sera ensuite présentée. En conclusion, nous ferons des propositions, argumentées sur la base des résultats, afin d'améliorer les performances du composant et cela suivant trois directions : les étapes process, le matériau actif, la réalisation d'un système bimorphe.

V.2 / Choix des matériaux piézoélectriques en couches minces

Pour la réalisation de dispositifs intégrés, le choix d'un matériau piézoélectrique en couche mince passe par un compromis entre la qualité piézoélectrique du matériau, sa facilité de dépôt, sa compatibilité avec la technologie microélectronique et sa disponibilité.

Il existe plusieurs familles de matériaux piézoélectriques (ZnO, AlN, PZT, PVDF, etc.) [1] à [5] susceptibles d'être obtenus en couches minces, par différents procédés tels que les dépôts en phase vapeur (CVD), la pulvérisation cathodique ou le sol-gel. Certains matériaux sont

naturellement piézoélectriques après dépôt (ZnO, AlN), d'autres comme les céramiques (PZT), cristallites ou polymères (PVDF) nécessitent que les grains soient orientés dans la même direction par une phase de polarisation.

A priori, tous ces matériaux piézoélectriques en couches minces sont des candidats potentiels pour la réalisation de micro-transformateur. Cependant, en pratique, des matériaux comme l'oxyde de zinc (ZnO) sont éliminés, et cela malgré leurs bonnes caractéristiques piézoélectriques, car ils présentent des performances semblables à celles de l'AlN qui est compatible avec d'autres technologies.

Dans le cadre de notre application, nous avons eu accès à deux matériaux piézoélectriques en couches minces : le nitrure d'aluminium (AlN) et le Titano-Zirconate de Plomb (PZT).

L'AlN, obtenu par la méthode de pulvérisation cathodique mise au point à l'ESIEE de Marne-La-Vallée [6], a déjà été largement étudié par ailleurs pour la réalisation de structures AlN/Si pour des applications de type résonateurs ou capteurs à haute fréquence (\approx GHz). C'est un matériau à structure hexagonale dont les désorientations hors de l'axe c sont très faibles, ce qui lui confère une polarisation électrique permanente et des propriétés diélectriques et piézoélectriques (permittivité relative $\epsilon_{33}=10,8$ et constante piézoélectrique $d_{31}=-2,65\text{pC/N}$). Cependant même si ses propriétés piézoélectriques ne sont pas les plus intéressantes, comparées aux céramiques PZT par exemple, l'AlN présente l'avantage de pouvoir être élaboré par des procédés basses températures (200 à 300°C), plus facilement compatibles avec d'autres technologies, MOS par exemple, offrant la possibilité d'associer d'autres composants au micro-transformateur.

L'autre matériau, le PZT, est obtenu par pulvérisation cathodique à l'IEMN de Valenciennes [7]. C'est, comme on l'a déjà dit, un matériau ferroélectrique qui devient piézoélectrique après polarisation. Pour favoriser la structure cristalline, ce matériau n'est pas déposé directement sur un substrat en silicium, mais sur des matériaux électrodes tels que le platine ou les oxydes métalliques (RuO_2 , IrO_2). La séquence de dépôt, couramment utilisée, est la suivante : Si/SiO₂/Ti/Pt/PZT, le titane (Ti) est indispensable pour l'adhésion de la couche de platine, l'oxyde de silicium permet, quant à lui, d'isoler électriquement la structure. Le PZT est déposé sous très faible pression (10^{-2}mBar), par bombardement cathodique d'une cible constituée de poudre (PbO , TiO_2 et ZrO_2) compressée à froid. Les couches déposées peuvent être relativement épaisses (supérieures au micron). Ce matériau présente de très bonnes caractéristiques diélectriques et piézoélectriques (permittivité relative $\epsilon_{33}=810$ et constante piézoélectrique $d_{31}=-110\text{pC/N}$), ce qui lui permet de générer des déformations conséquentes et donc de transférer plus d'énergie. Mais, il présente l'inconvénient de contenir du plomb, qui est un matériau difficilement compatible avec les technologies microélectroniques et qui nécessite des équipements spécifiques.

V.3 / Moyens technologiques disponibles

Le développement des micro-transformateurs repose fortement sur la capacité de la technologie à répondre à nos exigences. Aussi, grâce à des rapprochements opérés dans le cadre du PFM (Pôle Francilien de Micro-système), deux laboratoires ont mis à notre disposition les moyens technologiques dont ils disposaient. Ces moyens, qui sont surtout basés sur l'utilisation d'étapes technologiques planaires de fabrication de la microélectronique silicium, permettent les opérations suivantes : l'oxydation, le dépôt de couches minces, la photolithographie et la gravure. De manière à avoir une vision complète des technologies mises en jeu, nous allons rappeler les opérations de base utilisées.

V.3.1 / Procédés d'obtention de couches minces sur silicium

Différentes techniques de dépôt ont été développées jusqu'à ce jour. L'une de ces techniques est le dépôt par « sputtering » (pulvérisation cathodique). Elle est basée sur la projection d'ions créés par la ionisation d'un gaz (souvent de l'argon) sur une cible constituée du matériau à déposer. Ce bombardement ionique vient casser les liaisons atomiques à la surface de la cible et ainsi détache des atomes ou des molécules qui se déposent sur le substrat pour former une couche mince. Cette technique permet, en plus des dépôts de matériaux piézoélectriques, la croissance de couches mono-cristallines de silicium dopé ou non, des dépôts de silicium polycristallin, de métaux et d'isolant. Les métaux disponibles sont l'or, l'aluminium, le chrome, le titane et le platine.

Très souvent, en plus de ces métaux, il est nécessaire de déposer des couches d'isolation ou de passivation, les matériaux les plus couramment utilisés sont le dioxyde de silicium et le nitrure de silicium.

Le dioxyde de silicium (SiO_2), oxyde naturel du silicium, se retrouve dans la plupart des circuits. Il joue le rôle de diélectrique de grille de transistor MOS ou bien d'isolant entre les différentes parties actives d'un circuit. Il est utilisé dans les micro-systèmes car il présente l'avantage d'être gravé par l'acide fluorhydrique (HF) à une vitesse beaucoup plus importante que le silicium. Il peut ainsi servir de couche sacrificielle. L'obtention d'une couche de dioxyde de silicium est réalisée par oxydation thermique au sein du four (autour de 1000°C) en présence d'un flux d'oxygène. La réaction chimique ainsi mise en jeu permet d'obtenir le dioxyde de silicium.

Le dépôt de nitrure de silicium (Si_3N_4) peut être obtenu de deux manières différentes en fonction de son rôle. Dans le cas de son utilisation comme masque d'oxydation, on effectue un dépôt chimique en phase vapeur (CVD) à la température d'environ 800°C . Par contre, si l'on souhaite utiliser le Si_3N_4 comme couche de passivation (i.e. comme isolant électrique),

on effectue un dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (PECVD) à la température d'environ 400°C.

V.3.2 / La photolithographie

La fabrication de micro-transformateurs nécessite le dépôt ou la gravure de matériaux dans des régions bien précises du dispositif. Ces opérations sont obtenues par des procédés lithographiques, qui se basent sur la révélation après insolation de résines polymérisées photosensibles. Ainsi, une résine liquide est d'abord étalée uniformément sur un substrat à l'aide d'une centrifugeuse ou tournette. Certaines zones de cette résine sont ensuite protégées de l'insolation par un masque puis révélées. Un développement, qui peut être négatif (on conserve les parties non éclairées) ou positif (seules les parties éclairées sont conservées), permet enfin d'obtenir les motifs. La photolithographie est le procédé clé de la microélectronique car il définit la forme et la taille ultime des éléments. Le procédé le plus courant d'insolation de la résine utilise des rayons ultra violet dans une longueur d'onde comprise entre 360 et 410nm, ce qui donne une résolution inférieure au micromètre.

V.3.3 / La gravure

Selon la complexité de la structure à réaliser on peut faire appel à différents procédés de gravure. Dans notre application, on utilise deux techniques : la gravure chimique (humide) et la gravure sèche ou ionique.

La gravure humide ou de surface, qui fut développée pour les micro-systèmes au début des années 80, permet d'obtenir des structures reposant sur le substrat. Elle est basée sur la sélectivité des procédés d'attaque. Cela signifie que diverses couches, déposées sur un substrat ne seront pas attaquées de la même façon par une solution chimique. Dans notre application, cette technique est utilisée pour graver les électrodes du micro-transformateur et l'AlN.

Le principe de la gravure sèche, appelée encore D.R.I.E (Deep Reactive Ionic Etching), est de créer un plasma contenant des ions dans une chambre sous vide où se trouve l'échantillon à graver [8]. Les ions viennent alors bombarder le substrat et arracher des atomes au matériau. C'est la même technique que celle de dépôt par sputtering, sauf que la cible est cette fois-ci l'échantillon. Cette technique permet de réaliser des gravures profondes (plusieurs centaines de micron) tout en gardant des flans droits. Dans notre application, elle est utilisée pour des gravures de face arrière, permettant de libérer les structures et ainsi d'obtenir les poutres, ponts et membranes.

V.4 / Quelques aspects de la conception

Sans changer fondamentalement les structures des micro-transformateurs présentées au chapitre IV, les prototypes réalisés ont nécessité d'être adaptés aux moyens technologiques mis à notre disposition. Ainsi, seuls des structures unimorphes, composées d'une couche passive en silicium et d'une couche active en matériau piézoélectrique, ont été fabriquées. Quatre géométries différentes de micro-transformateurs, se présentant sous la forme de poutres, ponts ou membranes circulaires et carrées, seront présentées.

Compte tenu des possibilités technologiques, le choix de certaines cotes géométriques des prototypes a été fait.

Le coefficient effectif de couplage électromécanique du secondaire est une donnée très importante dans le dimensionnement d'un micro-transformateur unimorphe. Comme nous l'avons vu tout au long de ce rapport, cette valeur doit être maximisée afin d'exploiter au mieux le matériau piézoélectrique. Pour les structures en flexion, ce paramètre est une fonction du rapport des épaisseurs de la couche passive sur celle de la couche active. Il est donc impératif d'optimiser l'épaisseur des différentes couches. Le calcul du rapport des épaisseurs est effectué à partir de l'expression (4.27) présentée au chapitre IV. Même si cette expression a été calculée uniquement pour les poutres unimorphes, nous allons également utiliser les résultats pour les autres structures. Les caractéristiques des matériaux utilisés sont données dans le tableau V.1. Les données correspondant aux matériaux actifs (AlN, PZT) sont des valeurs effectives qui dépendent fortement de la précontrainte et pour le PZT de la taille des grains.

TABLEAU V.1
Caractéristiques des matériaux

Matériaux	ρ	S_{11}^E	d_{31}	ϵ_{33}^T	k_{31}^2
AlN (ESIEE)	3260kg/m ³	3,53.10 ⁻¹² m ² /N	-2,65.10 ⁻¹² m/V	10,8 ϵ_0	0,02
PZT (IEMN)	7600kg/m ³	10.10 ⁻¹² m ² /N	-110.10 ⁻¹² m/V	810 ϵ_0	0,16
Aluminium	2690kg/m ³	14,22.10 ⁻¹² m ² /N			
Chrome (film)	7190kg/m ³	5.10 ⁻¹² m ² /N			
Polysilicium	2300kg/m ³	6,17.10 ⁻¹² m ² /N			
Si ₃ N ₄		3,44.10 ⁻¹² m ² /N			
Monosilicium	2300kg/m ³	7,69.10 ⁻¹² m ² /N			

Nous avons représenté sur les courbes de gauche de la figure V.1, la variation du coefficient de couplage effectif, donné par la relation (4.27), en fonction du rapport des épaisseurs, pour le premier mode de résonance. Dans le cas du couple AlN/Si, le coefficient de couplage est maximum pour un rapport d'épaisseur de 4, la valeur de k_e correspondante est de 0,021 et celle du rapport des souplesses S_{11} est égale à 0,45. Dans l'autre cas, pour le couple PZT/Si, le

coefficient de couplage est maximum pour un rapport d'épaisseur de 1,5, la valeur de k_e correspondante est de 0,07 et celle du rapport des souplesses S_{11} est égale à 1,3.

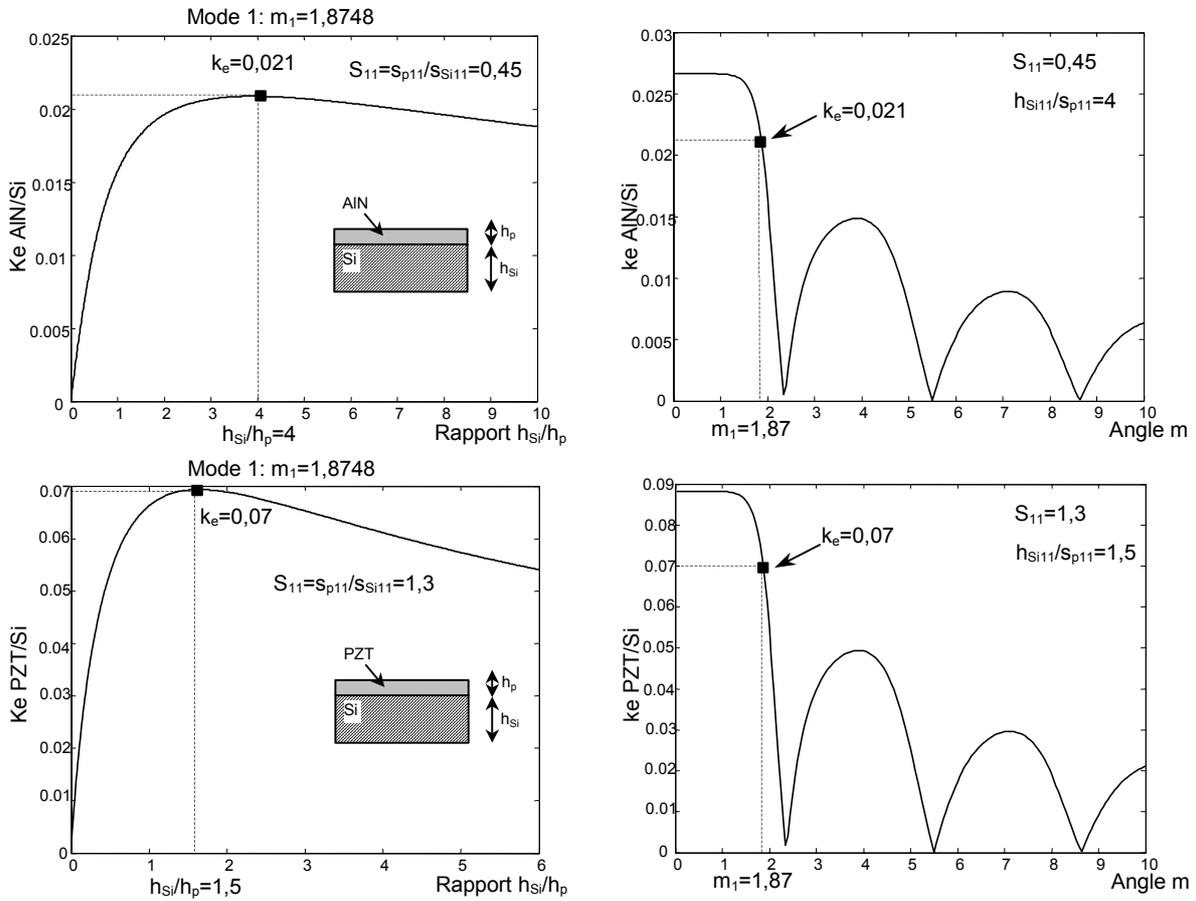


FIGURE V.1 : Optimisation du coefficient de couplage k_e des prototypes

Les courbes de droite de la figure V.1 représente la variation du coefficient effectif en fonction de l'angle m (variation de g_0) dans le cas d'un transformateur poutre. Ainsi, les angles m_i , correspondants aux modes de résonance et d'antirésonance, sont ceux d'une poutre. On retrouve pour le mode 1, la valeur du coefficients de couplage effectif obtenu avec la variation du rapport des épaisseurs.

