

Table des matières

| | |
|---|-----------|
| Remerciements | i |
| Table des matières | iii |
| Liste des acronymes..... | vii |
| Introduction Générale..... | 1 |
| Chapitre I Piézoélectricité et transformateurs piézoélectriques | 5 |
| I.1 Piézoélectricité | 6 |
| I.1.1. L'effet piézoélectrique..... | 6 |
| I.1.2. Considérations cristallographiques | 6 |
| I.1.3. Equations de la piézoélectricité | 8 |
| I.1.4. Modes de vibration et coefficient de couplage électromécanique..... | 11 |
| I.2 Les transformateurs piézoélectriques | 13 |
| I.2.1. Histoire des transformateurs piézoélectriques [7] | 13 |
| I.2.2. Intérêt des transformateurs piézoélectriques pour la conversion d'énergie | 13 |
| I.2.3. Principe de fonctionnement et structures classiques de transformateurs piézoélectriques | 14 |
| I.2.4. Onde de flexion et onde de volume | 17 |
| I.2.5. Domaines d'applications des transformateurs piézoélectriques | 18 |
| I.3 Conclusion..... | 22 |
| Bibliographie | 23 |
| Chapitre II Le transformateur piézoélectrique à onde progressive | 27 |
| II.1 Introduction..... | 28 |
| II.2 Onde progressive et onde stationnaire | 28 |
| II.2.1. Définitions | 28 |
| II.2.2. Intérêt de l'onde progressive pour les transformateurs piézoélectriques | 29 |
| II.3 Géométrie du transformateur piézoélectrique à onde progressive..... | 30 |
| II.3.1. Géométrie générale du transformateur..... | 30 |
| II.3.2. Géométries particulières pour l'onde de flexion et l'onde de volume | 32 |

| | | |
|--------------|--|-----------|
| II.4 | Génération de l'onde progressive dans le transformateur..... | 33 |
| II.4.1. | Stratégie de commande de l'onde progressive | 33 |
| II.4.2. | Schémas d'électrodes | 34 |
| II.5 | Représentation électrique du transformateur piézoélectrique à onde progressive..... | 40 |
| II.6 | Conclusion..... | 42 |
| | Bibliographie | 43 |
| | Chapitre III Modélisation analytique et performances du transformateur piézoélectrique à onde progressive de flexion..... | 45 |
| III.1 | Introduction..... | 46 |
| III.2 | État de l'art des modèles de transformateurs piézoélectriques..... | 46 |
| III.3 | Modèle analytique du transformateur à onde progressive de flexion. | 49 |
| III.3.1. | Modélisation d'un élément simple soumis à la flexion..... | 50 |
| III.3.2. | Chainage des matrices de transfert..... | 54 |
| III.3.3. | Domaine de validité du modèle | 56 |
| III.4 | Exploitation du modèle..... | 58 |
| III.4.1. | Extraction des grandeurs électriques..... | 58 |
| III.4.2. | Extraction des grandeurs mécaniques..... | 60 |
| III.5 | Modélisation des limites de fonctionnement du transformateur..... | 60 |
| III.6 | Description du dispositif expérimental pour la validation du modèle.... | 62 |
| III.6.1. | Le transformateur piézoélectrique à onde de flexion..... | 62 |
| III.6.2. | Considération des pertes dans le transformateur piézoélectrique | 64 |
| III.6.3. | Schéma d'électrodes et circuit de commande | 66 |
| III.6.4. | Description des mesures opérées sur le transformateur..... | 68 |
| III.6.5. | Modèle à éléments finis | 68 |
| III.7 | Comportement du transformateur piézoélectrique et comparaison avec les modèles | 69 |
| III.7.1. | Etude harmonique : validation du modèle analytique | 69 |
| III.7.2. | Coefficient effectif de couplage électromécanique | 74 |
| III.7.3. | Puissances et rendement | 75 |
| III.7.4. | Contraintes et déplacements..... | 76 |
| III.7.5. | Conclusion sur les performances du transformateur | 77 |
| III.8 | Utilisation du modèle analytique pour la conception du transformateur piézoélectrique optimisé..... | 78 |

| | |
|--|------------|
| III.8.1. Influence des pertes..... | 78 |
| III.8.2. Influence de la géométrie | 80 |
| III.8.3. Prise en compte des contraintes physiques dans les résultats de modélisation..... | 83 |
| III.9 Conclusion..... | 85 |
| Bibliographie | 86 |
| | |
| Chapitre IV Modélisation du transformateur piézoélectrique à onde de volume par extraction des paramètres électriques | 89 |
| IV.1 Introduction..... | 90 |
| IV.2 Protocole d'extraction des paramètres d'admittance de la matrice Y_{tot} .. | 90 |
| IV.3 Le transformateur piézoélectrique à onde de volume servant à valider la modélisation..... | 92 |
| IV.4 Allures des paramètres d'admittance extraits..... | 93 |
| IV.5 Représentation sous forme de circuit équivalent de la matrice Y_{tot} | 96 |
| IV.5.1. Circuit équivalent d'une matrice d'admittance | 96 |
| IV.5.2. Choix de la représentation de la matrice sous Spice | 97 |
| IV.5.3. Détermination des circuits RLC équivalents | 98 |
| IV.5.4. Implémentation du circuit complet | 101 |
| IV.6 Résultats expérimentaux et validation de l'approche | 101 |
| IV.6.1. Banc de test..... | 101 |
| IV.6.2. Analyse harmonique sur charge résistive..... | 102 |
| IV.7 Performances du transformateur piézoélectrique à onde de volume | 107 |
| IV.7.1. Niveaux de puissance et rendement..... | 107 |
| IV.7.2. Etude des phénomènes non-linéaires..... | 111 |
| IV.8 Conclusion..... | 116 |
| Bibliographie | 117 |
| | |
| Chapitre V Le transformateur piézoélectrique à onde progressive pour les convertisseurs de puissance..... | 119 |
| V.1 Introduction..... | 120 |
| V.2 Conversion DC-AC: Commande des transformateurs piézoélectriques | 120 |
| V.2.1. Introduction..... | 120 |

Table des Matières

| | |
|--|------------|
| V.2.2. Structures classiques de commande des transformateurs piézoélectriques | 121 |
| V.2.3. Pistes de réflexion pour la commande du transformateur piézoélectrique à onde progressive..... | 124 |
| V.3 Conversion AC-AC : Cycloconvertisseur | 124 |
| V.3.1. Introduction sur les convertisseurs directs AC-AC..... | 124 |
| V.3.2. Application au transformateur piézoélectrique à onde progressive..... | 131 |
| V.3.3. Validation expérimentale | 137 |
| V.3.4. Amélioration de la structure..... | 148 |
| V.3.5. Réflexions sur le contrôle du cycloconvertisseur..... | 151 |
| V.3.6. Pistes pour la conception du transformateur | 152 |
| V.3.7. Conclusions et perspectives..... | 152 |
| V.4 Conversion AC-DC : Redressement polyphasé | 153 |
| V.4.1. Les transformateurs piézoélectriques pour l'alimentation isolée de drivers de semiconducteurs à grille isolée | 153 |
| V.4.2. Intérêt du transformateur piézoélectrique à onde progressive pour l'alimentation isolée de drivers et choix de la structure | 155 |
| V.4.3. Mise en place expérimentale et cahier des charges | 156 |
| V.4.4. Résultats de mesure | 156 |
| V.4.5. Limitations du transformateur en CEM..... | 159 |
| V.4.6. Conclusion..... | 160 |
| V.5 Conclusion..... | 161 |
| Bibliographie | 162 |
| Conclusion générale..... | 165 |
| Perspectives | 169 |
| Liste des publications | 171 |
| Annexe I Equation de propagation pour un élément de poutre en flexion | |
| 173 | |
| Annexe II Matrices de transfert pour un élément de poutre soumis à une onde de volume | |
| 179 | |

Liste des acronymes

| | |
|-------------|--|
| CCFL | Tube Fluorescent à Cathode Froide (<i>Cold Cathode Fluorescent Lamp</i>) |
| CEM | Compatibilité Electromagnétique |
| DBD | Décharge à Barrière Diélectrique |
| FEM | Méthode des éléments finis (<i>Finite Element Method</i>) |
| FPGA | <i>Field Programmable Gate Array</i> |
| LCD | <i>Liquid Crystal Display</i> |
| PLL | Boucle à phase asservie (<i>Phase-Locked Loop</i>) |
| PPT | Propulseur à plasma pulsé (<i>Pulsed Plasma Thruster</i>) |
| PZT | Titano-Zirconate de Plomb |
| TWT | Tube à onde progressive (<i>Traveling Wave Tube</i>) |
| VNA | Analyseur de réseau vectoriel (<i>Vector Network Analyzer</i>) |
| ZVS | Commutation à zéro de tension (<i>Zero-Voltage Switching</i>) |

Introduction Générale

Depuis sa découverte à la fin du XIXe siècle par les frères Curie, la piézoélectricité s'est introduite dans de nombreux domaines de l'ingénierie. Le développement des matériaux piézoélectriques au début des années 1950 et notamment du Titano-Zirconate de Plomb (PZT) a permis une croissance accrue de leur utilisation tout particulièrement dans le domaine des capteurs et des actionneurs à haute précision. Récemment, les récupérateurs d'énergie mécanique à base de matériaux piézoélectriques ont vu le jour pour l'alimentation de nœuds de capteur autonomes. Ces matériaux ont également été employés dans le domaine de la conversion d'énergie électrique pour réaliser la fonction de transformateur électromécanique avec une isolation galvanique par médium mécanique qui présente de nombreux intérêts vis-à-vis des transformateurs magnétiques.