Il est à remarquer que la valeur du coefficient de couplage des matériaux en couches minces utilisés est très faible. Les performances des micro-transformateurs seront donc nettement moins bonnes que celles obtenues sur des prototypes mésoscopiques.

Ainsi, compte tenu des épaisseurs déposables, de l'ordre de $3\mu\text{m}$ à $4\mu\text{m}$, des films piézoélectriques, nous avons choisi pour les premiers essais des épaisseurs de silicium de $10\mu\text{m}$ pour l'AIN et de $6\mu\text{m}$ pour le PZT. Ceci permet d'éviter des structures trop fragiles et d'avoir des rendements technologiques suffisants.

Le choix des autres dimensions a été fait de façon plus arbitraire, cherchant à ne pas s'éloigner des côtes rencontrées dans la littérature pour les membranes. En effet, il est important de respecter un certain rapport entre l'épaisseur et la surface totale d'une couche déposée, pour éviter, lors de sa libération, qu'elle ne présente des défauts de planéité dus à des contraintes internes. Toutefois, la puissance transmise des micro-transformateurs étant proportionnelle au volume de matériau actif, nous avons cherché à maximiser les surfaces des prototypes. Les dimensions fixées sont données dans le tableau V.2.

TABLEAU V.2
Dimensions des structures

Structure	Dimensions
Membrane carrée	1500 μm x1500 μm
Membrane circulaire	1500 μm
Poutre	1260 μm x420 μm
Pont	1500 μm x420 μm

La répartition des électrodes primaire et secondaire a été choisie de telle sorte à optimiser la contrainte axiale dans le matériau. Ainsi, pour les membranes circulaires et carrées, le rapport de la longueur de l'électrode secondaire sur le rayon total est de 0,4. Pour les poutres et les ponts le rapport a été pris, respectivement, égal à 0,5 et 0,33.

Les trois premières fréquences de résonance théoriques des structures en AlN et en PZT, calculées à partir des expressions données au chapitre IV, sont listées dans le tableau V.3.

TABLEAU V.3
Fréquences de résonance des structures

	i	1	2	3
AlN $h_{\text{AlN}}=3,5\mu\text{m}$ $h_{\text{Si}}=10\mu\text{m}$	Poutre	10,9kHz	68,4kHz	191kHz
	Pont	48,2kHz	260kHz	644kHz
	Membrane circulaire	92,4kHz	359kHz	806kHz
	Membrane carrée	81,1kHz	244,7kHz	498kHz
PZT $h_{\text{PZT}}=4\mu\text{m}$ $h_{\text{Si}}=6\mu\text{m}$	Poutre	4,9kHz	30,8kHz	86,2kHz
	Pont	21,7kHz	117,4kHz	228,9kHz
	Membrane circulaire	41,6kHz	161kHz	362kHz
	Membrane carrée	36,5kHz	110kHz	224kHz

Les épaisseurs utilisées pour le calcul des fréquences de résonance sont, pour l'AlN et le PZT, respectivement, 3,5 μm et 4 μm . Ces grandeurs sont volontairement arrondies à la valeur supérieure pour tenir compte de l'épaisseur des électrodes.

V.5 / Processus technologiques de réalisation

Les premiers prototypes de micro-transformateurs ont été réalisés dans la salle blanche de l'ESIEE avec l'aide de M. Patrick Sangouard, et au laboratoire MIMM avec l'aide de M. Eric Cattan.

Pour des raisons de simplicité, de rapidité et de coût, les masques ont été réalisés en gélatine. Ils sont similaires pour les deux films piézoélectriques en PZT et AlN, à quelques différences près.

Les différentes étapes de fabrication ainsi que les masques photo lithographiques sont détaillées, de façon schématique, dans la section suivante.

V.5.1 / Etapes de fabrication pour l'AlN

Les figures V.2 permettent d'illustrer les différentes étapes intervenant dans le processus de fabrication d'un prototype membrane.

La plaquette de silicium utilisée est une tranche de SOI (Silicon on Insulator) de 4 pouces de diamètre. La couche de dioxyde de silicium se situe à une profondeur de 10 μ m.

Etape 1 :

Après que la plaquette de silicium SOI ait été nettoyée et dopée N⁺ (>10¹⁹cm⁻³), on dépose une couche d'épaisseur 4500Å de dioxyde de silicium (SiO₂) par oxydation thermique du substrat. Le dépôt de cette couche permet d'isoler le reste de la structure de la plaquette de silicium qui sert de support mécanique. Cette couche est ensuite gravée de façon à délimiter l'emplacement de la membrane.

Etape 2 :

Différents films nécessaires à l'élaboration de la structure sont déposés successivement dans le même bâti de pulvérisation « sputtering ». Ces dépôts s'effectuent sans remise à l'air du wafer, ce qui optimise la qualité des interfaces entre chaque matériau. Ainsi, une épaisseur de 3 μ m d'AlN est déposée sur la plaquette à la température de 140°C et sous une pression de 0,66.10⁻²mbars. Le bâti est ensuite refroidi, après quoi les couches métalliques d'électrode sont déposées (500Å de chrome et 5000Å d'aluminium servant de couche d'accroche).

Etape 3 :

Photolithographie et gravure humide des électrodes métalliques du primaire et du secondaire.

Etape 4 :

Photolithographie et gravure humide de l'AlN.

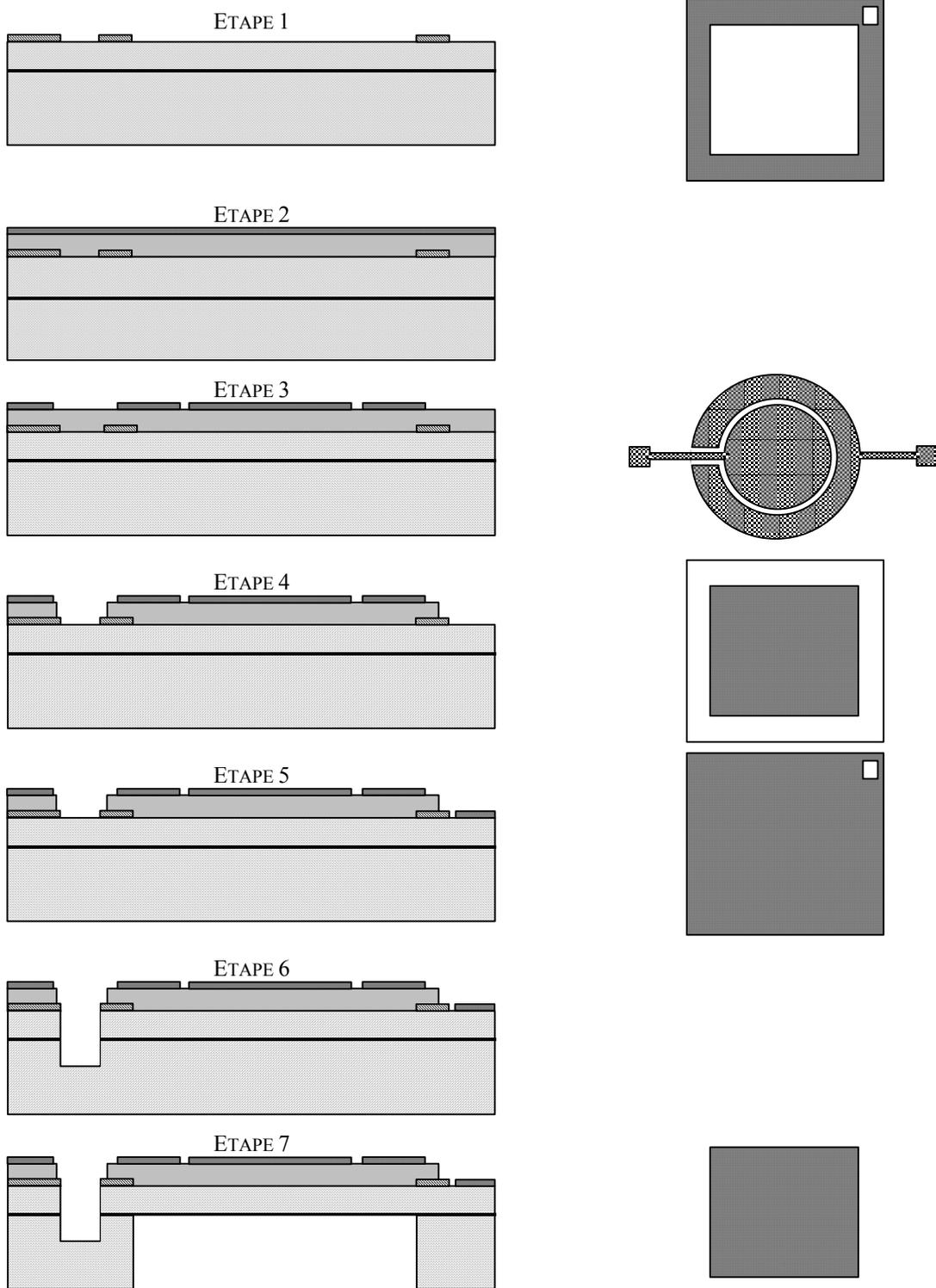


FIGURE V.2 : *Etapes technologiques*

Légende :

-  Electrodes, Aluminium + chrome
-  AlN
-  Dioxyde de silicium
-  Silicium dopé N⁺

Etape 5 :

Photolithographie des contacts métalliques sur le silicium, dépôt d'aluminium (5000Å) et lift-off du métal. Ce dépôt est nécessaire pour effectuer un « bonding » des plots des électrodes de masse après mise en boîtier.

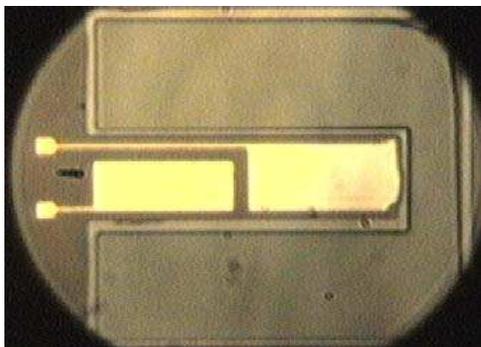
Etape 6 :

Photolithographie et gravure des chemins de découpe, facilitant la séparation des puces pour la mise en boîtier.

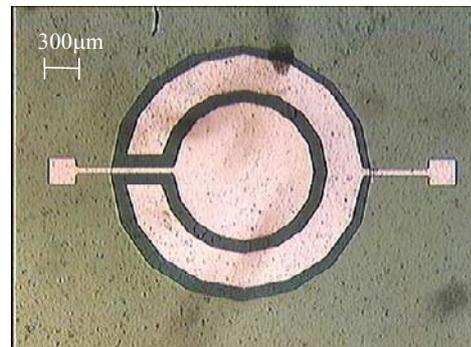
Etape 7 :

Photolithographie de la face arrière, gravure profonde (environ 500µm) au plasma D.R.I.E (Deep Reactive Ionic Etching) et libération de la membrane. Le dioxyde de silicium de 0,5µm sert de couche d'arrêt, on obtient ainsi avec précision l'épaisseur de la membrane.

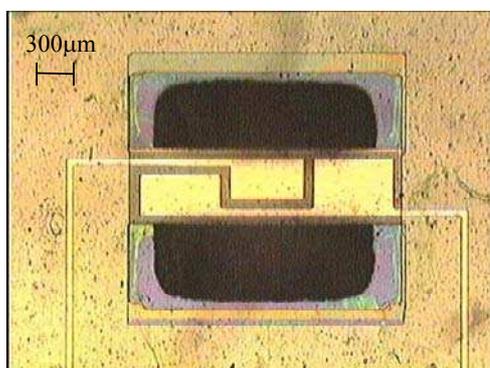
Le résultat obtenu, pour les quatre structures est présenté figure V.3. L'utilisation de plaquettes de silicium dopé N permet d'éviter, lors de la libération des prototypes, un trop grand flambage des poutres et des ponts, et empêche les membranes d'être trop tendues. De plus, le silicium dopé sert d'électrode inférieure, sans quoi il aurait fallu déposer sur l'oxyde d'isolation une couche métallique. Des mesures de déformations seront présentées dans les sections suivantes.



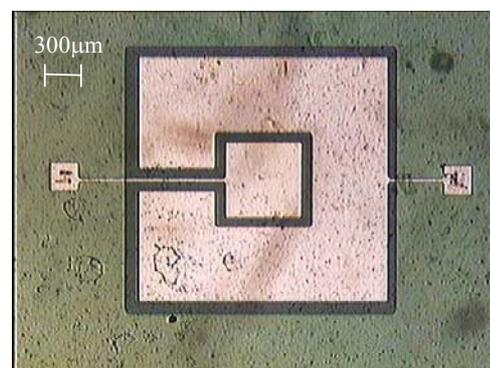
TRANSFORMATEUR POUTRE



TRANSFORMATEUR MEMBRANE CIRCULAIRE



TRANSFORMATEUR PONT



TRANSFORMATEUR MEMBRANE CARREE

FIGURE V.3 : *Vue de dessus des prototypes*

Après la mise au point délicate des différentes étapes technologiques, notamment pour ce qui concerne la qualité piézoélectrique et mécanique de la couche d'AlN, les résultats nous ont montré que l'AlN présente de bonnes caractéristiques diélectriques avec une tension de claquage supérieure à 150V, une résistivité de 10M Ω et une permittivité relative de 10,8. Des mesures de diffraction X, réalisées à l'IEMN de Valenciennes, ont permis de définir une bonne orientation cristallographique d'axe c (perpendiculaire à 80% au plan du film), ce qui nous permet de penser que le matériau est bien piézoélectrique.

Enfin, d'un point de vue mécanique, la réalisation des membranes auto-portées ne semble pas poser de problèmes particuliers. Le taux de membranes éclatées en fin de process, après gravure plasma face arrière, est satisfaisant, puisque le rendement de fabrication est de 85% pour des structures Si/AlN/métal de 2mm² et de 100% pour des sections plus faibles.

V.5.2 / Etapes de fabrication pour le PZT

Pour les micro-transformateurs en PZT, les étapes permettant la localisation des différentes couches de matériaux utilisent la technique du lift-off. Cette technique présente l'avantage de pouvoir localiser n'importe quel matériau, et cela même si le dépôt n'est pas homogène en épaisseur et en surface. La technique de dépôt/gravure-physique laisserait certaines zones du matériau non gravées. L'homogénéité en épaisseur de la couche de PZT sur la surface de 4 pouces des wafers SOI n'est pas bonne dans les conditions de dépôt actuelles (équipement de dépôt non adapté au traitement de grandes surfaces). En effet, le laboratoire IEMN dispose d'un bâti à cathodes trois pouces et le substrat ne peut pas être mis en mouvement devant la cible. Ce problème est fortement diminué en arrêtant la phase de dépôt et en provoquant une rotation de 180° du wafer en cours de traitement.

Les étapes intervenant dans le processus de fabrication des micro-transformateurs en PZT, sont semblables à celles détaillées pour la filière AlN. Ainsi, on dépose d'abord par pulvérisation cathodique et sans remise à l'air une couche d'accrochage en titane (30nm) et l'électrode inférieure en platine (120nm). Un recuit de stabilisation dans un four à diffusion de l'électrode à 650°C est ensuite réalisé (durée : une nuit). Après le dépôt du masque lift-off du PZT, on dépose à froid par pulvérisation cathodique le PZT (durée dépôt de 7 à 15h en fonction de l'épaisseur souhaitée). Après retournement de 180° de la plaque, le PZT est à nouveau déposé par pulvérisation cathodique à froid. Après le lift-off du PZT (cf. figure V.4), un recuit de cristallisation est effectué dans un four à diffusion à 625°C (durée : une nuit). Et enfin, on dépose par pulvérisation cathodique une couche d'accrochage en titane (30nm) et l'électrode supérieure en platine (120nm). La gravure profonde de la face arrière est réalisée à l'ESIEE.