Les premiers travaux sur les transformateurs piézoélectriques furent menés par Charles Rosen durant les années 1950, qui développa le transformateur qui porte son nom, mais ce n'est que dans les années 1990 que leur essor fut démultiplié. Les gains en tension très élevés de certaines structures de transformateur et leur compacité en ont fait de parfaits candidats pour l'alimentation de tubes à cathode froide pour les écrans LCD (*Liquid Crystal Display*). A ces avantages, on peut aussi ajouter leurs forts facteurs de qualité mécanique et leurs rayonnements électromagnétiques nuls. C'est ainsi que durant cette décennie de nombreuses nouvelles structures furent mises au point et brevetées. L'apparition des écrans LED durant les années 2000 a ensuite freiné le développement industriel des transformateurs piézoélectriques.

Dans les années 2000, la recherche s'est orientée sur l'investigation de nouveaux domaines d'application à ces transformateurs. Dorénavant, ils sont ainsi utilisés dans les convertisseurs de puissance ou pour d'autres applications telles que la génération de plasmas où leurs forts gains en tension (élévateurs ou abaisseurs) sont particulièrement attrayants. Malgré tout, ils souffrent encore d'un manque d'intérêt industriel et, comparés aux transformateurs magnétiques, ils restent limités à des applications de niche.

Récemment, une démarcation vis-à-vis des transformateurs magnétiques s'est faite par l'intégration monolithique des transformateurs piézoélectriques sur silicium. Dans une volonté d'intégration et de miniaturisation des systèmes, la recherche s'est orientée vers le dépôt de matériaux piézoélectriques sur silicium pour la fabrication de microsystèmes électromécaniques (MEMS). Ces progrès profitent maintenant aux transformateurs où leur intégration pour des applications à basse puissance constitue un vif intérêt vis-à-vis de leurs homologues magnétiques.

Une autre façon de se démarquer passe par la proposition qui est faite dans cette thèse d'une nouvelle structure de transformateur piézoélectrique utilisant une propriété absente des transformateurs magnétiques. Depuis une vingtaine d'années, la plupart des transformateurs

utilisés se base sur des architectures proches de celle de Rosen et, globalement, toutes les structures, même intégrées, reposent sur le même principe : l'utilisation d'une onde stationnaire. Les performances sont différentes selon les topologies mais un point reste identique : une tension à la fréquence de résonance avec un déphasage fixe par rapport l'entrée est disponible en sortie du transformateur. Dans cette thèse, nous proposons ainsi une nouvelle structure de transformateur piézoélectrique qui utilise une onde progressive au lieu d'une onde stationnaire. Avec cette nouvelle structure, il est alors théoriquement possible d'avoir un système polyphasé en sortie du transformateur piézoélectrique avec un nombre de tensions disponibles et déphasées entre elles théoriquement illimité.

Les avantages d'une telle structure sont nombreux. On retrouve les mêmes intérêts que ceux des transformateurs piézoélectriques à onde stationnaire mais le système polyphasé en sortie du transformateur rend possible de nouvelles applications notamment pour la conversion d'énergie : redressement polyphasé, conversion directe AC-AC pour obtenir des signaux en sortie à fréquence variable. Avec cette nouvelle structure, les possibilités offertes par les transformateurs piézoélectriques sont agrandies.

Dans cette thèse, nous avons étudié cette nouvelle topologie de transformateur piézoélectrique à onde progressive et mis en place les premiers outils pour le dimensionnement, la conception et la simulation de celui-ci notamment dans différentes structures de convertisseurs. Notre travail s'est particulièrement focalisé sur l'objectif de valider expérimentalement le fonctionnement de ces transformateurs et leur utilisation en électronique de puissance.

Les travaux présentés dans cette thèse sont répartis en cinq chapitres.

Le Chapitre I vise à rappeler les principes de base de la piézoélectricité et leur mise en œuvre dans les transformateurs piézoélectriques. Dans ce chapitre, on introduit par ailleurs la notion d'onde de volume et d'onde de flexion et la différence qui existe pour les transformateurs piézoélectriques. Les différentes architectures classiques de transformateur sont développées ainsi que leurs différents domaines d'application.

Le Chapitre II introduit la notion d'onde progressive par opposition à l'onde stationnaire et les différences que cela implique pour les transformateurs piézoélectriques que ce soit dans leurs performances ou dans leurs structures et jeux d'électrode. Nous nous intéressons ainsi en détail à la génération d'une onde progressive dans un transformateur piézoélectrique. Différentes structures sont ainsi proposées pour générer l'onde progressive avec des transformateurs utilisant une onde de flexion ou une onde de volume. La dernière partie de ce chapitre s'attache au choix de la répartition des électrodes à la surface du transformateur pour exciter l'onde progressive et obtenir un système polyphasé de tensions en sortie. De nombreuses alternatives sont détaillées mais dans la suite de la thèse, nous nous focalisons sur deux structures : un transformateur en onde de volume et un en onde de flexion pour la validation du concept d'une part et pour la validation des outils de modélisation mis en place d'autre part.

La compréhension et la description du comportement du transformateur piézoélectrique à onde progressive passe dans un premier temps par l'introduction d'une modélisation analytique qui est détaillée dans le Chapitre III. Un bref état de l'art concernant la modélisation des transformateurs piézoélectriques classiques démontre la nécessité d'une nouvelle stratégie de modélisation adaptée à la structure du transformateur à onde progressive. Toute la méthode est développée pour l'onde de flexion pour aboutir à une matrice d'admittance décrivant le couplage entre les différentes électrodes. Les limites de fonctionnement des transformateurs piézoélectriques sont aussi étudiées pour mettre en place un outil de conception du transformateur à onde progressive. La deuxième partie de ce chapitre se concentre sur la validation du modèle analytique et la comparaison avec les résultats de simulation par éléments finis et avec les mesures réalisées sur un transformateur à onde de flexion réalisée au laboratoire. Enfin, dans la dernière partie de ce chapitre, on s'intéresse plus particulièrement aux performances de ce transformateur à onde de flexion.

Le Chapitre IV aborde une autre approche de la modélisation du transformateur de type « boite noire ». Le modèle analytique décrit ci-avant est un outil pour la conception mais peut présenter quelques imprécisions. Dans ce chapitre, on développe ainsi une technique pour décrire le comportement d'un transformateur déjà fabriqué et permettre la simulation de celui-ci dans un convertisseur de puissance. Cette technique se base sur l'extraction des paramètres d'admittance par des mesures de paramètres de réflexion (paramètres S) à l'analyseur de réseau vectoriel. Cette technique est utilisée pour obtenir la matrice d'admittance à N ports d'un transformateur piézoélectrique à onde de volume. Dans un second temps, nous détaillons la représentation de cette matrice d'admittance sous forme de circuit équivalent compatible avec des simulations circuit en transitoire. Ce modèle est implémenté pour le transformateur à onde de volume et une première étape de validation est menée. A la suite de cela, on s'intéresse plus particulièrement aux performances du transformateur à onde de volume et son utilité pour l'électronique de puissance. Une brève étude aborde les limites de ce modèle linéaire avec l'apparition de non-linéarités dans le transformateur et souligne l'importance de leur prise en compte pour la conception de celui-ci.

Enfin, le Chapitre V décrit l'utilisation du transformateur piézoélectrique à onde progressive de volume par l'emploi de son système multi-phasés dans certains convertisseurs de puissance. Nous ferons dans un premier temps un bref état de l'art des convertisseurs associés pour commander efficacement les électrodes d'entrée des transformateurs piézoélectriques. Par la suite, nous nous focaliserons sur deux architectures proposées en sortie du transformateur. Dans un premier temps, un nouveau type de convertisseur AC-AC à fréquence variable est introduit. Ce convertisseur allie certaines propriétés des cycloconvertisseurs et convertisseurs matriciels dont nous détaillons le fonctionnement. Une première implémentation expérimentale est alors présentée permettant de valider le bon fonctionnement du convertisseur ainsi que de compléter la validation du modèle expérimental du Chapitre IV. Nous proposons alors une amélioration de cette structure et les résultats de simulation associés. Enfin, une alimentation isolée pour drivers pour composants à grille utilisant le transformateur à onde progressive est décrite. Grâce aux multiples tensions disponibles, le circuit peut aussi alimenter plusieurs drivers avec un seul transformateur. Le fonctionnement du convertisseur est alors validé

expérimentalement sur un bras d'onduleur et les performances (puissance transmise, isolation dynamique) sont détaillées.