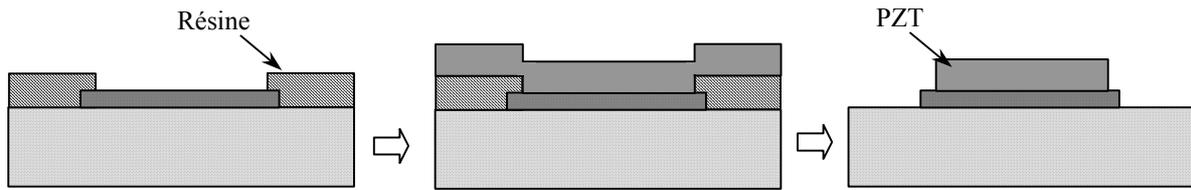


FIGURE V.4 : *Technique du lift-off*

La technique originale de dépôt localisé du PZT par lift-off ne peut s'appliquer qu'aux dépôts à froid, obtenus par exemple par pulvérisation cathodique. Certaines méthodes de dépôt, orientées principalement vers l'obtention de matériaux ferroélectriques hétéroépitaxiés, comme l'ablation laser ou la MOCVD, ne peuvent travailler en présence de résine (les températures de cristallisation in-situ sont élevées) et doivent donc utiliser des techniques de gravure pour localiser les couches de matériaux piézoélectriques.

L'échauffement de la résine lors du dépôt ne doit pas excéder en général une température de 180°C. Dans le cas contraire, le retrait complet de cette dernière devient difficile et nécessite une intervention de processus supplémentaire comme le plasma oxygène. La forme des motifs risque de ne pas être conservée et une rugosité importante apparaît sur les flancs.

La technique de dépôt par pulvérisation cathodique utilisée, risque elle aussi, en raison de la présence de plasma, de provoquer des élévations de température relativement importantes (voisine de 160°C) à la surface du substrat surtout lorsque la durée du dépôt est importante. Dans notre application, pour obtenir un transfert d'énergie important, on réalise des couches de 3 ou 4 microns, les temps de dépôt sont alors élevés. Un refroidissement du porte-substrat et un bon contact thermique entre le substrat et le porte substrat sont alors obligatoires pour maintenir une température acceptable pour la résine.

OBSERVATION OPTIQUE DE LA MORPHOLOGIE DE SURFACE

Des mesures de profilométrie (réalisées après recuit) du film de PZT nous donnent une épaisseur de 3,8µm près du méplat, 3,5µm à l'opposé, 3,5µm au centre du wafer. Les motifs des électrodes supérieures sont nets.

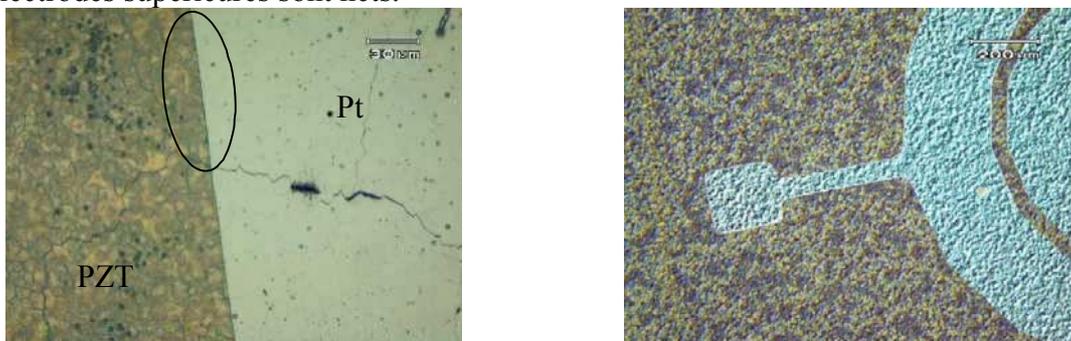


FIGURE V.5 : *Electrode supérieure en platine sur film PZT*

L'utilisation de titane sous l'électrode supérieure de platine nous a aidé à améliorer l'adhérence du platine sur les films de PZT (cf. figureV.5).

La photo de la figure V.6, présente la surface du film de PZT pour un grossissement de 1000. Nous observons qu'à la surface du film les grains de PZT se différencient fortement. Au travers de l'électrode supérieure en platine, ils sont également nettement marqués, ce qui prouve un bon recouvrement du platine sur le PZT. Ce type de morphologie de surface est classique et en accord avec les réalisations de dépôts de PZT sur des structures plus simples (sans résine) faites classiquement au laboratoire MIMM/IEMN.

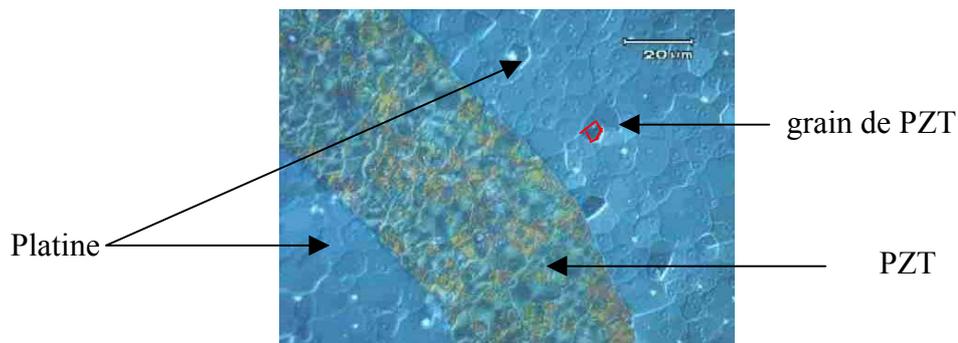


FIGURE V.6 : *Image en contraste interférentiel grossissement 1000 du film de PZT*

Nous constatons sur figure V.7 l'apparition de fissures en certaines zones des surfaces traitées. Ces fissures peuvent s'allonger sous plusieurs motifs d'un même composant. Elles sont probablement dues à des contraintes créées lors du traitement thermique. Ces contraintes sont apparemment plus importantes pour un film de $3\mu\text{m}$ d'épaisseur que pour des films de moindre épaisseur. A ce jour, il n'est pas possible d'établir une identification des épaisseurs de PZT critiques pour ces contraintes car nous ne disposons pas d'équipement permettant d'évaluer la contrainte.

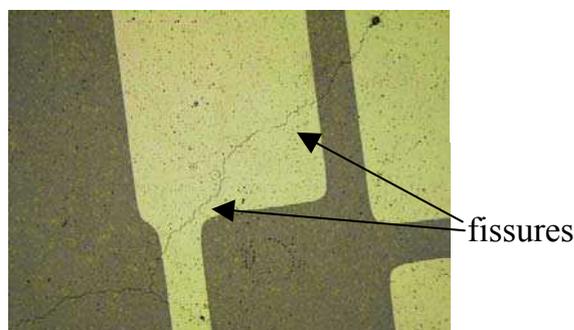


FIGURE V.7 : *Fissure sur plusieurs motifs (grossissement 100)*

CARACTERISATIONS ELECTRIQUES DU FILM PZT

Actuellement, l'observation des propriétés piézoélectriques d'un matériau en couche mince est difficile à mettre en œuvre, il est donc d'autant plus compliqué de le faire sur un micro-système. Toutefois, des mesures du coefficient piézoélectrique d_{31} d'échantillons standards ont été réalisées et des valeurs de plus de 100pm/V ont pu être mesurées sur le PZT en couche mince. Les techniques mises en œuvre pour faire ces mesures sont complexes et ne peuvent être utilisées sur toutes sortes de dispositifs. Par ailleurs, un banc de mesure (module RT6000) nous permet d'observer rapidement des cycles de polarisation. Nous nous contenterons donc d'observer si la courbe P(E) est une hystérésis pour déduire que le film PZT est bien piézoélectrique, en effet tout film ferroélectrique est obligatoirement piézoélectrique. Cependant cela ne nous donne pas d'informations sur la qualité piézoélectrique du PZT.

Le RT6000 est composé d'un générateur de tension et d'un picoampèremètre. Ce système délivre au composant une tension de type triangulaire, la tension est incrémentée. Nous pouvons travailler en mode basse tension, c'est-à-dire $\pm 20V$ et en mode haute tension, $\pm 4000V$ que nous utilisons à 180V maximum. Sous l'influence de cette tension électrique, les domaines du film de PZT vont basculer et générer un courant, le courant de polarisation. Ce courant est enregistré, amplifié et intégré dans le temps pour obtenir la polarisation du film. L'appareil nous donne directement les variations de la polarisation avec la tension appliquée. Ce système nous permet en outre de connaître les polarisations maximales et rémanentes, ainsi que les champs coercitifs des films PZT. Nous nous contenterons ici d'observer l'existence de la ferroélectricité.

Tous les éléments qualifiés de fonctionnels présentent donc des propriétés ferroélectriques : la courbe P(E) est une hystérésis. Cependant en raison de l'épaisseur des films de PZT déposés, la courbe obtenue à $\pm 20V$ n'est pas toujours saturée (cf. courbe de gauche de la figure V.8), par contre pour une tension de 65V l'hystérésis est bien saturée (cf. courbe de droite de la figure V.8). Ces dernières mesures ont été réalisées en mode haute tension. Dans ce dernier cas la mesure est de moins bonne qualité car l'appareil RT6000 n'est pas très bien adapté à la mesure à de telles tensions.

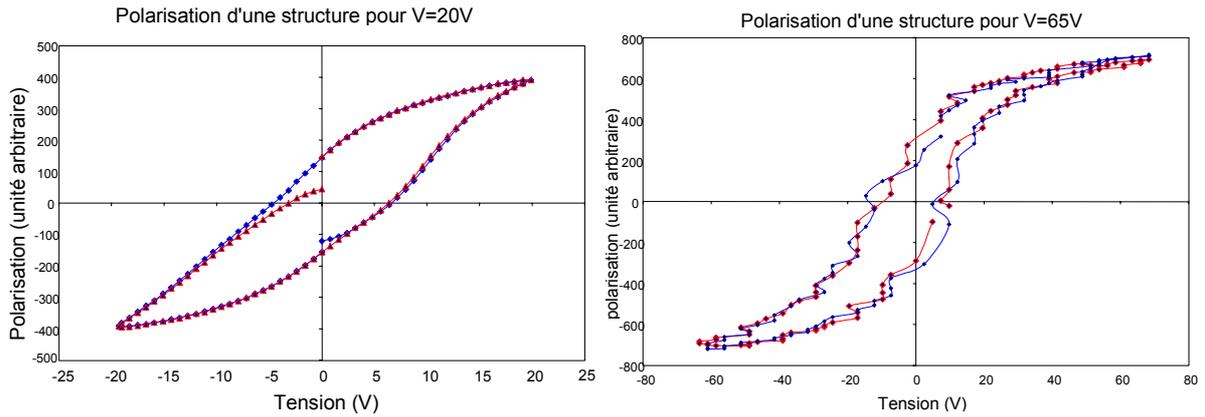


FIGURE V.8 : $P(E)$ pour $V_{Max}=\pm 20V$ et $V_{Max}=\pm 65V$

Les valeurs de polarisation données dans ces deux graphiques ne sont pas exactes, car la surface des électrodes n'a pas été prise en compte.

DERNIERE ETAPE TECHNOLOGIQUE : MISE EN BOITIER

La dernière étape de réalisation consiste, après découpe à la scie diamantée, à séparer les puces par clivage et à les placer dans un boîtier en reliant les plots de platine par « bonding » (cf. figure V.9).

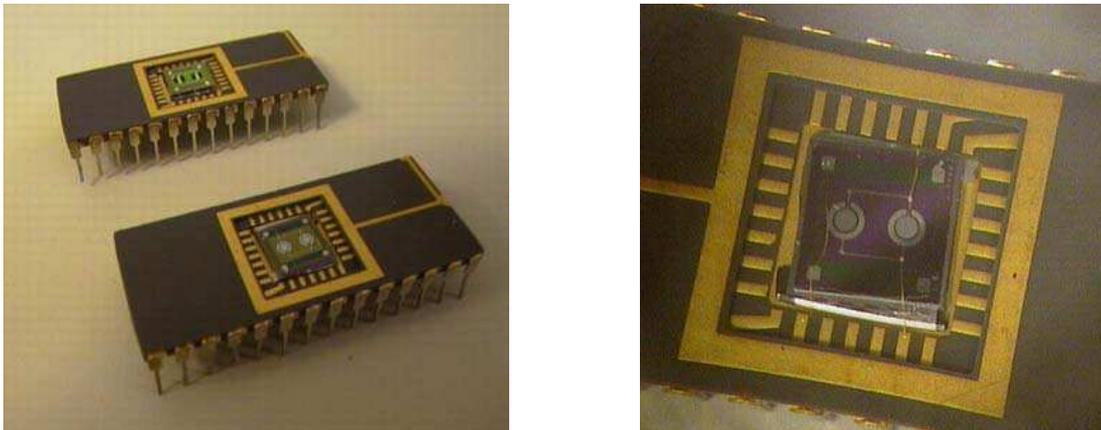


FIGURE V.9 : Mise en boîtier

Lors de l'étape de bonding, des problèmes de soudure sur les plots en Titane/Platine constituant l'électrode supérieure sont apparus, et cela quelque soit la technique utilisée : fil en Or + US (Ultra Son) à 150°C ou Or par thermo-compression à 250°C ou encore aluminium + US. En effet, on a constaté un détachement des électrodes supérieures de la couche en PZT.

Une cause envisageable de cette mauvaise adhérence est la présence possible d'une très fine couche de résine résiduelle laissée entre le PZT et le métal lors de l'étape de localisation des électrodes faite par lift-off.

Au final, le bonding a été réalisé avec de la colle conductrice, elle nous a permis de relier des fils d'or de 20 μm de diamètre aux plots de contact de 100 μm de côté. Toutefois, cette technique a engendré, sur plusieurs puces du wafer et de façon irrémédiable, des courts-circuits entre l'électrode de masse et l'électrode supérieure et cela quel que soit le temps et la température choisi (5 heures à 60°C ou 30 minutes à 120°C). La colle conductrice a diffusé au travers du PZT par les joints de grains. Par contre, cette méthode de collage fonctionne correctement sur les plots de l'électrode de masse Titane + Platine placée sur le dioxyde de silicium.

V.6 / Caractérisation mécanique

Afin de caractériser mécaniquement nos micro-transformateurs, nous avons effectué des mesures de déflexion par interférométrie. Pour cela, nous avons fait appel à l'institut d'électronique fondamentale (IEF, Orsay), par l'intermédiaire de M. Alain Bosseboeuf qui a développé un banc de mesure interférométrique, constitué d'une caméra CCD couplée à un dispositif d'acquisition des interférogrammes.

Le principe de la mesure se base sur la création d'interférences lumineuses apparaissant lorsque deux signaux de même longueur d'onde mais déphasés s'ajoutent. Ainsi, à l'aide d'une lame séparatrice, deux ondes lumineuses sont générées, ces deux ondes suivent des parcours distincts avant d'être recombinaées à l'aide d'un miroir. Les deux ondes ainsi superposées peuvent, selon les distances parcourues se renforcer ou s'annuler réciproquement. On dit que les ondes interfèrent. Le montage optique dédoublant puis recombinaant les ondes est appelé interféromètre. Si les deux parcours sont identiques, les ondes se renforcent, par contre si il apparaît un écart, l'amplitude de l'onde recombinaée est atténuée. Le cas particulier où les deux ondes s'annulent est obtenu pour un écart de distance correspondant à la moitié de la longueur d'onde, les deux signaux sont alors en opposition de phase.