A l'issue de ces cinq chapitres, nous concluons sur l'implémentation de ces transformateurs à onde progressive et sur les différents outils mis en place pour leur utilisation dans les convertisseurs de puissance. Les perspectives permettent alors d'ouvrir la voie pour l'approfondissement et le développement de cette nouvelle structure.

Chapitre I

Piézoélectricité et transformateurs piézoélectriques

Sommaire

| | | |
|------------|---|-----------|
| I.1 | Piézoélectricité | 6 |
| I.1.1. | L'effet piézoélectrique | 6 |
| I.1.2. | Considérations cristallographiques | 6 |
| I.1.3. | Equations de la piézoélectricité | 8 |
| I.1.4. | Modes de vibration et coefficient de couplage électromécanique | 11 |
| I.2 | Les transformateurs piézoélectriques | 13 |
| I.2.1. | Histoire des transformateurs piézoélectriques | 13 |
| I.2.2. | Intérêt des transformateurs piézoélectriques pour la conversion d'énergie | 13 |
| I.2.3. | Principe de fonctionnement et structures classiques de transformateurs piézoélectriques | 14 |
| I.2.4. | Onde de flexion et onde de volume | 17 |
| I.2.5. | Domaines d'applications des transformateurs piézoélectriques | 18 |
| I.3 | Conclusion | 22 |
| | Bibliographie | 23 |

I.1 Piézoélectricité

I.1.1. L'effet piézoélectrique

Le phénomène piézoélectrique est une propriété de certains matériaux de se polariser électriquement sous l'effet d'une contrainte mécanique et capables de se déformer mécaniquement sous l'action d'un champ électrique. Ces deux effets sont respectivement appelés effet direct et effet inverse (Figure I.1). L'effet piézoélectrique direct fut découvert en premier par Jacques et Pierre Curie en 1880 en travaillant sur les propriétés électriques des cristaux tels que le quartz [1]. L'année suivante, Gabriel Lippman prédit l'existence de l'effet inverse qui fut validé expérimentalement par les frères Curie. L'effet piézoélectrique fut utilisé pour la première fois dans des applications durant la première Guerre mondiale avec l'invention du sonar par Paul Langevin [2]. Un quartz situé entre deux plaques de métal générait l'onde sonore et réalisait la détection de l'onde réfléchie ; les deux effets étaient donc mis en œuvre simultanément. Les travaux se sont ensuite orientés sur les oscillateurs à quartz encore massivement utilisés en électronique pour fournir une référence de fréquence avec une grande précision. Après la seconde guerre mondiale, avec l'apparition de nouveaux matériaux, l'effet piézoélectrique fut plus généralement utilisé dans des applications grand public et industrielles. L'effet direct a notamment été utilisé pour des allume-gaz ou des briquets ou bien comme capteur de vibration comme par exemple dans certaines têtes de lecture pour les platines vinyle. L'effet inverse est lui employé pour des actionneurs à haute précision ou des générateurs d'ultrason.

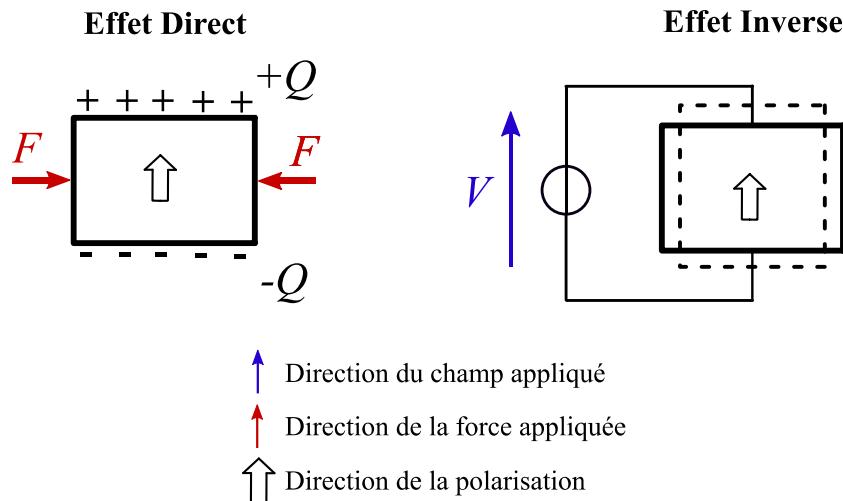


Figure I.1 : Effets piézoélectriques direct et inverse

I.1.2. Considérations cristallographiques

Les premiers travaux des frères Curie ont montré que le phénomène piézoélectrique est principalement dû à la structure cristalline et apparaît dans les matériaux dont la maille

cristalline ne présente pas de centre de symétrie. Les barycentres des charges positives et négatives sont dissociés, créant ainsi une polarisation à l'intérieur de la maille. Lorsqu'une pression est appliquée sur cette maille, les barycentres vont se déplacer et se dissocier permettant alors de créer un champ électrique menant à une polarisation électrique dans le matériau. Ainsi pour obtenir cet effet piézoélectrique, il est nécessaire d'avoir une asymétrie dans la maille cristalline, limitant le nombre de classes cristallines permettant d'obtenir un matériau piézoélectrique au nombre de 20 [3]. Parmi ces classes cristallines, certaines présentent alors aussi des propriétés pyroélectriques et ferroélectriques alors qu'elles sont absentes chez d'autres classes notamment celle du quartz.

Bien que le quartz ait constitué le point de départ de la découverte de la piézoélectricité, le développement de ces matériaux s'est ensuite orienté sur des céramiques à base d'oxydes ayant une structure cristalline de type pérovskite. Le matériau dans cette structure a une formule générale de type $A^{2+}B^{4+}O_3$. Notamment, le matériau piézoélectrique le plus courant est le PZT (Plomb-Zirconate-Titanium) où les ions A occupent les sommets d'un cube et les ions O le centre de chaque face. L'ion B est alors au centre de l'octaèdre formé par ces derniers. A haute température, la structure est cubique et ne présente pas d'asymétrie (Figure I.2 a)) et est ainsi paraélectrique. Cependant à basse température, la structure devient quadratique et l'ion B s'écarte du centre du prisme créant ainsi la dissociation des barycentres des charges positives et négatives, permettant la polarisation électrique (Figure I.2 b)). Le matériau est alors dit ferroélectrique. La limite de température entre les deux domaines est appelée température de Curie (T_c).

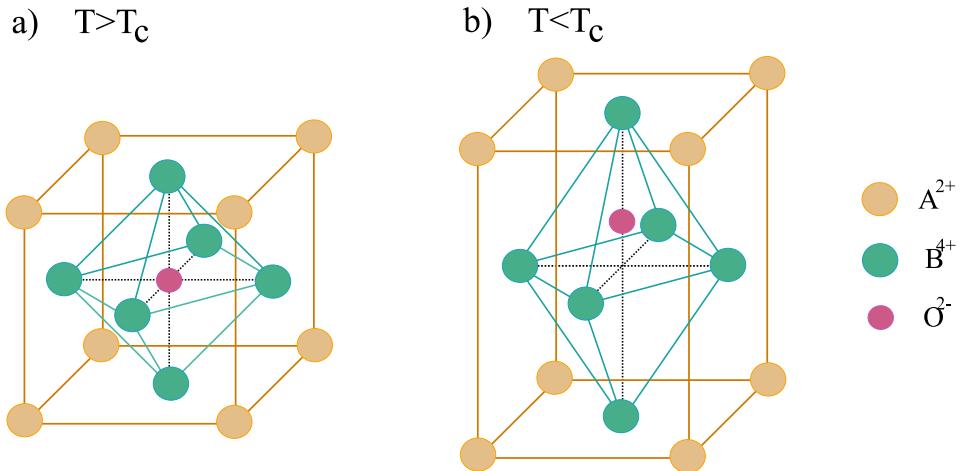


Figure I.2 : Structures pérovskite de formule ABO_3 a) Structure cubique non-polarisée ($T > T_c$) ; b) Structure tétragonale polarisée ($T < T_c$)

Ces matériaux, bien que présentant une polarisation à l'échelle d'une maille, ne sont pas piézoélectriques à l'échelle macroscopique de la céramique. En effet, il existe différents domaines cristallins où les polarisations globales ont des directions différentes. Il est nécessaire alors d'orienter toutes les polarisations dans le même sens. Cela se fait en appliquant un fort champ électrique dans la direction voulue. Les moments vont ainsi s'aligner et il existera une polarisation rémanente à champ nul (Figure I.3). Si le champ électrique atteint une valeur négative trop élevée, la structure reprend une polarisation nulle. La valeur du champ dans ce

cas-là est appelé champ coercitif E_c . De plus, du fait de cette polarisation, on peut considérer un comportement linéaire pour des champs peu élevés mais lorsque le champ augmente, des comportements non-linéaires peuvent apparaître [4].