La déflexion effective d'un système réfléchissant est obtenue en mesurant la variation de l'intensité lumineuse. La résolution est directement liée à la longueur d'onde de la source. Les mesures ont été effectuées à l'IEF avec une lampe à décharge au sodium ayant une longueur d'onde $\lambda=589\text{nm}$.

L'application de cette méthode à la mesure de la déflexion de nos prototypes, se caractérise par l'apparition de lignes ou d'anneaux d'interférence. La figure V.10 présente les anneaux d'interférences concentriques d'une membrane carrée pour son premier mode de résonance. A

chaque anneau est associé une demi-longueur d'onde. En comptant les anneaux, on peut déjà avoir une idée de l'amplitude de la déflexion, elle est ici de quelques micro-mètres.

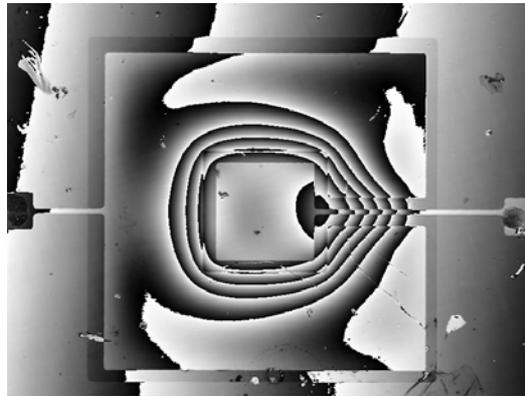


FIGURE V.10 : Anneaux d'interférences d'une membrane carrée

Un dispositif de traitement numérique d'image permet ensuite de recréer le profil tridimensionnel de la déflexion.

Ainsi, le résultat obtenu pour la membrane carrée en AlN est présenté figure V.11. Le primaire est alimenté par une tension alternative de 5V d'amplitude. La figure de gauche nous donne le profil de déformation pour le premier mode de résonance, la fréquence est de 86,4kHz. La figure de droite représente, quant à elle, le second mode de résonance, obtenue à la fréquence de 276kHz. La déflexion maximale pour le premier mode est de $5\mu\text{m}$, elle décroît avec la fréquence, elle est d'environ $3\mu\text{m}$ pour le second mode. Si l'on compare ces fréquences de résonances avec celles pré-calculés et données dans le tableau V.3, on remarque qu'elles sont légèrement supérieures mais assez proches. La différence s'explique par l'approximation faite dans le modèle : on n'a pas tenu compte de l'influence de l'air ni des électrodes.

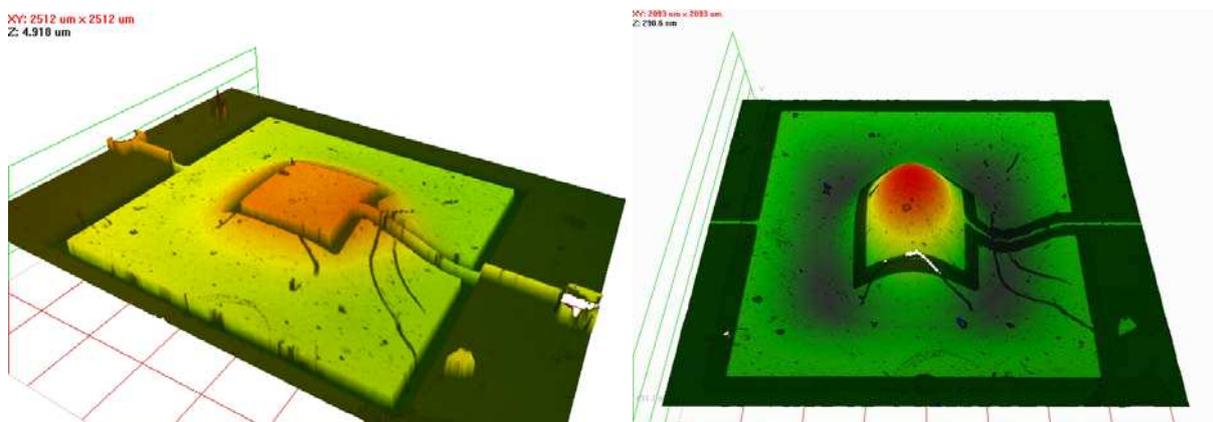


FIGURE V.11 : Déflexion de la membrane carrée

De même, la mesure de la flexion d'une membrane circulaire en AlN pour les deux premiers modes de résonance est présenté figure V.12. Les fréquences correspondantes sont 97kHz et 328kHz. L'amplitude de la déflexion pour le premier mode est d'environ $3,5\mu\text{m}$, elle est légèrement inférieure à celle de la membrane carrée. Pour le second mode, l'amplitude maximale est de $2,5\mu\text{m}$. Là encore, on peut remarquer que les fréquences de résonances mesurées et calculées sont assez proches (cf. tableau V.3).

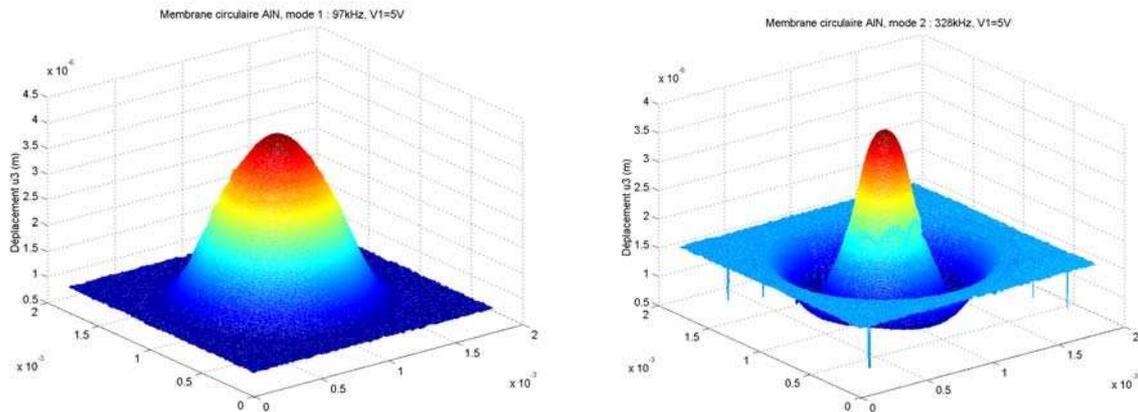


FIGURE V.12 : Déflexion de la membrane circulaire

Le profil statique d'un micro-transformateur pont est présenté figure V.13. On remarque que le pont est fortement flambé sur les bords, il a la forme d'une tuile. Cette déformation a une amplitude d'environ $20\mu\text{m}$, elle est donc nettement supérieure aux valeurs de déflexion obtenues lors de la résonance. C'est pour cette raison que l'on n'a pas pu représenter les déflexions pour les différents modes de résonances. Toutefois, le premier mode de résonance est obtenu pour une fréquence de 59,5kHz. Ce qui est à nouveau supérieur à la fréquence pré-calculée.

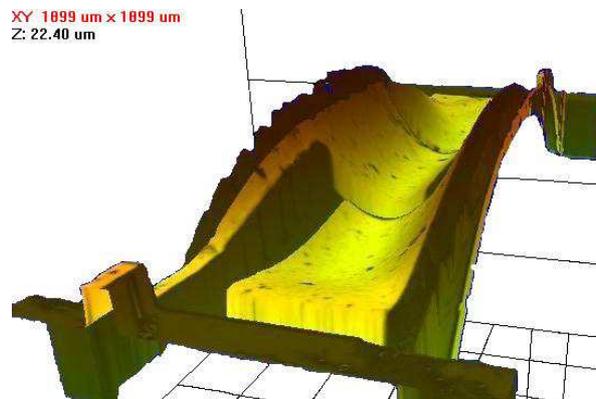


FIGURE V.13 : Profile statique d'un micro-transformateur pont

Nous n'avons pas pu mesurer la déflexion des micro-transformateurs poutres car ils sont fortement flambés. En effet, plus de la moitié de la poutre sort de la plage de mesure de l'appareil.

Cette caractérisation mécanique, nous permet de tirer deux conclusions. D'abord, nous pouvons dire que nos modèles, établis au chapitre précédent, donnent un résultat satisfaisant d'un point vue mécanique (fréquences de résonance et profil de déformation). Ensuite, nous pouvons remarquer que les amplitudes de déflexion des membranes en AlN ne sont pas encourageantes, en effet des amplitudes de 3 à 5 μm sont très faibles, inférieure à l'épaisseur totale de la membrane. Cette faible amplitude a deux explications, d'une part le facteur de qualité mécanique est faible en raison de l'amortissement de l'air et d'autre part le matériau piézoélectrique AlN a de mauvaises performances (très faible coefficient de couplage électromécanique). Nous pouvons donc dès à présent dire que les transformateurs tout AlN auront de mauvaises performances électriques, cette solution sera par la suite rejetée.

V.7 / Caractérisation électrique

La caractérisation électrique des micro-transformateurs se résume à la mesure du gain en tension à vide avec un analyseur d'impédance HP4192.

Nous avons d'abord caractérisé les micro-transformateurs en AlN, et comme prévu le gain est très faible. Le gain du micro-transformateur membrane circulaire pour le premier mode de résonance ainsi que le gain du micro-transformateur pont pour les trois premiers modes de résonances sont représentés figure V.14. Le gain maximum du transformateur membrane est de l'ordre de $5 \cdot 10^{-3}$.

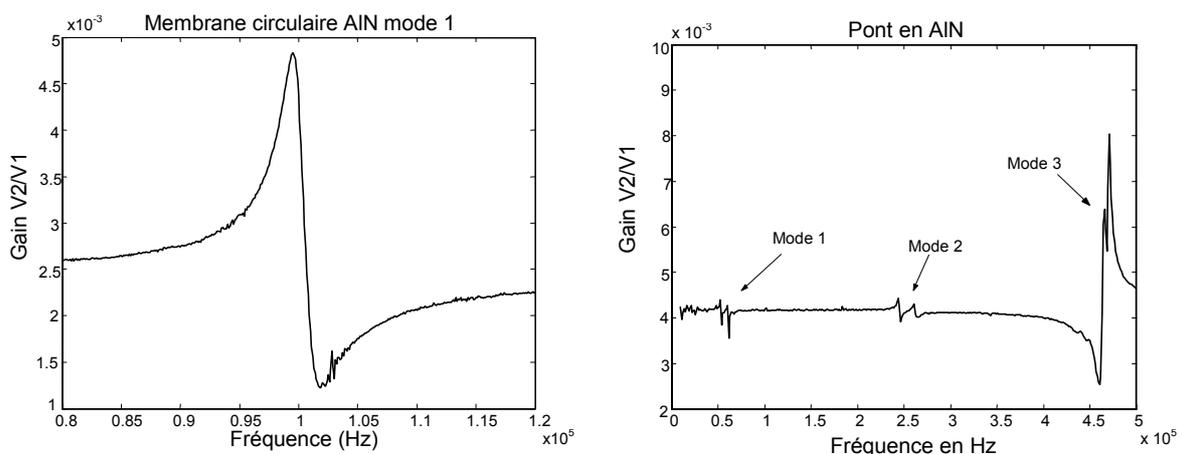


FIGURE V.14 : Gain des transformateurs en AlN

Même si ces résultats électriques sont décevants, ils nous permettent toutefois de valider d'un point de vue électrique le modèle établi au chapitre précédent.

Les mesures de gain réalisées sur des prototypes en PZT sont plus encourageantes. En effet, le gain d'un micro-transformateur membrane circulaire mesuré sous vide est d'environ 1/10 pour une impédance de charge de $1\text{M}\Omega$ (cf. figure V.15). La fréquence correspond au premier mode de résonance est de 45,4kHz. Le gain a donc été augmenté d'un facteur dix par rapport à celui de l'AlN, cependant ce résultat reste modeste. D'un point de vue énergétique, un rapide calcul nous permet d'avoir une idée de la puissance transmise, ainsi pour une tension d'alimentation de 5V, on obtient la valeur de $0,25\mu\text{W}$. La puissance volumique est donc d'environ $0,1\text{W}/\text{cm}^3$. L'amélioration des performances du matériau piézoélectrique et une optimisation de la structure du micro-transformateur peut donc nous permettre d'atteindre une puissance de quelques centaines de micro-watts.

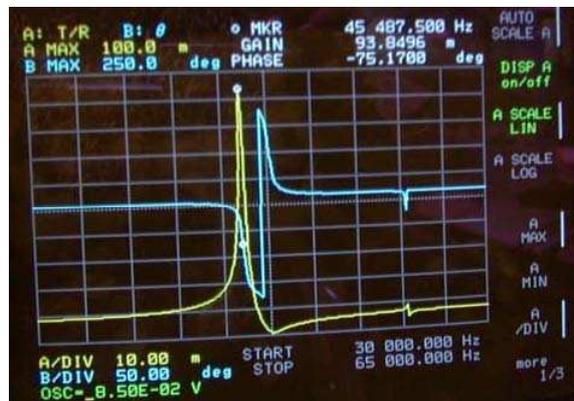


FIGURE V.15 : Gain en tension du micro-transformateur en PZT

Des mesures de gain effectuées pour cette structure à la fois sous vide et à pression atmosphérique, nous ont permis de montrer l'influence très importante de l'amortissement de l'air, qui atténue le gain d'au moins un rapport 10.

V.8 / Identification des étapes à parfaire

Compte tenu des mauvaises caractéristiques électriques des micro-transformateurs réalisés, nous envisageons plusieurs améliorations des structures actuelles et des matériaux utilisés.

Tout d'abord, nous ne remettons pas en cause le principe des structures des micro-transformateurs proposées au chapitre précédent. En effet, ces structures reposant sur des ondes de flexion restent les plus adaptées à l'intégration monolithique sur silicium. La solution consisterait plutôt à les faire évoluer en réalisant, d'une part, des structures bimorphes PZT/PZT qui augmenteraient sensiblement les déformations, et d'autre part en

ajourant les membranes afin de réduire l'amortissement dû à l'air. Ainsi, pour des structures amenées à fonctionner dans l'air, la solution serait de réaliser des membranes libres, tenues uniquement par des bras de maintien.

En second lieu, nous devons mener un travail plus approfondi sur les performances des matériaux en couches minces, et peut-être modifier la composition du PZT afin d'améliorer les coefficients piézoélectriques et donc de disposer d'un matériau d'une plus grande efficacité.

Et finalement, nous envisageons de réaliser des structures mixtes AlN/PZT (pour profiter des différences entre leurs coefficients piézoélectriques), l'AlN serait placé au secondaire afin de diminuer la capacité C_2 . Ces deux filières étant compatibles.

V.9 / Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté les travaux de réalisation et de caractérisation de micro-transformateurs piézoélectriques intégrés sur silicium pour des applications micro-systèmes. Ces travaux, qui ont fait l'objet d'une convention d'étude avec le CNES de Toulouse, ont été effectués dans le cadre du PFM regroupant trois laboratoires : l'ESIEE – Noisy Le Grand, MIMM/IEMN – Valenciennes et IEF d'Orsay.

La réalisation des prototypes a nécessité la mise au point et la validation de l'ensemble du processus de fabrication enchaînant des étapes de dépôt, de photolithographie, de découpe et de mise en boîtier des échantillons. Sur le plan purement technologique, le processus de dépôt sur plaquettes SOI qui a été retenu afin d'obtenir des épaisseurs calibrées de couches de silicium « actif » semble être validé, pour le PZT et l'AlN, par un bon rendement technologique. Il reste toutefois à évaluer l'efficacité de ces matériaux piézoélectriques.

En terme de performances électriques, les résultats obtenus sont encore modestes. En effet, les structures réalisées présentent un amortissement très important qui dégrade très fortement leur gain. Cet amortissement est dû, d'une part aux pertes d'origine élastique dans l'air environnant et dans la structure elle-même, auxquelles viennent s'ajouter les pertes d'origine électrique de part la qualité diélectrique des couches de PZT et d'AlN. D'autre part, cet amortissement est peut-être dû à des défauts de qualité piézoélectrique des couches de PZT et d'AlN dont la reproductibilité n'a pas été totalement démontrée, des travaux importants sont à mener sur ces points.

En résumé, nous pouvons dire que les structures et les choix technologiques qui ont été fait sont justifiés et cohérents par rapport aux objectifs de départ. Malgré des performances électriques médiocres, nous avons l'espoir d'améliorer de manière significative le gain des prototypes à venir.

Conclusion générale & Perspectives

Conclusion générale & Perspectives

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre de l'intégration hybrides et monolithique des systèmes de conversion et concernent plus particulièrement l'intégration des transformateurs piézoélectriques.

Le premier chapitre a permis de faire le point sur les progrès qui ont été fait ces dernières années sur le plan de l'intégration des systèmes de conversion d'énergie. On a montré d'abord que les travaux actuels se focalisent sur le « packaging », et plus particulièrement sur les matériaux magnétiques et diélectriques, le refroidissement et les interfaces entre les différents matériaux. Nous avons ensuite mis en évidence que l'intégration ne peut pas être vue comme une simple miniaturisation ou une « copie homothétique » des structures existantes, mais nécessite de repenser entièrement l'architecture avec l'apport de solutions innovantes, en témoigne le développement de micro-structures à onde de flexion.

Dans ce contexte, nous avons proposé une solution tout à fait originale pour l'intégration des composants passifs d'isolation galvanique, se basant sur la piézoélectricité. Ainsi, le second chapitre a été consacré à l'étude des « méso-transformateurs » piézoélectriques. Cette étude a consisté, tout d'abord, à identifier et à caractériser les différentes structures possibles. Un modèle analytique facilement exploitable a ensuite été élaboré pour le transformateur multicouche, à partir duquel une analyse détaillée des caractéristiques électriques a été réalisée. Il a été ainsi montré la très forte dépendance des performances (gain en tension, puissance transmise et rendement) avec la fréquence et le niveau de charge au secondaire représenté par le facteur de qualité électrique. Nous avons également proposé une méthode générale de conception des transformateurs piézoélectriques multicouches. L'ensemble des résultats nous ont montré que les transformateurs piézoélectriques ne se présentent pas comme des concurrents des transformateurs électromagnétiques mais plutôt comme une solution complémentaire aux faibles dimensions et faibles puissances grâce à leurs très forte compacité et à la simplicité de leur structure. Ils se prêtent bien à des applications spécifiques comme l'isolation galvanique.

Fort de ces résultats, nous nous sommes proposé de concevoir une commande rapprochée pour transistor de puissance fortement intégrée, utilisant des transformateurs piézoélectriques pour réaliser la fonction d'isolation galvanique. Nous avons montré que la structure adéquate du transformateur est de type multicouche et que le matériau piézoélectrique approprié est le

Titanate de Plomb. Nous avons également validé expérimentalement la méthode générale de dimensionnement sur un prototype de transformateur multicouche réalisé au laboratoire. Les performances du dispositif de la commande rapprochée intégrant les transformateurs piézoélectriques ont été testées dans une plage de fonctionnement de 1kHz à 40kHz.

Nous avons ensuite voulu pousser plus loin la miniaturisation en intégrant directement le transformateur sur un substrat en silicium. Cela nous a amené à imaginer des nouvelles structures de transformateur piézoélectrique, fonctionnant en mode de flexion, tenant compte des contraintes liés aux procédés technologiques de fabrication et permettant de tirer parti, au mieux, des technologies de la micro-électronique mises à notre disposition, en exploitant des vibrations de déformations de flexion. A partir des équations régissant le système, nous avons réalisé une modélisation détaillée de chaque structure. Le modèle a permis d'établir le schéma électrique équivalent et les profils de déformation. Une étude du coefficient de couplage électromécanique a également été faite et a permis de mettre en évidence les possibilités de conversion d'énergie de ces structures. L'approche théorique développée, nous a ainsi permis de démontrer le bien fondé de ces nouvelles structures.

Sur la base de ces résultats, nous avons réalisé dans deux laboratoires de micro-technologie du PFM (Pôle Francilien de Micro-systèmes) : l'ESIEE – Noisy Le Grand et MIMM/IEMN – Valenciennes, des micro-transformateurs utilisant deux matériaux piézoélectriques complémentaires l'AlN et le PZT. La caractérisation électrique et mécanique des prototypes a permis de valider expérimentalement le modèle analytique. Cependant, en terme de performances électriques, les résultats obtenus sont encore modestes. Les structures réalisées présentent un amortissement très important qui dégrade très fortement leur gain. Cet amortissement est dû, d'une part aux pertes d'origine élastique dans l'air environnant et dans la structure elle même, auxquelles viennent s'ajouter les pertes d'origine électrique dû à la qualité diélectrique des couches de PZT et d'AlN. D'autre part, cet amortissement est peut être dû à des défauts de qualité piézoélectrique des couches de PZT et d'AlN dont la reproductibilité n'a pas été totalement démontrée.

Globalement, dans le contexte de l'intégration, l'ensemble de ce travail et les orientations prises semblent être pleinement justifiées. Nous espérons ainsi que notre travail a permis d'apporter une compétence nouvelle et qu'il servira de point de départ à de nouvelles recherches dans les années à venir pour parvenir à des micro-convertisseurs opérationnels.

Plusieurs voies sont possibles pour la suite de cette étude ; certaines font déjà l'objet de travaux :

- En ce qui concerne les méso-transformateurs, les travaux à venir doivent se concentrer sur l'amélioration globale des performances, et cela en synthétisant des matériaux possédant des coefficients de couplage électromécanique plus important et en réalisant des structures de transformateur multicouche cofrittées permettant de diminuer l'amortissement de l'onde mécanique et donc de diminuer les pertes.
- Pour les micro-transformateurs, il apparaît très clairement que les performances actuelles des matériaux en couches minces ne sont pas suffisantes, il convient donc de développer un effort conséquent afin de modifier la composition du PZT et d'améliorer les coefficients piézoélectriques et donc de disposer d'un matériau d'une plus grande efficacité.

Annexes

Annexe 1

Modélisation d'un disque piézoélectrique en mode épaisseur

Nous allons détailler ici l'établissement du schéma électrique équivalent d'un disque piézoélectrique en mode de vibration en épaisseur. Nous nous placerons dans des conditions d'ondes planes se propageant suivant l'épaisseur du disque.

Les hypothèses de calcul sont celles classiquement utilisées pour ce mode de résonance [14 du ch2] ce qui nous amène à choisir la déformation relative S et l'induction électrique D comme variables indépendantes.

Le système d'équation piézoélectrique devient alors :

$$\begin{cases} T_3 = c_{33}^D S_3 - h_{33} D_3 \\ E_3 = -h_{33} S_3 + \beta_{33}^S D_3 \end{cases} \quad (\text{A1.1})$$

où $h_{33} = e_{33} / \varepsilon_{33}^S$. On considère que l'induction électrique dépend exclusivement du temps : $D_3 = D_0 e^{j\omega t}$. Le déplacement suivant l'axe 3 est alors de la forme :

$$u_3 = A_1 \cos(kx) + A_2 \sin(kx) \quad (\text{A1.2})$$

où A_1 et A_2 sont des constantes et k est le nombre d'onde défini par : $k = \omega \sqrt{\frac{\rho}{c_{33}^D}}$

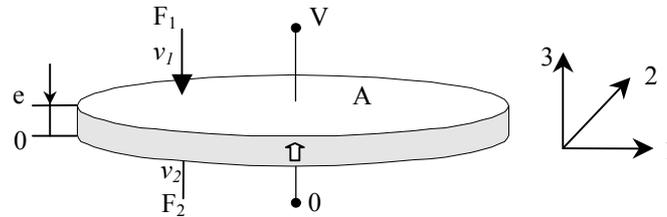


FIGURE A1.1 : Disque en mode épaisseur à modéliser

Les conditions aux limites nous permettent de calculer les coefficients A_1 et A_2 . Les vitesses $v_1 = v(e)$ et $v_2 = v(0)$ ainsi que les forces F_1 et F_2 sont considérées positives dans le sens défini sur la figure A1.1.

$$A_1 = \frac{v_2}{j\omega} \quad \text{et} \quad A_2 = \frac{v_1 - v_2 \cos(ke)}{j\omega \sin(ke)} \quad (\text{A1.3})$$

En utilisant (A1.1), les forces aux extrémités s'écrivent :

$$F_1 = AT_3 = Ac_{33}^D \left. \frac{\partial u}{\partial x_3} \right|_{x_3=e} - Ah_{33} D_3 \quad \text{et} \quad F_2 = AT_3 = Ac_{33}^D \left. \frac{\partial u}{\partial x_3} \right|_{x_3=0} - Ah_{33} D_3$$

Le courant de déplacement est donné par : $I = -j\omega AD_3$

L'impédance élastique est définie par : $Z_m = \frac{kAc_{33}^D}{\omega}$

d'où :

$$F_1 = \frac{Z_m}{j \sin(ke)} (v_1 + v_2) + jZ_m \tan(ke/2)v_1 + \frac{h_{33}I}{j\omega} \quad (\text{A1.4})$$

et

$$F_2 = \frac{Z_m}{j \sin(ke)} (v_1 + v_2) + jZ_m \tan(ke/2)v_2 + \frac{h_{33}I}{j\omega} \quad (\text{A1.5})$$

L'expression $F = h_{33}I/j\omega$ est homogène à une force, c'est le terme apporté par la piézoélectricité.

Le potentiel électrique est défini par :

$$V = -\int_0^e E_3 dx_3 = -\int_0^e (-h_{33}S_3 + \beta_{33}^S D_3) dx_3$$

En posant $C_0 = \frac{\epsilon_{33}^S A}{e}$, il vient :

$$V = \frac{I}{j\omega C_0} - \frac{h_{33}}{j\omega} (v_1 + v_2) \quad (\text{A1.6})$$

Le schéma électrique équivalent du disque en mode épaisseur, obtenu à partir des trois relations (A1.4) à (A1.6), est présenté figure AI.2.

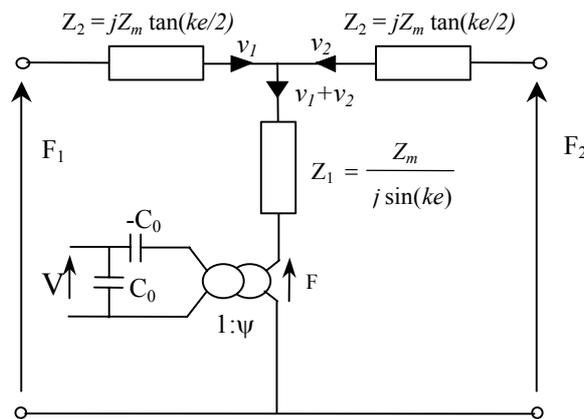


FIGURE AI.2 : Schéma électrique équivalent de Mason

Le couplage entre les grandeurs mécaniques et électriques est représenté par le transformateur parfait de gain Ψ :

$$\Psi = \frac{A}{e} e_{33} \quad (\text{A1.7})$$

Annexe 2

Principe de la démodulation de fréquence par monostables

Nous allons présenter ici le principe de la démodulation FSK par deux monostables.

A la sortie du transformateur et après une mise en forme, nous disposons d'un signal rectangulaire (0-15V) prenant deux fréquences (avec $f_1 > f_2$) suivant l'état haut ou l'état bas du signal de commande.

Ce signal est appliqué à un monostable (M1), dont le temps de relaxation T_{M1} est compris entre les deux périodes du signal d'entrée ($T_1 < T_{M1} < T_2$). L'allure des signaux est représentée figure AII.1.

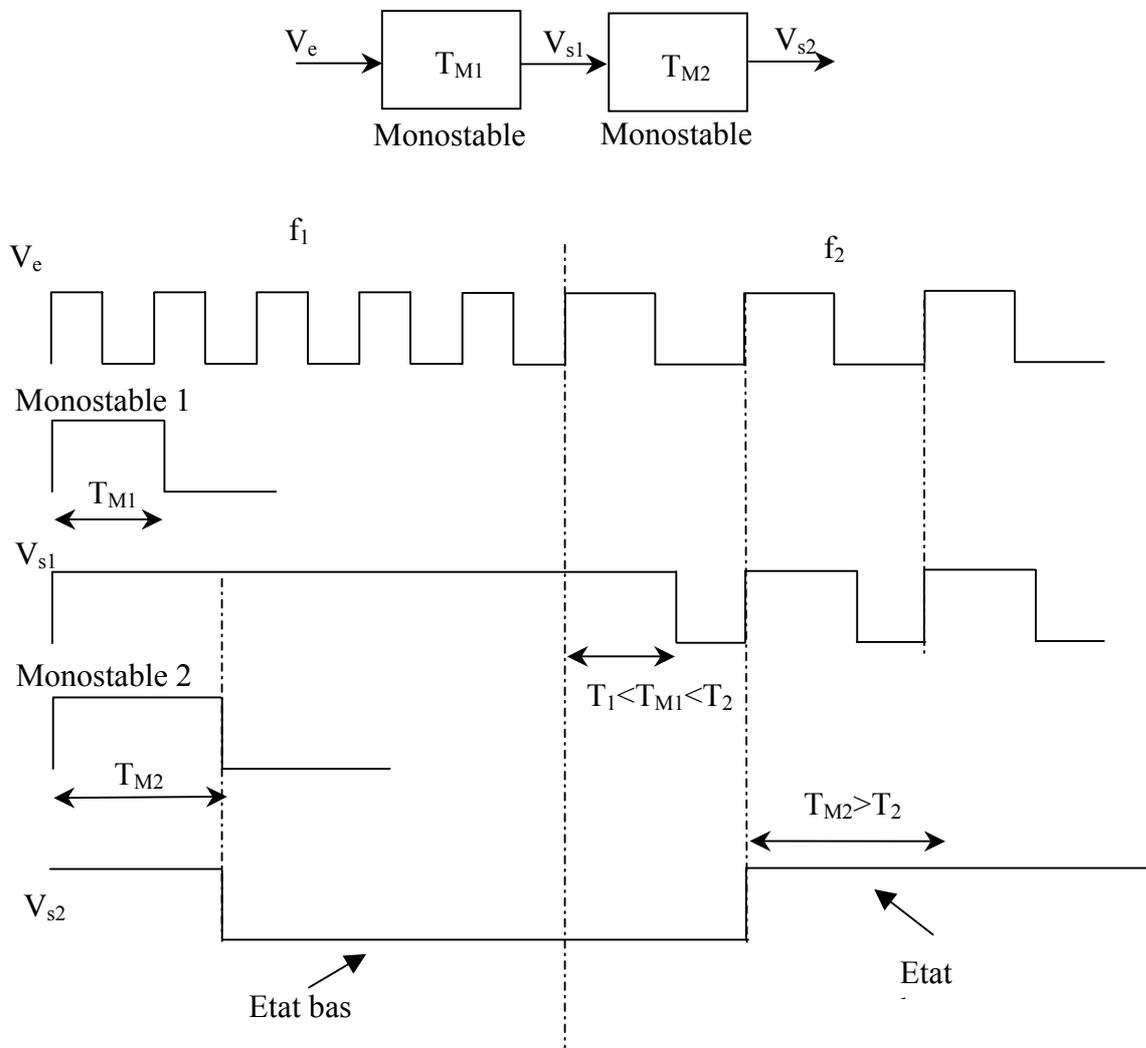


FIGURE AII.1 : Courbes de démodulation FSK

Lorsque V_e a une fréquence f_1 , le signal à la sortie du premier monostable reste à l'état haut, sinon il garde une fréquence f_2 . Le temps de relaxation du second monostable respecte la condition suivante $T_{M2} > T_2$. Le signal en sortie du second monostable V_{s2} reste à l'état bas lorsque V_e a une fréquence f_1 et passe à l'état haut pour une fréquence f_2 . On obtient donc le signal de commande démodulé.