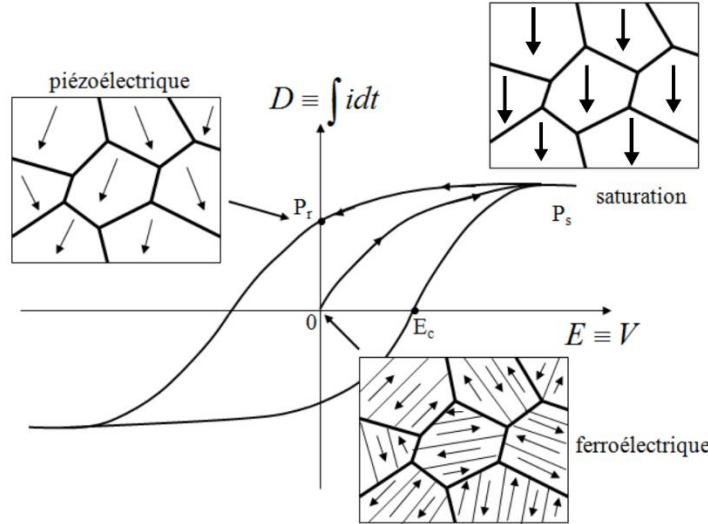


Figure I.3 : Evolution de la polarisation avec le champ électrique pour les matériaux ferroélectriques [5]

Il existe d'autres matériaux piézoélectriques ne présentant pas cette structure cristalline. On a déjà cité le quartz qui n'est ni pyroélectrique ni ferroélectrique ou mais on peut aussi évoquer le nitrate d'aluminium (AlN) notamment utilisé dans les procédés de fabrication de la microélectronique et qui est pyroélectrique mais pas ferroélectrique.

I.1.3. Equations de la piézoélectricité

À une échelle macroscopique, la piézoélectricité se traduit par l'effet direct et l'effet inverse. Pour caractériser ces effets, on peut traduire les relations qui existent entre les différentes propriétés électriques et mécaniques du matériau. Ainsi on considère :

- Les grandeurs mécaniques :
 - La contrainte T en N/m²
 - La déformation S sans unité
- Les grandeurs électriques
 - Le champ électrique E en V/m
 - L'induction électrique D en C/m²

Les équations liant ces grandeurs sont déterminées par une étude thermodynamique [6]. On peut alors définir différents systèmes d'équations suivant la paire de variables choisie. Ainsi dans le cas d'une paire de variables indépendantes (T, E) on a la relation suivante :

$$\begin{aligned} D_i &= \epsilon_{ik}^T E_k + d_{iq} T_q \\ S_p &= d_{kp} E_k + s_{pq}^E T_q \end{aligned} \tag{I.1}$$

Cette notation est dite d'Einstein où les grandeurs S et T sont des tenseurs d'ordre 2 et les grandeurs D et E des tenseurs d'ordre 1. Ainsi on peut représenter le champ E par un vecteur :

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (I.2)$$

On note aussi les grandeurs S et T sous forme de vecteurs mais grâce aux simplifications dues à la symétrie on peut seulement les définir sous la forme :

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} \\ S_{22} \\ S_{33} \\ S_{23} \text{ or } S_{32} \\ S_{13} \text{ or } S_{31} \\ S_{12} \text{ or } S_{21} \end{pmatrix} \quad (I.3)$$

La notation de la matrice de gauche est ce qu'on appelle la notation compressée et on a :

$$\begin{aligned} S_1 &= S_{11} = \frac{\partial u_1}{\partial x_1} \\ S_4 &= S_{23} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_2}{\partial x_3} + \frac{\partial u_3}{\partial x_2} \right) \end{aligned} \quad (I.4)$$

Les indices 4, 5 et 6 traduisent les effets de cisaillement dans les plans perpendiculaires respectivement aux axes 1, 2 et 3 comme représenté sur la Figure I.4.

Le coefficient ε_{ik}^T permet ainsi de lier le déplacement électrique au champ à contrainte constante : c'est la permittivité diélectrique du matériau dans les directions données. Le coefficient s_{pq}^E est la souplesse mécanique et lie la déformation à la contrainte pour un champ constant. Enfin le coefficient d_{iq} est le coefficient piézoélectrique qui lie les grandeurs mécaniques aux grandeurs électriques. Les équations et coefficients associés suivant le couple de variables utilisé sont détaillés dans le Tableau I.1.

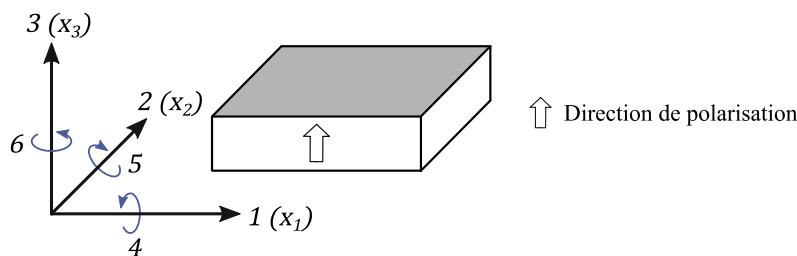


Figure I.4 : Système d'axes pour la description des phénomènes piézoélectriques avec représentation des indices réduits

Tableau I.1 : Ensemble des équations de la piézoélectricité et les constantes associées en fonction du couple de variables considérés

| Couple de variables (T, E) | | | |
|---|----------------------|-------------------------------|-------------------|
| Equation | Constantes associées | | |
| | Notation | Définition | Unité |
| $D_i = \varepsilon_{ik}^T E_k + d_{iq} T_q$ $S_p = d_{kp} E_k + s_{pq}^E T_q$ | ε^T | Permittivité à T constant | F/m |
| | s^E | Souplesse à E constant | m ² /N |
| | d | Constante piézoélectrique | m/V |
| Couple de variables (S, D) | | | |
| Equation | Constantes associées | | |
| | Notation | Définition | Unité |
| $E_i = \beta_{ik}^S D_k + h_{iq} S_q$ $T_p = h_{kp} D_k + c_{pq}^D S_q$ | β^S | Impermittivité à S constant | m/F |
| | c^D | Rigidité à D constant | N/m ² |
| | h | Constante piézoélectrique | V/m |
| Couple de variables (S, E) | | | |
| Equation | Constantes associées | | |
| | Notation | Définition | Unité |
| $D_i = \varepsilon_{ik}^S E_k + e_{iq} S_q$ $T_p = e_{kp} E_k + c_{pq}^E S_q$ | ε^S | Permittivité à S constant | F/m |
| | c^E | Rigidité à E constant | N/m ² |
| | e | Constante piézoélectrique | C/m ² |
| Couple de variables (T, D) | | | |
| Equation | Constantes associées | | |
| | Notation | Définition | Unité |
| $E_i = \beta_{ik}^T D_k + g_{iq} T_q$ $S_p = g_{kp} D_k + s_{pq}^D T_q$ | β^T | Impermittivité à T constant | m/F |
| | s^D | Souplesse à D constant | m ² /N |
| | g | Constante piézoélectrique | V.m/N |

En pratique, la définition de ces grandeurs se fait par l'intermédiaire de matrices. On aurait ainsi pour définir la souplesse mécanique du matériau à définir tous les coefficients de la matrice :

$$\mathbf{S}_{pq}^E = \begin{pmatrix} S_{11}^E & S_{12}^E & S_{13}^E & S_{14}^E & S_{15}^E & S_{16}^E \\ S_{12}^E & S_{22}^E & S_{23}^E & S_{24}^E & S_{25}^E & S_{26}^E \\ S_{13}^E & S_{23}^E & S_{33}^E & S_{34}^E & S_{35}^E & S_{36}^E \\ S_{14}^E & S_{24}^E & S_{34}^E & S_{44}^E & S_{45}^E & S_{46}^E \\ S_{15}^E & S_{25}^E & S_{35}^E & S_{45}^E & S_{55}^E & S_{56}^E \\ S_{16}^E & S_{26}^E & S_{36}^E & S_{46}^E & S_{56}^E & S_{66}^E \end{pmatrix} \quad (I.5)$$

Cependant, suivant la structure cristalline et le choix de la direction de la polarisation, il est possible de simplifier les matrices de coefficients [3]. Ainsi, pour les cristaux de type pérovskite, dont fait partie le PZT, présentant une structure quadratique polarisée dans la direction 3, comme montré Figure I.4, on peut simplifier les matrices de coefficient. Dans la suite de la thèse, on utilisera toujours ce système d'axe avec la direction 3 correspondant à la direction de polarisation.

$$\mathbf{S}_{pq}^E = \begin{pmatrix} S_{11}^E & S_{12}^E & S_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ S_{12}^E & S_{11}^E & S_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ S_{13}^E & S_{13}^E & S_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2(S_{11}^E - S_{12}^E) \end{pmatrix} \quad (I.6)$$

$$\mathbf{d}_{iq} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.7)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{ik}^T = \begin{pmatrix} \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{pmatrix} \quad (I.8)$$

I.1.4. Modes de vibration et coefficient de couplage électromécanique

Une céramique piézoélectrique possède différents modes de vibration suivant le sens de polarisation et le sens du champ appliqué. Si on reprend le cas d'une céramique de type PZT polarisée dans la direction x_3 , on distingue plusieurs types de modes de vibration suivant la direction de la déformation. Les différents modes de vibration sont résumés dans le Tableau I.2.

Le mode longitudinal est caractérisé par une déformation mécanique dans la même direction que le champ appliqué. Le comportement piézoélectrique est alors décrit par le coefficient d_{33} . Pour le mode transverse, la déformation est perpendiculaire au champ appliqué. Dans ce cas-là, c'est le coefficient d_{31} qui traduit la conversion électromécanique. Enfin, dans le mode radial, la déformation est aussi perpendiculaire au champ appliqué mais pas dans une seule

direction et on considérera ainsi les déformations dans le plan. On peut aussi noter qu'il existe des modes de cisaillement que l'on ne détaillera pas ici.

Pour chaque mode de vibration considéré, on définit un coefficient de couplage électromécanique qui caractérise la capacité du matériau piézoélectrique à convertir de l'énergie électrique en énergie mécanique et inversement. Pour un matériau et un mode donné, on définit le coefficient intrinsèque de couplage électromécanique pour des évolutions quasi-statiques des grandeurs considérées. Cette valeur dépend alors des constantes du matériau piézoélectrique. Les coefficients de couplage intrinsèques sont détaillés dans le Tableau I.2 pour les différents modes considérés [6]. Pour le mode radial, on introduit σ^E le coefficient de Poisson du matériau piézoélectrique dans le plan (x_1, x_2) qui est égal à $\sigma^E = \left| \frac{s_{12}^E}{s_{11}^E} \right|$.

Ce coefficient de couplage est défini pour une évolution quasi-statique des grandeurs et correspond au maximum de couplage du matériau. Cependant, ces hypothèses ne sont plus valables lorsque l'on se place près de la résonance du matériau. De plus, la géométrie de l'élément considéré va avoir une influence sur le couplage électromécanique. Ainsi, on définit un coefficient effectif de couplage électromécanique k_{eff}^2 spécifique à un mode de résonance et à une configuration donnée.

Tableau I.2 : Modes de vibration piézoélectriques et coefficients de couplage associé.

| Mode de vibration | Coefficient intrinsèque de couplage électromécanique |
|-------------------|---|
| Mode longitudinal | $k_{33}^2 = \frac{d_{33}^2}{\varepsilon_{33}^T s_{33}^E}$ |
| Mode transverse | $k_{31}^2 = \frac{d_{31}^2}{\varepsilon_{33}^T s_{11}^E}$ |
| Mode radial | $k_p^2 = \frac{2k_{31}^2}{1 - \sigma^E}$ |

I.2 Les transformateurs piézoélectriques

I.2.1. Histoire des transformateurs piézoélectriques [7]

Un transformateur piézoélectrique réalise une conversion électrique-électrique via un transport mécanique de l'énergie entre primaire et secondaire en utilisant les effets piézoélectriques inverse et direct. L'application d'une tension sinusoïdale permet de faire vibrer la structure. On peut alors obtenir par effet inverse une tension adaptée en sortie du transformateur. Les premiers travaux sur les transformateurs piézoélectriques furent réalisés par Alexander McLean Nicolson dans les années 1920. Ce premier transformateur consistait alors en deux cristaux piézoélectriques constitués de Sel de Seignette, un des seuls matériaux piézoélectriques disponible à l'époque, fixés ensemble à l'aide d'une structure externe [8]. Au début des années 1940, la découverte des céramiques piézoélectriques telles que le Titanate de Barium (BaTiO_3) a aussi permis le développement des transformateurs piézoélectriques. Ce développement doit beaucoup à Charles A. Rosen, chercheur au laboratoire d'Electronique de General Electrics à Syracuse. Contrairement aux précédents travaux de Nicolson, Rosen fut le premier à utiliser une seule céramique avec différentes électrodes et des polarisations différentes dans le matériau [9]. Le principal transformateur résultant de ces travaux est le transformateur de Rosen qui porte son nom [10] mais il proposa de nombreuses architectures à base de BaTiO_3 . Cependant, les céramiques bipolarisées restaient fragiles et les performances des transformateurs étaient encore faibles.

Durant la seconde partie du XX^e siècle, grâce au développement des céramiques PZT, différentes applications ont permis le développement des transformateurs piézoélectriques mais aucune n'atteignant un succès commercial permettant le développement à grande échelle des transformateurs. Du fait de l'immaturité des technologies de fabrication, du manque de fiabilité mécanique et de la complexité des circuits de commande, les solutions piézoélectriques restaient chères par rapport aux transformateurs magnétiques pour les mêmes applications. C'est au début des années 1990 que les transformateurs piézoélectriques vont connaître un très fort essor du fait de leur utilisation pour l'alimentation des lampes fluorescentes à cathode froide (*CCFD : Cold Cathode Fluorescent Lamp*) pour les écrans *LCD* (*Light Crystal Display*) [11]. Cela a permis le développement des techniques de fabrication et l'augmentation de la fiabilité des transformateurs piézoélectriques qui ont alors permis leur utilisation à grande échelle dans le domaine du génie électrique. Depuis le passage des écrans LCD aux écrans LED, le champ d'utilisation des transformateurs piézoélectriques s'est développé à d'autres applications que nous détaillerons dans la section I.2.5.

I.2.2. Intérêt des transformateurs piézoélectriques pour la conversion d'énergie

Cette utilisation des transformateurs piézoélectriques en électronique de puissance s'explique par différents aspects. Tout d'abord, du fait de facteurs de qualité mécanique très élevés, ils

permettent des transferts de puissance à très haut rendement. De plus, certaines structures de transformateurs piézoélectriques atteignent des gains en tension très élevés. Contrairement aux transformateurs magnétiques où le gain en tension est directement lié au nombre d'enroulements, il est possible de modifier le gain en tension en paramétrant la taille et surtout le ratio entre longueur et épaisseur par exemple. Les transformateurs piézoélectriques peuvent être compacts et notamment avec des épaisseurs faibles ce qui facilite leur intégration dans des systèmes portables comparé à des transformateurs magnétiques. Par ailleurs, ils ne produisent pas de rayonnement électromagnétique et sont eux-mêmes peu sensibles à ces rayonnements. Du fait de leur forte isolation galvanique, ils peuvent aussi servir de transformateur d'isolement dans certaines architectures. Les densités de puissance atteintes par les transformateurs piézoélectriques sont supérieures à celles de transformateurs magnétiques pour des niveaux de puissance autour du watt. Les densités de puissance maximales définies pour les transformateurs piézoélectriques atteignent 40 W/cm^3 [12]. On peut tout de même noter quelques limites à l'utilisation des transformateurs piézoélectriques. Du fait de leur fort facteur de qualité, ils sont ainsi fortement dépendants de la charge de sortie et aux variations de fréquence de résonance. La fréquence de résonance dépend aussi fortement de la température [13] et du vieillissement de la structure [14]. Leur utilisation nécessite alors des circuits de régulation pour assurer un suivi de la résonance. Enfin, ils sont encore soumis à des problèmes de fiabilité notamment à cause de la fatigue mécanique et aux risques de fracture de la céramique.

I.2.3. Principe de fonctionnement et structures classiques de transformateurs piézoélectriques

Les transformateurs piézoélectriques sont constitués d'une céramique piézoélectrique sur laquelle sont déposées des électrodes. Ces électrodes constituent alors le primaire et le secondaire du transformateur. En excitant le primaire avec une tension sinusoïdale à la résonance du transformateur, une onde stationnaire va s'établir dans la structure. La déformation va alors induire une tension sur les électrodes du secondaire. Le rapport de transformation, et plus généralement les performances du transformateur, dépendent alors de la géométrie et des modes de vibration mis en jeu au primaire et au secondaire.

I.2.3.1. Transformateur de Rosen

Le transformateur de Rosen (Figure I.5) est le transformateur le plus étudié dans la littérature. Le principe de fonctionnement repose sur le couplage des modes transverses au primaire et longitudinal au secondaire. Cette structure présente un gain en tension très élevé qui est lié au rapport entre la longueur du barreau et son épaisseur. De plus, la tenue en tension au secondaire est plus élevée du fait de la grande distance entre les électrodes. Enfin, pour les mêmes raisons la capacité inter-électrodes au secondaire est très faible, ce qui diminue les pertes. Il est par ailleurs possible de réaliser le primaire en multicouches pour augmenter le champ appliqué et ainsi le gain en tension de la structure. Cependant, le transformateur de Rosen ayant généralement trois électrodes, il ne présente pas d'isolation galvanique. Il est possible d'ajouter

une électrode de référence pour le secondaire, séparée du primaire, pour créer une isolation. Au plus cette électrode sera éloignée du primaire, au plus l'isolation sera forte. Enfin, la zone de transition entre les polarisations est une zone de fortes contraintes où la fatigue peut apparaître plus rapidement.