Le temps de retard dû à la démodulation est au maximum égale à T_{M2} .

Annexe 3

Schéma électrique de la commande rapprochée (partie modulation)

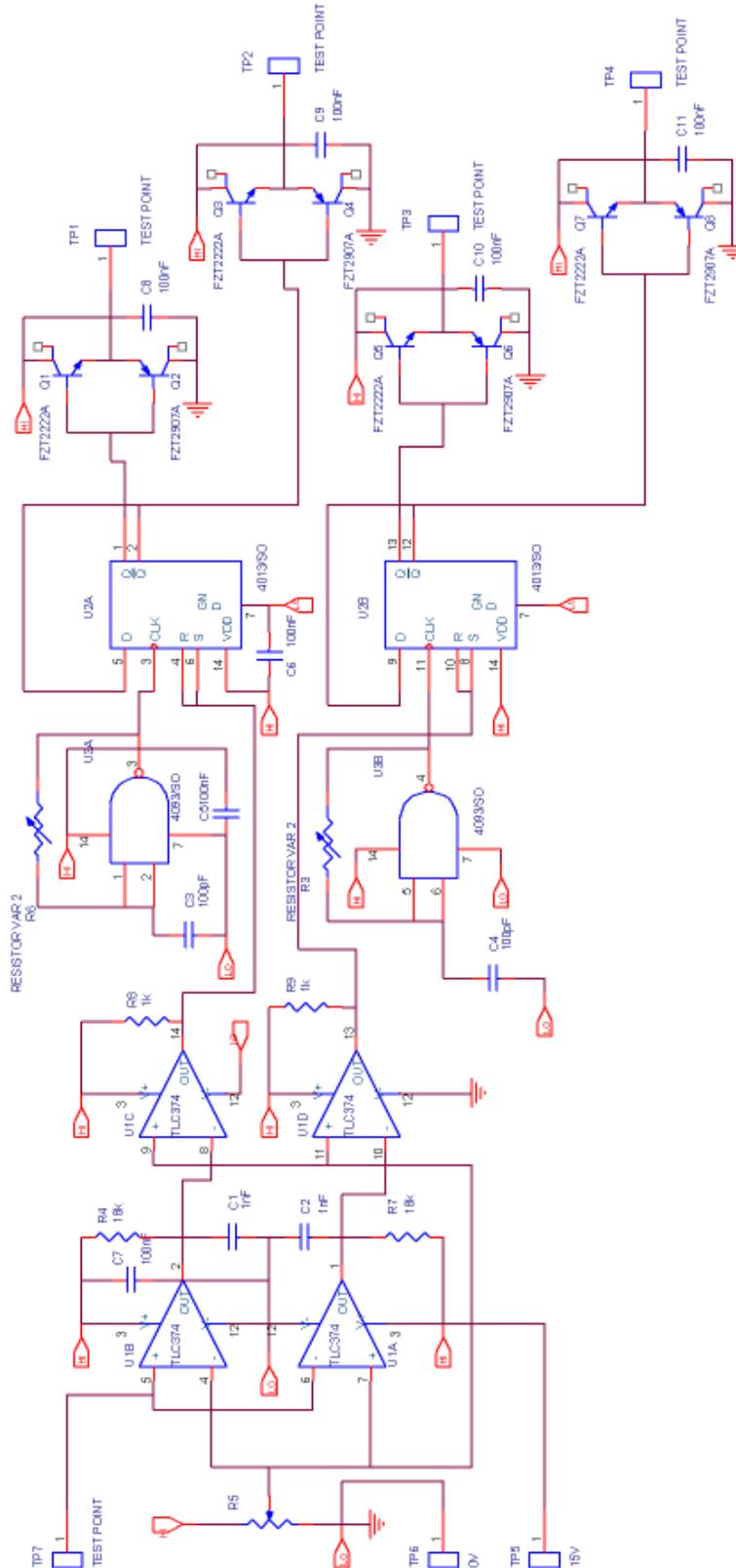
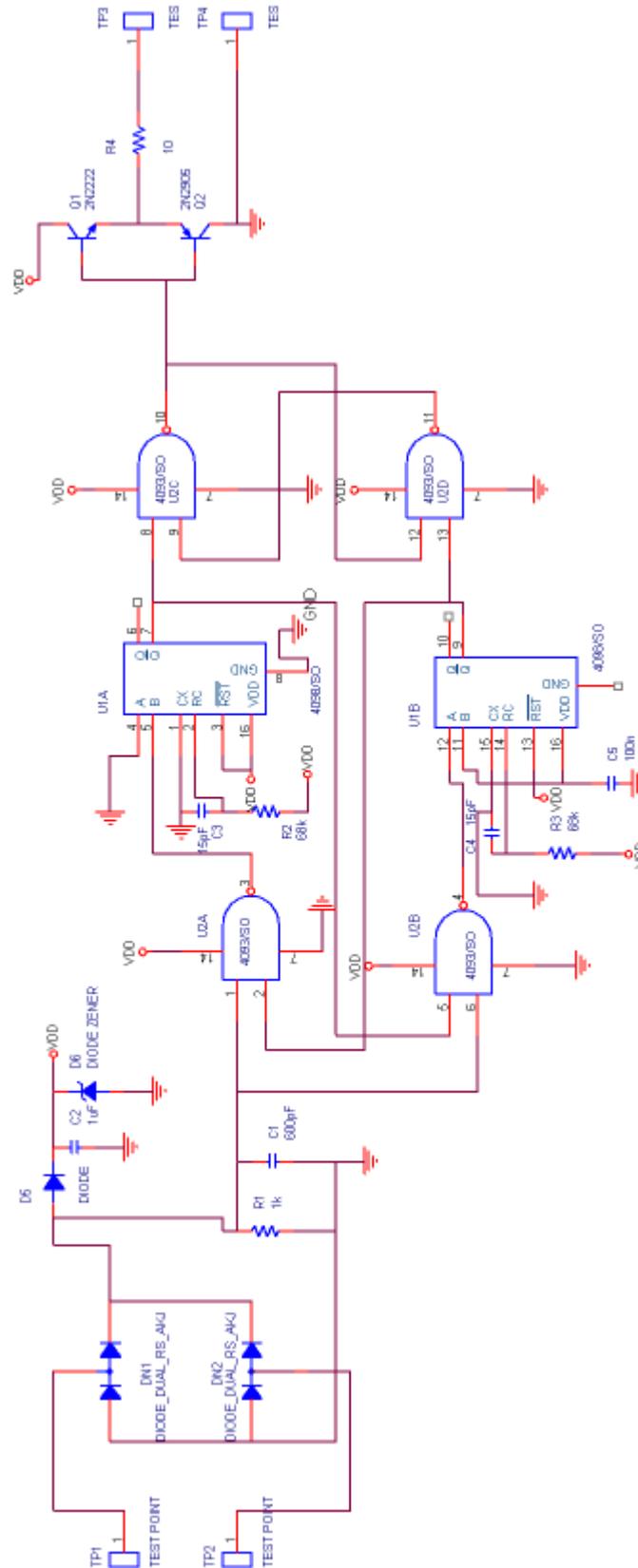


Schéma électrique de la commande rapprochée (partie démodulation)



Annexe 4

Modélisation d'un élément de poutre bimorphe

Nous allons détailler ici la mise en équation d'un élément de poutre bimorphe piézoélectrique en mode de flexion. Le système d'équation piézoélectrique qui s'applique est celui correspondant au mode transversal :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{S_1}{s_{p11}^E} - \frac{d_{31}}{s_{p11}^E} E_3 \\ D_3 = \epsilon_{33}^S E_3 + \frac{d_{31}}{s_{p11}^E} S_1 \end{cases} \quad (\text{A4.1})$$

Flexion pure

Nous allons d'abord exprimer l'allongement relatif S_1 suivant la longueur de la poutre en fonction de la déflexion u_3 . Pour cela, on va considérer le schéma de la figure AIV.1. Soit r le rayon de courbure de la ligne moyenne déformée de la poutre.

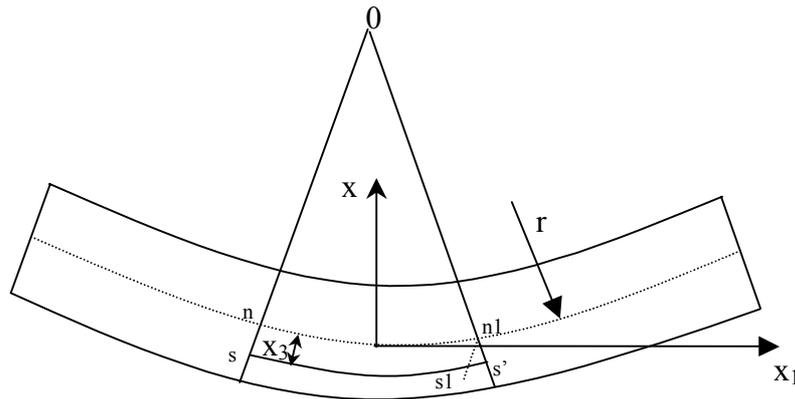


FIGURE AIV.1 : Poutre en flexion pure

L'allongement unitaire de la fibre ss' , situé à une distance x_3 de la ligne neutre est :

$$S_1 = \frac{\partial u_1}{\partial x_1} = \frac{s's_1}{nn_1} \quad (\text{A4.2})$$

Par similitude des triangles nOn_1 et s_1n_1s' , l'allongement se réécrit : $S_1 = \frac{x_3}{r}$

Pour exprimer la relation entre le rayon de courbure r et la forme de courbure, considérons deux points m et m_1 (cf. figure AIV.2) de la ligne élastique distant de ds . On appelle $d\phi$ l'angle formé des normales en ces points. Le point d'intersection O de ces normales donne le centre de courbure et définit la longueur r du rayon de courbure :

$$ds = rd\phi \quad \text{et} \quad \frac{1}{r} = \frac{d\phi}{ds} \quad (\text{A4.3})$$

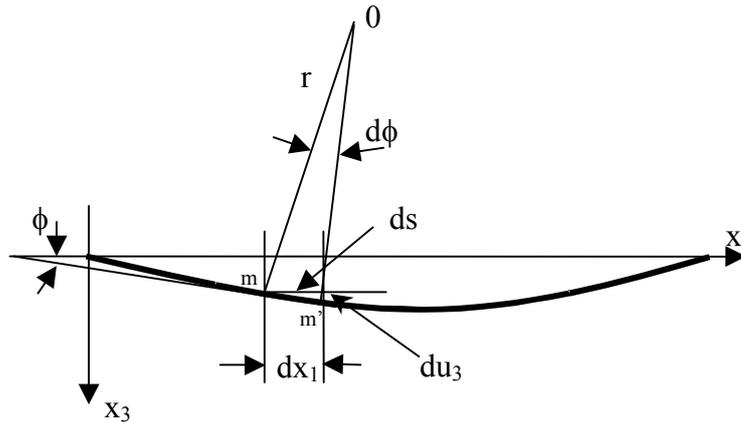


FIGURE AIV.2 : Poutre en flexion pure

En pratique, la flèche de la poutre est très faible. Dans ce cas on a : $ds \approx dx_1$ et $\phi \approx \tan \phi$.

On définit alors le déplacement de rotation : $\phi_1 = -\frac{\partial u_3}{\partial x_1} \Rightarrow S_1 = x_3 \frac{\partial \phi_1}{\partial x_1}$

L'allongement relatif S_1 s'écrit donc :

$$S_1 = -x_3 \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} \quad (\text{A4.4})$$

A partir de l'équation $T_1 = \frac{c}{r} x_3$, on peut représenter la répartition de la contrainte sur la surface d'une coupe de la poutre.

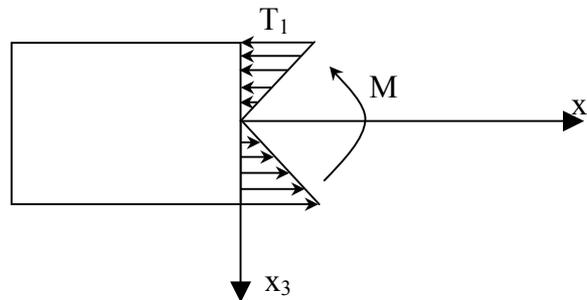


FIGURE AIV.3 : Répartition de la contrainte

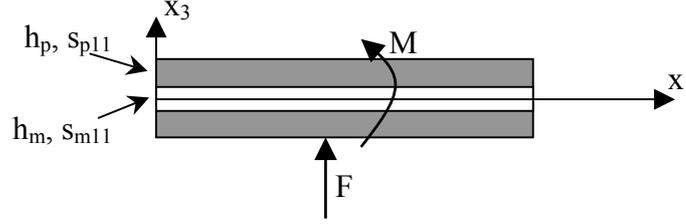
Soit dA l'aire élémentaire d'une section située à une distance x_3 de l'axe. La force s'exerçant sur la surface dA est nulle : $\int T_1 dA = 0$

Le moment de l'effort s'exerçant sur dA , par rapport à l'axe neutre est :

$$M = \int T_1 x_3 dA \quad (\text{A4.5})$$

Force tranchante et moment fléchissant du bimorphe.

Nous allons maintenant calculer le moment fléchissant M et la force tranchante F à une position donnée de l'axe x_1 , pour une tension appliquée V , en fonction du déplacement u_3 .


 FIGURE AIV.4 : Moment fléchissant M et force tranchante F

La loi de Hooke dans la couche intermédiaire s'écrit : $T_1^m = \frac{1}{s_{m11}} S_1$

Dans les deux couches piézoélectriques, on ajoute le terme électrique : $T_1^p = \frac{1}{s_{p11}^E} S_1 - \frac{d_{31}}{s_{p11}^E} E_3$

En utilisant la relation (A4.5), on calcule le moment fléchissant :

$$M = \int T_1 x_3 dA = 2w \left[\int_0^{h_m} T_1^m x_3 dx_3 + \int_{h_m}^{h_m+h_p} T_1^p x_3 dx_3 \right] \quad (A4.6)$$

en posant :

$$K_b = \frac{2}{3} w \left[\frac{1}{s_{p11}^E} \left((h_m + h_p)^3 - h_m^3 \right) + \frac{1}{s_{m11}} h_m^3 \right] \quad (A4.7)$$

et

$$N_b = -\frac{1}{2} w \frac{d_{31}}{s_{p11}^E} (h_p + 2h_m) \quad (A4.8)$$

Le moment fléchissant s'écrit alors :

$$M = K_b \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} + N_b V \quad (A4.9)$$

On en déduit la force tranchante :

$$F = K_b \frac{\partial^3 u_3}{\partial x_1^3} \quad (A4.10)$$

Equation électrique

En partant de la définition du courant électrique de déplacement, pour une section A d'électrode, et en utilisant la seconde relation fondamentale de la piézoélectricité (A4.1), on écrit :

$$I = \int_A \frac{\partial D_3}{\partial t} dA = w \int \frac{\partial}{\partial t} \left(\epsilon_{33}^S E_3 + \frac{d_{31}}{s_{p11}^E} S_1 \right) dx_1 \quad (A4.11)$$

$$I = C \frac{\partial V}{\partial t} + N_b \frac{\partial \phi_1}{\partial t} \Big|_{x_1=0}^{x_1=L} \quad (A4.12)$$

Qui devient :

$$I = j\omega CV + N_b (\Phi_2 - \Phi_1) \quad (A4.13)$$

où C est la capacité inter-électrode définie par :

$$C = \epsilon_{33}^S \frac{Lw}{2h_p} \quad (A4.14)$$

Coefficient effectif de couplage électromécanique d'une poutre

Nous allons établir ici le coefficient de couplage dynamique k_e d'une poutre bimorphe symétrique en mode de flexion de longueur L .