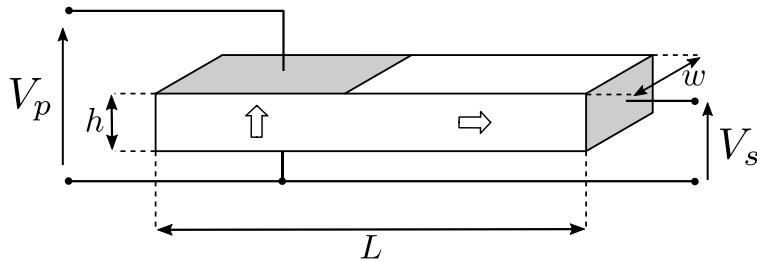


Figure I.5 : Transformateur de Rosen

I.2.3.2. Transformateur en mode transverse

Le transformateur en mode transverse est représenté Figure I.6. Cette structure est constituée d'un barreau céramique polarisé dans l'épaisseur et de deux jeux d'électrodes à la surface. Du fait de la symétrie du système, les gains en tension sont peu élevés et on ne peut pas jouer sur la taille et la position des électrodes qui dépendent du mode de résonance excité. Ils sont principalement utilisés comme transformateur d'isolement grâce à l'isolation galvanique apportée par la séparation des électrodes primaires et secondaires.

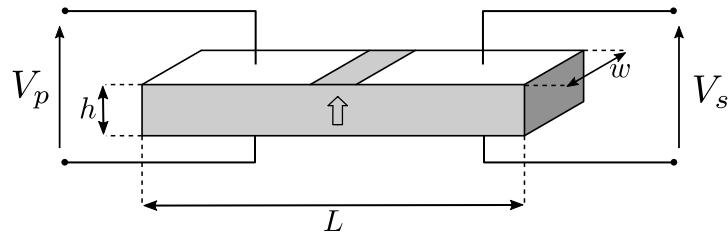


Figure I.6 : Transformateur en mode transverse

I.2.3.3. Transformateur épaisseur (multi-couches)

Ce transformateur épaisseur (Figure I.7) est un parallélépipède séparé en deux parties. Cette structure a été breveté en 1992 par NEC [15]. Le primaire est séparé en plusieurs couches pour accroître le champ électrique. On parle ainsi de multi-couches. Le champ appliqué et la déformation sont dans le même sens et on réveille ainsi le mode épaisseur. Au secondaire, le mode épaisseur est aussi utilisé. Le gain en tension de ce transformateur dépend du rapport entre les épaisseurs du primaire et du secondaire et le nombre de couches en primaire. La séparation du primaire en plusieurs couches permet surtout de contrôler le gain en tension sans

pour autant changer la fréquence de résonance du transformateur. Le primaire et le secondaire sont séparés par un isolant pour assurer l’isolation galvanique. Ces transformateurs fonctionnent à des fréquences autour du MHz. Cependant, le coefficient de couplage effectif transverse est assez proche de celui en épaisseur pour le PZT et ainsi des modes parasites peuvent apparaître limitant les performances du transformateur. L’utilisation de matériaux fortement anisotropiques permet de réduire cet effet. La structure peut aussi être utilisée en mode transversal, on parle alors de transformateur en mode contour. Les fréquences de fonctionnement sont alors autour de 100 kHz.

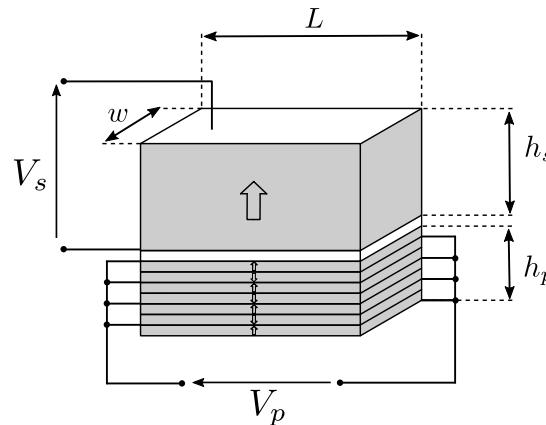


Figure I.7 : Transformateur en mode épaisseur avec primaire en multi-couches

I.2.3.4. Transformateur en mode radial

Le transformateur en mode radial (Figure I.8) utilise un disque dont l’épaisseur est faible devant le rayon et polarisée dans le sens de l’épaisseur. Ce transformateur se base sur les mêmes principes de conversion que le transformateur transverse mais bénéficie d’un meilleur coefficient de couplage électromécanique ($k_p > k_{31}$). La dissymétrie entre les sections au primaire et au secondaire permet de plus d’avoir un contrôle sur le gain en tensions de la structure en jouant sur le périmètre de chaque section.

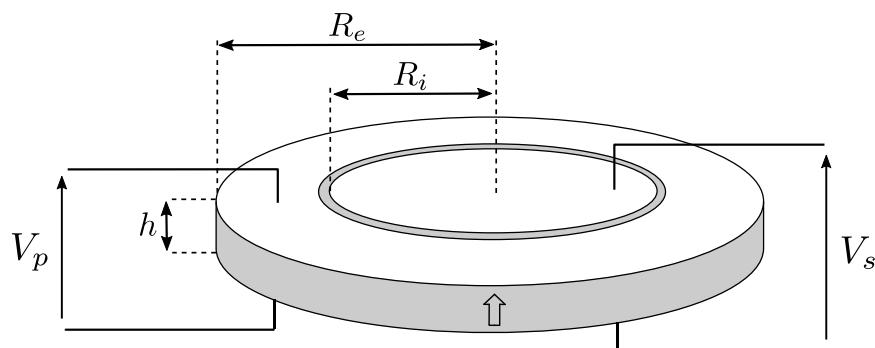


Figure I.8 : Transformateur en mode radial

I.2.3.5. Transformateur multi-couches en mode radial

La dernière structure présentée ici est le transformateur Transoncer développé par Face Electronics [16]. Ce transformateur se base sur le mode de vibration radiale mais avec le primaire et le secondaire séparés dans le sens de l'épaisseur. Suivant le type d'utilisation, les primaires et secondaires peuvent être multi-couches. Un isolant rigide permet de séparer électriquement les deux tout en gardant un fort couplage mécanique. Ces transformateurs piézoélectriques sont les transformateurs présentant les meilleures performances en terme de densité de puissance avec des puissances allant jusqu'à 30 W.

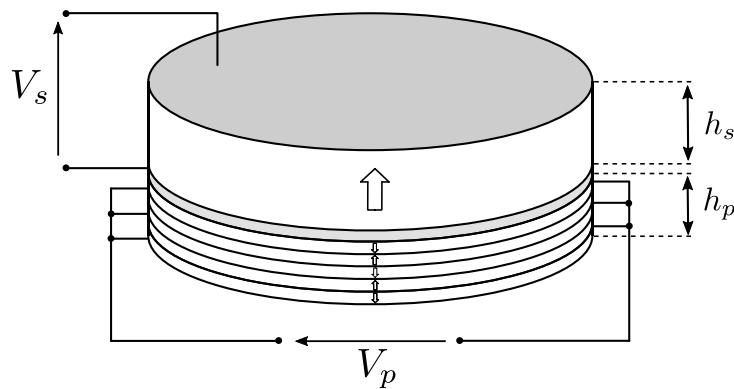


Figure I.9 : Transformateur Transoncer multi-couches en mode radial

I.2.4. Onde de flexion et onde de volume

Pour les structures présentées précédemment, bien que les modes de vibration soient différents, le type d'onde mécanique est toujours le même : une onde de volume. Une onde de volume ou onde longitudinale ou onde de compression a pour caractéristique que la déformation se fait dans le même sens que le sens de propagation de l'onde. Le terme longitudinal ici n'est pas lié au mode de vibration. Dans la structure de Rosen par exemple, bien que l'on soit en mode transverse au primaire, la déformation principale se fait dans la direction x_1 et se propage de même dans la direction x_1 vers le tronçon secondaire. Une onde sonore est un exemple d'onde longitudinale. Ainsi, on caractérise l'onde longitudinale par un déplacement u_1 dans la direction x_1 . Une onde transversale ou onde de flexion se caractérise par une déformation perpendiculaire à la direction de la propagation de l'onde. Le déplacement u_3 est dans la direction x_3 mais se propage dans la direction x_1 .

On trouve rarement des ondes de flexion dans les transformateurs piézoélectriques pour plusieurs raisons. La première concerne la génération de cette onde. En effet, les structures classiques de transformateur sont formées d'une seule céramique ou bien de céramiques multicouches. Pour obtenir une onde de flexion, il est nécessaire d'avoir des structures bimorphes ou uniformes (Figure I.10). Dans ce type de structure représentée, sous l'effet d'un champ positif dans la direction de polarisation x_3 , la céramique piézoélectrique supérieure va

s'étendre alors que la céramique inférieure va se compresser, induisant ainsi une flexion de la structure et une déformation dans la direction x_3 .

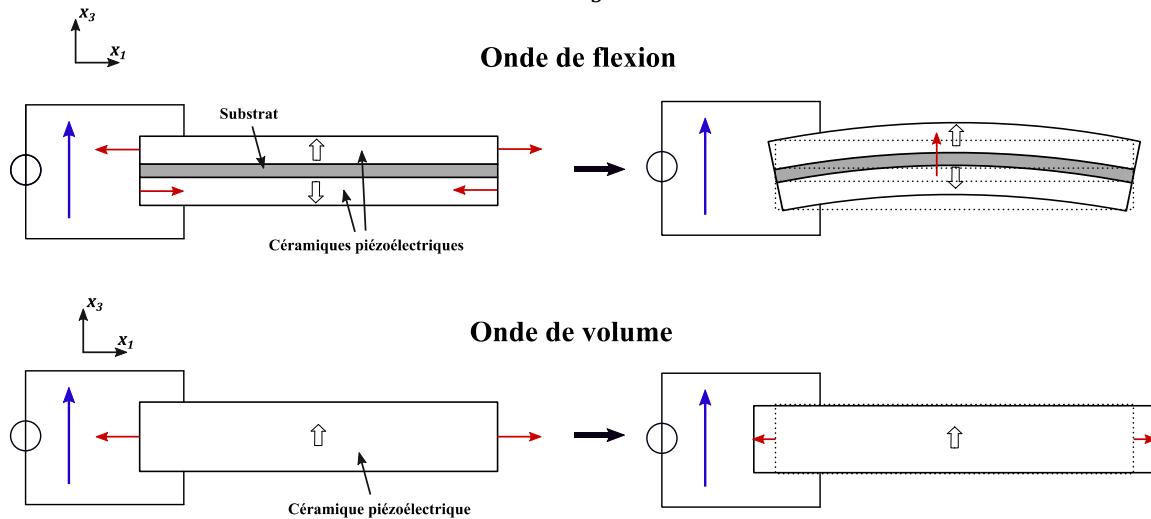


Figure I.10 : Différence entre les ondes de flexion et de volume dans les céramiques piézoélectriques

Des transformateurs piézoélectriques à onde de flexion ont été créés pour la plupart par des procédés de la micro-électronique. En effet, les techniques de fabrication de micro-électronique ne permettent pas encore d'obtenir des céramiques piézoélectriques massives sur silicium. Elles permettent en revanche le dépôt de couches minces de piézoélectrique sur différents substrats aboutissant plutôt à des structures de types bimorphe ou unimorphe. Les transformateurs à onde transverse, à géométrie similaire, résonnent à des fréquences inférieures d'un à deux ordres de grandeur par rapport à des structures à onde longitudinale. Les premiers transformateurs piézoélectriques à onde de flexion étaient réalisés par dépôt d'AlN sur silicium [17]. Le développement des techniques de fabrication a permis le dépôt de PZT sans risque de contamination et rendu possible la fabrication de transformateurs pont ou disques [18], [19]. Les fréquences de résonance sont alors de l'ordre de la dizaine de MHz du fait de la taille des échantillons. Dans les transformateurs à onde de flexion, la mauvaise répartition des contraintes les rend plus sensibles à la fracture et limitent les puissances transférables. De plus, les faibles tailles des transformateurs en flexion réalisés jusque-là limitent leur utilisation à des convertisseurs à basse puissance notamment pour des applications de récupération d'énergie [20].

I.2.5. Domaines d'applications des transformateurs piézoélectriques

Les transformateurs piézoélectriques ont été employés à grande échelle dans les écrans LCD pour l'alimentation des tubes CCFL mais leur versatilité et leurs nombreux avantages les ont rendus utiles pour de nombreuses applications même après la disparition des écrans LCD au profit des écrans LED. Cette section se veut une description non-exhaustive des différents domaines où sont utilisés les transformateurs piézoélectriques.

I.2.5.1. Alimentation de tubes à cathode froides

C'est l'application qui a permis l'essor des transformateurs piézoélectriques. Au début des années 1990, sont apparus les écrans LCD pour les ordinateurs portables [11], [21]. Ces systèmes utilisent des lampes fluorescentes à cathode froide comme source de lumière. Ces tubes CCFL nécessitent une tension alternative très élevée pour l'allumage et le fonctionnement en régime établi. Cette tension peut être obtenue indifféremment à l'aide d'un transformateur magnétique ou piézoélectrique mais différents paramètres tels que le coût, l'encombrement, l'efficacité et la compatibilité électromagnétique entrent en jeu durant la conception. La conception d'un transformateur magnétique pour une telle utilisation implique forcément un grand nombre d'enroulements pour l'élévation de la tension. Au contraire les structures telles que le transformateur de Rosen ou les multi-couches permettent d'obtenir des gains en tension très élevés. De plus le transformateur de Rosen présente une épaisseur assez faible le rendant particulièrement adapté à une utilisation dans des écrans d'ordinateur [22]. Le transformateur Transonner multi-couches présenté plus haut a aussi été utilisé dans ces alimentations. Les onduleurs associés fonctionnent en général à une puissance de 5 W.

I.2.5.2. Convertisseurs statiques DC-DC

Au début des années 2000, de nouvelles structures de transformateurs piézoélectriques ont été développées pour des applications de convertisseurs statiques de puissance AC-DC ou DC-DC. Contrairement à précédemment, les applications nécessitent plutôt des abaissseurs de tension à des puissances plus élevées. Des travaux ont été réalisés pour des applications de chargeurs de téléphones avec des abaissseurs à partir de la tension du réseau [23]. Les transformateurs piézoélectriques ont aussi été utilisés en élévateur de tension notamment dans des applications où la seule tension disponible provient d'une batterie. Dans [24], un transformateur de type Transonner permet d'élever la tension. Le circuit fournit une tension DC élevée qui est utilisé en entrée d'un onduleur pour la commande d'un actionneur piézoélectrique nécessitant des tensions élevées. Actuellement, Micromechatronics propose des convertisseurs DC-DC haute tension à transformateur piézoélectrique avec des niveaux de tension jusqu'à 10 kV en sortie pour une tension de 10 V en entrée et une puissance de 5 W [25].

De plus en plus de ces applications classiques comme convertisseur DC-DC, la capacité d'isolation des transformateurs piézoélectriques a aussi été mise en avant pour la commande rapprochée de transistors à grille isolée dans [26]. Les transformateurs utilisés sont des transformateurs en mode épaisseur. La modulation de fréquence permet par ailleurs d'isoler à la fois la partie puissance et la partie commande avec le transformateur piézoélectrique. L'isolation entre le primaire et le secondaire est accrue par l'utilisation d'une couche d'alumine mais les capacités inter-électrodes restent élevées par rapport à l'état de l'art des alimentations isolées de transistors haute-tension.

I.2.5.3. Applications spatiales

La NASA a beaucoup étudié les transformateurs piézoélectriques pour les applications spatiales [27]. En effet, la plupart des convertisseurs dans les satellites utilisaient jusque-là des transformateurs magnétiques qui occupaient une majeure partie du volume du convertisseur auquel il faut ajouter le volume des éléments de blindage des rayonnements électromagnétiques. De plus, dans les applications spatiales, le coût des composants n'est pas un problème et l'attention est plus portée sur le rendement. Ainsi, les transformateurs piézoélectriques ont été utilisés dans des systèmes pour les satellites. La première application consiste à générer de très hautes tensions continues (4 kV / 10 W) pour l'alimentation des tubes à ondes progressive (TWT : *traveling wave tube*). Ces tubes à onde progressive servent à amplifier les signaux RF pour les communications avec la Terre.

La deuxième application concerne les propulseurs à plasma pulsé (*Pulsed Plasma Thruster* : PPT). Ces propulseurs sont utilisés dans les petits satellites. Le système utilise un solide comme propergol. Ce comburant est ablaté et sublimé sous l'effet d'un arc électrique créé par l'application d'un champ élevé entre une cathode et une anode. Sous l'effet de la chaleur, le gaz se transforme en plasma chargé. Ce plasma ferme le circuit entre les électrodes et le courant circulant et le champ électromagnétique en résultant créent une force de Lorentz qui expulse le gaz à forte vitesse pour la propulsion du satellite. Le transformateur piézoélectrique permet dans ce cas-là la génération d'une haute tension continue stockée dans un condensateur et déchargé pour générer l'arc électrique.