L'expression du déplacement u_3 d'une poutre en fonction de x_1 s'écrit :

$$u_3(x_1) = \frac{N_b V}{2K_b \lambda_b^2 (1+cm)} \left((c+m)(\cos \lambda_b x_1 - \cosh \lambda_b x_1) + (s-n)(\sin \lambda_b x_1 - \sinh \lambda_b x_1) \right) \quad (\text{A4.15})$$

Calcul de $U^{(d)}$

$U^{(d)}$ qui représente l'énergie interne du matériau lorsque les électrodes sont déconnectées s'exprime :

$$U^{(d)} = \frac{1}{2} \int (E_3^{(d)} D_3^{(d)} + T_1^{(d)} S_1) dv \quad (\text{A4.16})$$

$$U^{(d)} = 2w \varepsilon_{33}^T (1-k_{31}^2) h_p L (E_3)^2 + K_b \int_0^L \left(\frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} \right)^2 dx_1 \quad (\text{A4.17})$$

Pour le calcul de $E^{(d)}$, on utilise de la condition sur le courant : $I_{x_3}^{(d)} = -j\omega \int_A D_3^{(d)} dA = 0$

$$E_3^{(d)} = \frac{-k_{31}^2 N_b V (2h_m + h_p)}{2d_{31} (1-k_{31}^2) K_b (1+cm)} \frac{sm+cn}{\lambda L} \quad (\text{A4.18})$$

Calcul de $U^{(d)} - U^{(sh)}$

$U^{(sh)}$ est l'énergie interne du matériau lorsque les électrodes sont en court-circuit :

$$U^{(sh)} = \frac{1}{2} \int T_1^{(sh)} S_1 dv \quad (\text{A4.19})$$

A partir de l'expression (A4.17), on obtient immédiatement :

$$U^{(d)} - U^{(sh)} = 2w \varepsilon_{33}^T (1-k_{31}^2) h_p L (E_3)^2 \quad (\text{A4.20})$$

Le coefficient de couplage s'écrit alors :

$$k_{be}^2 = \frac{U^{(d)} - U^{(sh)}}{U^{(d)}} = \frac{k_{31}^2 2h_p (2h_m + h_p)^2 / s_{p11}^E}{k_{31}^2 2h_p (2h_m + h_p)^2 / s_{p11}^E + K_b (1-k_{31}^2) / w g_0} \quad (\text{A4.21})$$

En posant : $x = h_m / h_p$; $S_{11} = s_{p11}^E / s_{m11}$ et $K_{31}^2 = (1-k_{31}^2) / k_{31}^2$, on obtient :

$$k_{be}^2 = \frac{3(2x+1)^2}{3(2x+1)^2 + ((x+1)^3 + (S_{11}-1)x^3) K_{31}^2 g_0} \quad (\text{A4.22})$$

avec :

$$g_0 = \frac{\lambda L}{(sm+cn)^2} \left[m(m(c+m) - sn)(2s+n) + c(c(c+m) + sn)(2n+s) + (c+m)(s-n) \left(\frac{1}{2}(m^2+n^2) - c^2 + 2sn + \frac{1}{2} \right) \right] + \frac{(\lambda L)^2 (c+m)^2}{(sm+cn)^2}$$

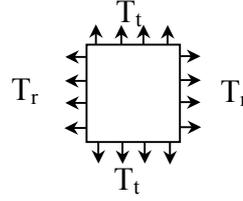
Annexe 5

Modélisation d'une membrane bimorphe

Nous allons détailler ici la mise en équation d'un élément de membrane bimorphe piézoélectrique en mode de flexion. Pour cela, on considère une plaque d'épaisseur uniforme. En appliquant la loi de Hooke sur l'élément de plaque présenté sur la figure suivante, on peut écrire les relations liant la déformation relative aux contraintes normales et transversales :

$$S_r = s_{11}T_r - \sigma s_{11}T_t$$

$$S_t = s_{11}T_t - \sigma s_{11}T_r$$



où s_{11} est la souplesse du matériau considéré et σ le coefficient de Poisson.

On considère que la flexion de la membrane est symétrique par rapport au centre 0. La déflexion est notée u_3 , le rayon de courbure suivant la normale de la courbure r_n est identique à celui d'une poutre :

$$\frac{1}{r_n} = -\frac{d^2u_3}{dr^2} = \frac{d\phi}{dr} \quad (\text{A5.1})$$

La seconde courbure perpendiculaire à la précédente (perpendiculaire au rayon) est donnée par le rayon de courbure transversal :

$$\frac{1}{r_t} = -\frac{1}{r} \frac{du_3}{dr} = \frac{\phi}{r} \quad (\text{A5.2})$$

Les déformations relatives normales et transversales à une distance x_3 de la ligne neutre coupant en deux l'épaisseur de la membrane s'écrivent :

$$S_r = \frac{x_3}{r_n} = -x_3 \frac{d^2u_3}{dr^2} = x_3 \frac{d\phi}{dr} \quad (\text{A5.3})$$

$$S_t = \frac{x_3}{r_t} = -\frac{x_3}{r} \frac{du_3}{dr} = x_3 \frac{\phi}{r} \quad (\text{A5.4})$$

On exprime les contraintes dans la couche intermédiaire non active et dans les couches piézoélectriques à partir des deux équations données par la loi de Hooke,

Les contraintes dans la couche non active s'écrivent :

$$T_r^m = \frac{1}{s_{m11}(1-\sigma^2)} (S_r + \sigma S_t) = \frac{x_3}{s_{m11}(1-\sigma^2)} \left(\frac{1}{r_n} + \sigma \frac{1}{r_t} \right) \quad (\text{A5.5})$$

$$T_t^m = \frac{1}{s_{m11}(1-\sigma^2)} (S_t + \sigma S_n) = \frac{x_3}{s_{m11}(1-\sigma^2)} \left(\frac{1}{r_t} + \sigma \frac{1}{r_n} \right) \quad (\text{A5.6})$$

Dans les couches piézoélectriques, on ajoute le terme électrique :

$$T_r^p = \frac{x_3}{s_{p11}^E(1-\sigma^2)} \left(\frac{1}{r_n} + \sigma \frac{1}{r_t} \right) - \frac{d_{31}}{s_{p11}^E(1-\sigma^2)} E_3 \quad (\text{A5.7})$$

$$T_t^p = \frac{x_3}{s_{p11}^E(1-\sigma^2)} \left(\frac{1}{r_t} + \sigma \frac{1}{r_n} \right) - \frac{d_{31}}{s_{p11}^E(1-\sigma^2)} E_3 \quad (\text{A5.8})$$

Moments fléchissant linéiques

Nous allons maintenant calculer les moments fléchissant radiaux M_r et transversaux M_t à une position donnée du rayon r , pour une tension appliquée V , en fonction du déplacement u_3 .

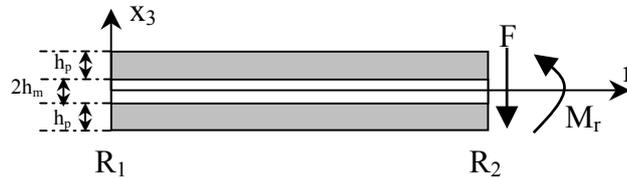


FIGURE AV.1 : Moment fléchissant M_r et force tranchante F

Le moment fléchissant linéique suivant le rayon s'écrit :

$$M_r = \int T_r x_3 dx_3 = 2 \left[\int_0^{h_{mi}} T_r^i x_3 dx_3 + \int_{h_{mi}}^{h_{mi}+h_p} T_r^p x_3 dx_3 \right] \quad (\text{A5.9})$$

On pose :

$$K_{bm} = \frac{2}{3(1-\sigma^2)} \left[\frac{1}{s_{p11}^E} \left((h_m + h_p)^3 - h_m^3 \right) + \frac{1}{s_{m11}} h_m^3 \right] \quad (\text{A5.10})$$

et

$$N_{bm} = -\frac{d_{31}}{2s_{p11}^E(1-\sigma^2)} (2h_m + h_p) \quad (\text{A5.11})$$

Le moment fléchissant par unité de longueur suivant le rayon s'écrit au final :

$$M_r = -K_{bm} \left(\frac{d^2 u_3}{dr^2} + \frac{\sigma}{r} \frac{du_3}{dr} \right) + N_{bm} V \quad (\text{A5.12})$$

De la même manière, on calcule le moment fléchissant transversal par unité de longueur :

$$M_t = -K_{bm} \left(\frac{1}{r} \frac{du_3}{dr} + \sigma \frac{d^2 u_3}{dr^2} \right) + N_{bm} V \quad (\text{A5.13})$$

Force tranchante linéique

Afin d'exprimer l'effort tranchant linéique, on considère l'équilibre statique d'un élément de plaque circulaire, comme présenté sur la figure AV.2.

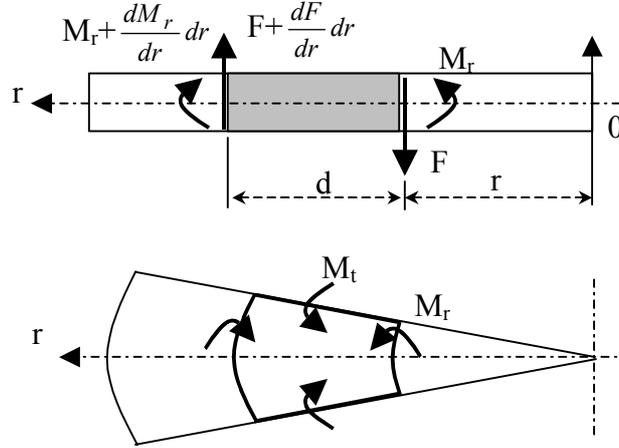


FIGURE AV.2 : Moments fléchissant M_r et M_t et force tranchante F

En additionnant les moments auxquels est soumis l'élément de membrane, on obtient l'expression suivante :

$$M_r + \frac{dM_r}{dr} r - M_t + rF = 0 \quad (\text{A5.14})$$

En remplaçant les moments linéiques M_r et M_t par leur expression respective, l'effort tranchant devient :

$$F = K_{bm} \left(\frac{d^3 u_3}{dr^3} + \frac{1}{r} \frac{d^2 u_3}{dr^2} - \frac{1}{r^2} \frac{du_3}{dr} \right) \quad (\text{A5.15})$$

Si l'on introduit l'opérateur Laplacien : $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}$, l'effort tranchant linéique se réécrit :

$$F = K_{bm} \frac{\partial}{\partial r} (\Delta u_3) \quad (\text{A5.16})$$

Equation électrique

En partant de la définition du courant électrique de déplacement, pour une section A d'électrode, et en utilisant la seconde relation fondamentale de la piézoélectricité :

$$D_3 = \varepsilon_{33}^S E_3 + \frac{d_{31}}{s_{p11}^E (1 - \sigma^2)} (S_r + S_t) \quad (\text{A5.17})$$

On obtient alors :

$$I = C \frac{\partial V}{\partial t} + N_{bm} 2\pi \int d \left(r \frac{\partial \phi}{\partial t} \right) \quad (\text{A5.18})$$

Avec C homogène à une capacité :

$$C = \frac{\epsilon_{33}^S \pi (R_2^2 - R_1^2)}{2h_p} \quad (\text{A5.19})$$

Matrice des impédances d'une membrane annulaire

La membrane annulaire bimorphe est représentée figure AIII.3. L'épaisseur d'une couche piézoélectrique et celle de la moitié de la couche centrale sont notées, respectivement, h_p et h_m . Les rayons internes et externes sont notés, respectivement, R_1 et R_2 .

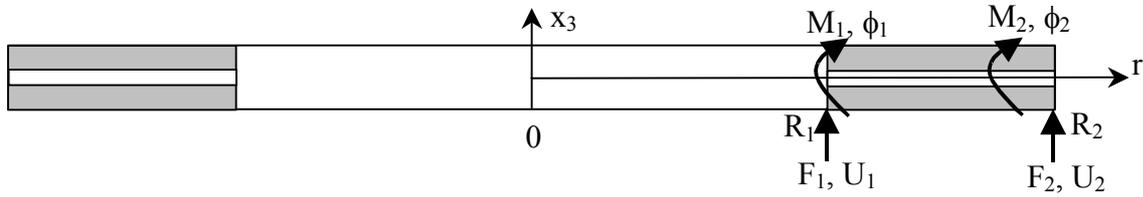


FIGURE AIII.3 : Efforts et vitesses sur les contours de la membrane annulaire

La relation entre les vitesses sur les deux contours de la membrane annulaire et les coefficients α_{1-4} , s'écrit :

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ \Phi_1 \\ U_2 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} = M^{UA} \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \end{pmatrix} \quad (\text{A5.20})$$

avec :

$$M^{UA} = j\omega \begin{pmatrix} J_0(\lambda R_1) & Y_0(\lambda R_1) & I_0(\lambda R_1) & K_0(\lambda R_1) \\ \lambda J_1(\lambda R_1) & \lambda Y_1(\lambda R_1) & -\lambda I_1(\lambda R_1) & \lambda K_1(\lambda R_1) \\ J_0(\lambda R_2) & Y_0(\lambda R_2) & I_0(\lambda R_2) & K_0(\lambda R_2) \\ \lambda J_1(\lambda R_2) & \lambda Y_1(\lambda R_2) & -\lambda I_1(\lambda R_2) & \lambda K_1(\lambda R_2) \end{pmatrix} \quad (\text{A5.21})$$

De même, la relation entre les efforts sur les deux contours de la membrane annulaire et les coefficients α_{1-4} , s'écrit :

$$\begin{pmatrix} F_1 \\ M_1 \\ F_2 \\ M_2 \end{pmatrix} = M^{FA} \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 2\pi R_1 N_{bm} \\ 0 \\ -2\pi R_2 N_{bm} \end{pmatrix} V \quad (\text{A5.22})$$

avec :

$$M^{FA} = 2\pi K_{bm} \begin{pmatrix} (R_1\lambda^3 + \lambda/R_1)J_1(\lambda R_1) & (R_1\lambda^3 + \lambda/R_1)Y_1(\lambda R_1) \\ \lambda^2 R_1 J_0(\lambda R_1) - \lambda(1-\sigma)J_1(\lambda R_1) & \lambda^2 R_1 Y_0(\lambda R_1) - \lambda(1-\sigma)Y_1(\lambda R_1) \\ -(R_2\lambda^3 + \lambda/R_2)J_1(\lambda R_2) & -(R_2\lambda^3 + \lambda/R_2)Y_1(\lambda R_2) \\ -\lambda^2 R_2 J_0(\lambda R_2) + \lambda(1-\sigma)J_1(\lambda R_2) & -\lambda^2 R_2 Y_0(\lambda R_2) + \lambda(1-\sigma)Y_1(\lambda R_2) \end{pmatrix} \\ + 2\pi K_{bm} \begin{pmatrix} (R_1\lambda^3 - \lambda/R_1)I_1(\lambda R_1) & (-R_1\lambda^3 + \lambda/R_1)K_1(\lambda R_1) \\ -\lambda^2 R_1 I_0(\lambda R_1) + \lambda(1-\sigma)Y_1(\lambda R_1) & -\lambda^2 R_1 K_0(\lambda R_1) - \lambda(1-\sigma)K_1(\lambda R_1) \\ -(R_2\lambda^3 - \lambda/R_2)I_1(\lambda R_2) & -(-R_2\lambda^3 + \lambda/R_2)K_1(\lambda R_2) \\ \lambda^2 R_2 I_0(\lambda R_2) - \lambda(1-\sigma)I_1(\lambda R_2) & \lambda^2 R_2 K_0(\lambda R_2) + \lambda(1-\sigma)K_1(\lambda R_2) \end{pmatrix}$$

La relation matricielle des impédances s'écrit donc :

$$\begin{pmatrix} F_1 \\ M_1 \\ F_2 \\ M_2 \end{pmatrix} = Z_{Totale}^{MA} \begin{pmatrix} U_1 \\ \Phi_1 \\ U_2 \\ \Phi_{24} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 2\pi R_1 N_{bm} \\ 0 \\ -2\pi R_2 N_{bm} \end{pmatrix} V \quad (A5.23)$$

La matrice des impédances totale de la membrane annulaire a pour expression :

$$Z_{Totale}^{MA} = M^{FA} (M^{UA})^{-1} = \begin{pmatrix} Z_{11}^{MA} & Z_{12}^{MA} \\ Z_{21}^{MA} & Z_{22}^{MA} \end{pmatrix} \quad (A5.24)$$

L'impédance partielle utilisée pour l'établissement du schéma électrique équivalent est :

$$Z^{MA} = Z_{11}^{MA} \quad (A5.25)$$

Matrice des impédances d'une membrane pleine

$$Z^{MP} = \frac{-2\pi K_{bm}}{j\omega\lambda(J_0(\lambda R_1)I_1(\lambda R_1) + J_1(\lambda R_1)I_0(\lambda R_1))} * \\ \begin{pmatrix} -2R_1\lambda^4(J_1(\lambda R_1)I_1(\lambda R_1)) & \left(R_1\lambda^3 - \frac{\lambda}{R_1}\right)I_1(\lambda R_1)J_0(\lambda R_1) - \left(R_1\lambda^3 + \frac{\lambda}{R_1}\right)I_0(\lambda R_1)J_1(\lambda R_1) \\ \lambda^3 R_1(J_0(\lambda R_1)I_1(\lambda R_1) - J_1(\lambda R_1)I_0(\lambda R_1)) & -\lambda(1-\sigma)(J_0(\lambda R_1)I_1(\lambda R_1) + J_1(\lambda R_1)I_0(\lambda R_1)) \end{pmatrix}$$

Bibliographie

Chapitre I

- [1] W.S. Huff, D. Lu, "Enhancement of thermal fatigue reliability of power semiconductor interconnects using dimple array solder joins", IEEE PESC'2001, in CDROM, Vancouver, 2001.
- [2] O. Karim ; J.C. Crebier, Ch. Schaeffer, T. Marsala, "Heat transfer coefficient for water cooled heatsink: application for standard power modules cooling at high temperature", IEEE PESC'2001, in CDROM, Vancouver, 2001.
- [3] P. Mc Cluskey, M. Pecht, S Azaram, "Reducing the time-to-market using virtual qualification", CPES'2000, in CDROM, Virginia Tech, Blacksburg, USA, 2000.
- [4] J. A. Ferreira, "Electromagnetic integration, the next frontier in packaging", CPES'2001, in CDROM, Virginia Tech, Blacksburg, USA, 2001.
- [5] E. Waffenschmidt, J. A. Ferreira, "Embedded passives integrated circuits for power converters", IEEE PESC'2002, in CDROM, 2002.
- [6] F. Wilmot, E. Laboure, F. Costa, S. Faucher, C. Joubert, F. Forest, "Design, Optimization and Electromagnetic Modeling of Integrated Passive Components for Power Electronic", IEEE PESC'01, in CDROM, Vancouver, 2001.
- [7] S. Peiffer, St. Paul, "Fabrication of embedded capacitance printed circuit board", IPC Printed circuits EXPO'2001, S08-3-1, 2001.
- [8] M. Duffy, S. O'Reilly, T. O'Donnel, P. Friesen, P. McClosjey, S. C. Mathuma, "MCM-L Integrated transformer for low power applications", IEEE PESC'2000, in CDROM, Galway, 2000.
- [9] "Ferrite polymer composite (FPC) film", EPCOS product information, Jan. 2001.
- [10] M. Gerber, J.A. Ferreira, I.W. Hofsajer, N. Seliger, "High density packaging of the passive components in an automotive DC/DC converter", IEEE PESC'02, in CDROM, 2002.

-
- [11] M. Imori, T. Taiguchi, H. Matsumoto, "A photomultiplier high voltage power supply incorporating a ceramic transformer driven by frequency modulation", IEEE transaction on nuclear science, vol. 45, n°3, juin 1998.
- [12] E.M. Baker, W.Huang, D. Chen, F.C. Lee, "Radial mode piezoelectric transformer design for fluorescent lamp ballast applications", IEEE PESC'2002, in CDROM, 2002.
- [13] J. Yoo, K. Yoon, S. Hwang, S. Suh, J. Kim, C. Yoo, "Electrical characteristics of high power piezoelectric transformer for 28W fluorescent lamp", Sensors and Actuators A90, pp.132-137, 2001.
- [14] M.J. Prieto, J. Diaz, A. Martin, F. Nuno, "A very simple DC/DC converter using piezoelectric transformer", IEEE PESC 2002, in CDROM, 2002.
- [15] T. Bove, W. wolny, E. Ringgaard, K. Breboel, "New type of piezoelectric transformer with very high power density", ISAF 2000.
- [16] H. Hakim, "Intégration de composants passifs sur silicium", Thèse de doctorat de l'institut National des Sciences Appliquées, Toulouse, juillet 2001.
- [17] H. Hakim, J. P. Laur, J. L. Sanchez, E. Scheid, P. Dubreil, "Nonlinear capacitors integration", European Power Electronics (EPE'01), in CDROM, Graz, 2001.
- [18] M. Mino, T. Yachi, A. tago, K. Yanagisawa, K. Sakakibara, "A new planar micro-transformer for use in micro switching converters", IEEE Transaction on magnetic, vol. 28, n°4, July 1992.
- [19] S. Sugahhara, M. Edo, T. Sato, K. Yamasawa, "The optimum chip size of a thin film reactor for a high-efficiency operation of a micro DC-DC converter", IEEE PESC'98, pp. 1499-1503, 1998.
- [20] C. R. Sullivan, S. R. Sanders, "Measured performance of a high-power density microfabricates transformer in a DC-DC converter", IEEE PESC'96, pp. 287-294, 1996.
- [21] P. Minotti, A. Ferreira, "Les micromachines", Edition Hermes, 1998.

Chapitre II

- [1] C. A. Rosen, "Ceramic transformers and filters", Proc. Electronic Comp. Symp., pp. 205-211, 1956.
- [2] M. Ueda, M. Satho, S. Ohtsu, N. Wakatsuki, "Piezoelectric transformer using energy trapping of width-shear vibration LNbO₃ plate", IEEE Ultrasonics symposium, pp. 977-980, 1992.
- [3] N. Wakatsuki, M. Ueda, M. Satoh, "Low-loss piezoelectric transformer using energy trapping of with vibration", Jpn. J. Appl. Phys, vol. 32; Part 1, n°5B, pp. 2117-2320, 1993.
- [4] M. Imori, T. Taniguchi, H. Matsumoto, T. Sakai, "A high voltage supply using a piezo ceramic transformer", Nuclear science symposium, pp. 118-121, 1995.
- [5] T. Zaitzu, T. Inoye, O. Ohnishi, Y. Sasaki, "2MHz power converter with piezoelectric ceramic transformer", IEICE TRANS ELECTRON, vol. E77C, n°2, pp. 280-286, 1996.
- [6] T. Zaitzu, "Piezoelectric transformer converter with PWM control" IEICE Transactions Communications, vol. E80-B, n°7, 1997.
- [7] S. Kawashima, "Third Order Longitudinal Mode Piezoelectric Ceramic Transformer", IEEE Ultrasonic Symposium, pp. 525, 1994.
- [8] M. Dhoyama, K. Horikoshi, T. Ninomiya, T. Zaitzu, Y. Sasaki, "Operation analyses of the push-pull piezoelectric inverter", APEC, pp. 573-578, 1997.
- [9] S. Hirose, N. Magami, S. Takahashi, "Piezoelectric ceramic transformer using piezoelectric lateral effect on input and on output", Jpn. J. Appl. Phys. vol. 35, n°5B, pp. 3038-3041, 1996.
- [10] O. Ohnishi, "Piezoelectric ceramic for power supply operating in thickness extensional vibration mode", IEICE Trans. Fundamentals, December, 1994.
- [11] T. Inoue, "Third order longitudinal mode piezoelectric ceramic transformer for high-voltage power inverter", IEICE TRANS ELECTRON, vol. E81-C, n°7, 1998.

-
- [12] S. Kawashima, S. Tagami, H. Hakamata, A. Fukuoka, K. Isobe, "Development of color LCD backliht inverters utilizing piezoelectric transformer", NEC Research & Development, vol. 36, n°1, 187-192, 1995.
- [13] J. P. Aubry, "Matériaux et composants piézoélectriques", Techniques de l'ingénieur, E1890.
- [14] T. Ikeda, "Fundamentals of piezoelectricity", Oxford Science Publication, 1990.
- [15] K. Uchino, S Hirose, "Loss mechanisms in piezoelectrics: how to measure different losses separately", IEEE Transactions on Ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, vol. 48 (1) pp 307-321, 2001.
- [16] B. Nogarède, "Moteurs piézoélectriques", Techniques de l'ingénieur, D3765.
- [17] IRE Standards on Piezoelectric Crystals, Measurement of piezoelectric Ceramics, Proc IRE, pp. 1161-1169, 1961.
- [18] W. P. Mason, voir [14] du chapitre IV
- [19] D. Royer, E. Dieulesaint, « Ondes élastiques dans les solides », Tome 1 et 2, édition Masson, 1996.
- [20] C. Y. Lin, F. C. Lee, "Piezoelectric transformer and its applications", VPEC Seminar Proc., pp. 129-136, 1995.
- [21] G. Ivensky, I. Zafrany, S. Ben-Yaakov, "Generic operational characteristics of piezoelectric transformers", IEEE PESC'2000, in CD ROM, 2000.
- [22] G. Ivensky, I. Zafrany, S. Ben-Yaakov, "Generic operational characteristics of piezoelectric transformer", IEEE Transactions on Ultrasonics, ferroelectrics and frequency control, vol. 17 (6) pp. 1049-1057, 2002.
- [23] W. G. Odendaal, J. A. Ferreira, "A thermal Model for High-frequency magnetic components", IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 35. (4), pp. 924-931, 1999.

Chapitre III

- [1] S. J. HUI, S. C. TANG, “Some electromagnetic aspects of coreless PCB transformers”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, pp. 805-810, July 2000.
- [2] S. C. TANG, S. J. HUI, “Coreless printed circuit board (PCB) transformers with multiple secondary windings for complementary gate drive circuits”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, pp. 431-437, May 1999.
- [3] S. C. TANG, S. J. HUI, “Optimal operation of coreless (PCB) transformer-isolated gate drive circuits with wide switching frequency range”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, pp. 506-514, May 1999.

Chapitre IV

- [1] P. B. Koeneman, I. J. Busch-Vishniac, and K. L. Wood, “Feasibility of micro power supplies for MEMS”, IEEE Journal of Micro electromechanical systems, vol. 6, no. 4, pp. 355-362, December 1997.
- [2] E. F. Crawley, J. de Luis, “Use of piezoelectric actuators as elements of intelligent structures”, AIAA Journal 25 (10), pp. 1373-1385, 1987.
- [3] J. G. Smits, S. I. Dalke, T. K. Cooney, “ The constituent equations of piezoelectric bimorphs”, Sensors and Actuators A 28, pp. 41-46, 1991.
- [4] A. B. Dobrucki, P. Pruchnicki, “Theory of piezoelectric axisymmetric bimorph”, Sensors and Actuators A 58, pp. 203-212, 1997.
- [5] S. P. Timoshenko, “ On the correction for shear of the differential equation for transverse vibrations of prismatic bars”, Philosophical Magazine (UK), vol. 6, pp. 744-746, 1921.
- [6] J. W. S. Rayleigh, “Lateral vibration of bars”, in the Theory of Sound, vol. 1, 2nd ed. New York: Dover, pp. 255-284, 1945.

-
- [7] J. G. Smits, W. Choi, "The constituent equations of piezoelectric heterogeneous bimorphs", *IEEE Transactions on Ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 38 (3), pp. 256-270, 1991.
- [8] S. J. Kim, J. D. Jones, "Influence of piezo-actuator thickness on the active control of a cantilever beam", *Journal of intelligent material systems and structures*, vol. 6, pp. 610-623, 1995.
- [9] W. J. Toulis, "Electromechanical coupling and composite transducer", *Journal of Acoustic, Soc. Am.*, vol. 35, no. 1, 1963.
- [10] R. S. Woollett, "Comments on electromechanical coupling and composite transducer", *Journal of Acoustic, Soc. Am.*, vol. 35, no. 12, 1963.
- [11] A. F. Ulitko, "On the theory of electromechanical conversion of energy in nonuniformly deformed piezoceramic bodies", *Prik. Mekh*, vol. 13, 1977.
- [12] N. N. Rogacheva, "The theory of piezoelectric shells and plates", to be published by CRC Press.
- [13] N. N. Rogacheva, "Forced vibrations of a piezoelectric cylinder shells with longitudinal polarisation", *Journal of App. Math. And Mech.*, vol. 52, no. 5, 1988.
- [14] W. P. Mason, "Piezoelectric crystals and their application to ultrasonics", New York, Van Nostrand, 1950.
- [15] D. A. Berlincourt, D. R. Curran, H. Jaffe, "Piezoelectric and piezomagnetic materials and their function as transducers", in *Physical Acoustics*, W. P. Mason, Ed. New York, Academic Press, 1964.
- [16] J. G. Smits, W. Choi, "Resonance and antiresonance of symmetric and asymmetric cantilevered piezoelectric flexors", *IEEE Transactions on Ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 44 (2), pp. 250-258, 1997.
- [17] S. D. Devine, W. H. Robinson, "Flexural composite oscillators for the measurement of anelastic and elastic properties of solids at frequencies of 1 to 10kHz", *IEEE Transactions on Ultrasonics, ferroelectrics and frequency control*, vol. 45 (1), pp. 11-22, 1998.

- [18] I. Ladabaum, X. Jin, H. T. Soh, A. Atalar, "Surface micromachined capacitive ultrasonic transducers", IEEE Transactions on Ultrasonics, ferroelectrics and frequency control, vol. 45, (3) pp. 678-690, 1998.

Chapitre V

- [1] A. Schroth, C. Lee, S. Matsumoto, M. Tanaka and R. Maeda, "Application of sol-gel deposited thin PZT film for actuation of 1D and 2D scanners", IEEE MEMS'98, January 25-29, Heidelberg, Germany, pp. 402-407, 1998.
- [2] R. S. Naik and Al., "Measurements of bulk, C-axis electromechanical coupling constant as a function of AlN film quality", IEEE Transaction on ultrasonics, ferroelectrics and frequency control, vol. 47 (3), 2000.
- [3] Z. Wu and Al., "Preparation of piezoelectric composite film Pt/PZT", International Symposium on Electrets, Shangai China, pp. 1007-1012, 1996.
- [4] T. Laurent, F. Bastien, J-C. Pommier, A. Cachard, D. Remiens, E. Cattan, "Lamb wave and plate mode in ZnO/silicon and AlN/silicon membrane Application to sensors able to operate in contact with liquid", Sensors and Actuators vol. 87, pp. 26-37, 2000.
- [5] X-H. Xua, H-S. Wua, C.-J. Zhanga, Z-H. Jinb, "Morphological properties of AlN piezoelectric thin films deposited by DC reactive magnetron sputtering", Thin Solid Films, vol. 388, pp. 62-67, 2001.
- [6] L. Valbin, L. Sevely, and S. Spirkovitch, "Low temperature piezoelectric aluminum nitride thin film", (?), 2000.
- [7] E. Cattan, T. Haccart, G. Velu, D. Remiens, C. Bergaud and L. Nicu, "Piezoelectric properties of PZT films for microcantilever", Sensors and Actuators, vol. 74, pp. 60-64, 1999.
- [8] J. S. Danel, H. Camon, "Le micro-usinage du silicium", L'onde électrique, mars-avril 1994, vol. 74 (2), 1994