I.2.5.4. Génération de plasmas

Les transformateurs piézoélectriques présentent ainsi encore un fort intérêt dans les applications nécessitant de forts gains en tension et notamment dans la génération de plasmas. De nombreux travaux ont abordé ce sujet depuis le début des années 2000. Un transformateur piézoélectrique peut générer différents types de décharges selon les conditions expérimentales [28]. Les travaux récents se sont focalisés sur la génération de décharges à barrière diélectrique (DBD) qui apparaissent à pression atmosphérique dans un espace fin entre la surface du transformateur et une couche diélectrique recouvert d'une électrode. La génération de décharges DBD est notamment utilisée pour la génération d'ozone. Dans [29], un transformateur de Rosen est ainsi utilisé pour générer les hauts-niveaux de tension dans un générateur de décharge constitué de deux électrodes métalliques séparées par un isolant diélectrique et une couche d'air. Lorsqu'il est alimenté sous une forte tension, des micro-décharges apparaissent dans la couche d'air qui dissocie les molécules d'oxygène et génèrent les molécules d'ozone. A partir d'une alimentation 175 V, le générateur branché en sortie du transformateur est alimenté sous une tension alternative d'une amplitude de 2,5 kV. Le circuit proposé permet de plus un contrôle de l'excitation du transformateur piézoélectrique en fonction du point d'opération du générateur pour assurer une commutation en ZVS (*Zero Voltage Switching*). Dernièrement, des solutions visent à ioniser directement les gaz à la surface du transformateur piézoélectrique sans utiliser d'électrodes au secondaire [30].

I.2.5.5. Circuit de démarrage pour la récupération d'énergie

Récemment, de nombreuses études ont portées sur la récupération d'énergie pour l'alimentation autonome de systèmes basse puissance pour s'affranchir de l'utilisation de batteries. La récupération d'énergie peut alors prendre différentes formes : thermiques par l'intermédiaire d'un thermogénérateur utilisant l'effet Seebeck, mécaniques avec par exemple des récupérateurs piézoélectriques ou électromagnétiques à l'aide d'antennes. Toutefois, les tensions et niveaux de puissance obtenus en sortie de ces récupérateurs doivent être adaptés pour alimenter la charge utile. Dans le cas des récupérateurs thermiques et électromagnétiques, les niveaux de tension disponibles peuvent être inférieurs à 100 mV et rendent difficile l'utilisation de convertisseurs à commutation classique. Les transformateurs piézoélectriques ont ainsi été utilisés dans des convertisseurs à base d'oscillateur d'Armstrong pour assurer le démarrage à froid du système [31], [32]. L'oscillateur d'Armstrong permet, à l'aide d'un transistor à déplétion, d'assurer le démarrage des oscillations à des niveaux de tension allant jusqu'à 12 mV. Le transformateur piézoélectrique accroît alors cette tension et un circuit de redressement en sortie fournit une tension continue à un niveau supérieur 1 V. Cette tension est alors employée pour assurer la commutation d'un convertisseur optimisé qui fournit alors directement l'énergie à la charge utile depuis le récupérateur.

I.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord étudié les propriétés piézoélectriques de matériaux en introduisant des notions sur la ferroélectricité puis nous avons détaillé la description de ce phénomène en précisant les équations de la piézoélectricité. Les différents modes de vibration et les coefficients de couplage associés ont été alors présentés. La combinaison de ces modes de couplages nous a permis d'introduire les transformateurs piézoélectriques et les principales architectures utilisées en génie électrique. La distinction entre onde de volume et onde de flexion nous a ensuite amené à présenter les transformateurs piézoélectriques à onde transverse notamment conçus par intégration par les procédés de la microélectronique des transformateurs piézoélectriques. Enfin, les différents domaines d'application des transformateurs piézoélectriques sont détaillés.

A la suite de ce chapitre, le Chapitre II vise à présenter les limites de l'utilisation des transformateurs classiques en introduisant la notion d'onde progressive et son intérêt pour la conversion d'énergie.

Bibliographie

- [1] J. Curie and P. Curie, *Développement par compression de l'électricité polaire dans les cristaux hémièdres à faces inclinées*, Bulletin de la Société minéralogique de France, Vol. 3, No. 4, pp. 90–93, 1880, <http://dx.doi.org/10.3406/bulmi.1880.1564>.
- [2] C. Chilowsky and P. Langevin, *Production of submarine signals and the location of submarine objects*, US1471547A, 19-May-1917, <https://patents.google.com/patent/US1471547>.
- [3] J. F. Nye, *Physical properties of crystals : their representation by tensors and matrices*. Clarendon Press, 1985.
- [4] D. A. Hall, *Review Nonlinearity in piezoelectric ceramics*, Journal of Materials Science, Vol. 36, No. 19, pp. 4575–4601, 2001, <http://dx.doi.org/10.1023/A:1017959111402>.
- [5] A. Aubert, *Synthèse, caractérisation et modélisation de matériaux multiferroïques (magnétoélectriques) composites massifs*, Université Paris-Saclay, 2018, <http://www.theses.fr/2018SACLN036>.
- [6] T. Ikeda, *Fundamentals of piezoelectricity*. Oxford University Press, 1990.
- [7] A. V. Carazo, *Piezoelectric Transformers: An Historical Review*, Actuators, Vol. 5, No. 2, p. 12, Apr. 2016, <http://dx.doi.org/10.3390/act5020012>.
- [8] A. M. Nicolson, *Piezo-electric crystal transformer*, US1829234A, 25-Jan-1927, <https://patents.google.com/patent/US1829234>.
- [9] C. Rosen, *Analysis And Design Of Ceramic Transformers And Filter Elements*, Syracuse University, 1956, https://surface.syr.edu/eeecs_etd/286.
- [10] C. Rosen, K. Feish, and H. Rothenberg, *Electromechanical transducer*, US2830274A, 29-Jun-1954, <https://patents.google.com/patent/US2830274A/en>.
- [11] Kawashima *et al.*, *Third order longitudinal mode piezoelectric ceramic transformer and its application to high-voltage power inverter*, in Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium ULTSYM-94, 1994, pp. 525–530 vol.1, <http://dx.doi.org/10.1109/ULTSYM.1994.401643>.
- [12] S. Priya, S. Ural, H. W. Kim, K. Uchino, and T. Ezaki, *Multilayered Unipoled Piezoelectric Transformers*, Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 43, No. 6A, pp. 3503–3510, Jun. 2004, <http://dx.doi.org/10.1143/JJAP.43.3503>.
- [13] F. G. Baptista, D. E. Budoya, V. A. D. de Almeida, and J. A. C. Ulson, *An experimental study on the effect of temperature on piezoelectric sensors for impedance-based structural health monitoring.*, Sensors, Vol. 14, No. 1, pp. 1208–27, Jan. 2014, <http://dx.doi.org/10.3390/s140101208>.
- [14] M. Cain, M. Stewart, and M. Gee, *Degradation of Piezoelectric Materials*, NPL Report CMMT(A) 148, pp. 1–42, Jun. 1999.
- [15] T. Inoue, O. Ohnishi, and N. Ohde, *Thickness mode vibration piezoelectric transformer*,

- US5118982A, 30-May-1990, <https://patents.google.com/patent/US5118982>.
- [16] A. V. Carazo, *Multilayer piezoelectric transformer*, US6614144B2, 04-Oct-2001, <https://patents.google.com/patent/US6614144B2/es>.
- [17] D. Vasic, E. Sarraute, F. Costa, P. Sangouard, and E. Cattan, *Piezoelectric micro-transformer based on SOI structure*, Sensors and Actuators A: Physical, Vol. 117, No. 2, pp. 317–324, Jan. 2005, <http://dx.doi.org/10.1016/J.SNA.2004.06.009>.
- [18] J. S. Pulskamp *et al.*, *Piezoelectric PZT MEMS technologies for small-scale robotics and RF applications*, MRS Bulletin, Vol. 37, No. 11, pp. 1062–1070, Nov. 2012, <http://dx.doi.org/10.1557/mrs.2012.269>.
- [19] S. S. Bedair, J. S. Pulskamp, R. G. Polcawich, B. Morgan, J. L. Martin, and B. Power, *Thin-Film Piezoelectric-on-Silicon Resonant Transformers*, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 22, No. 6, pp. 1383–1394, Dec. 2013, <http://dx.doi.org/10.1109/JMEMS.2013.2262585>.
- [20] A. Camarda *et al.*, *Fabrication and Electromechanical Modeling of a Flexural-Mode MEMS Piezoelectric Transformer in AlN*, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 26, No. 5, pp. 1110–1121, Oct. 2017, <http://dx.doi.org/10.1109/JMEMS.2017.2709407>.
- [21] Y. Fuda, K. Kumasaka, M. Katsuno, H. Sato, and Y. Ino, *Piezoelectric Transformer for Cold Cathode Fluorescent Lamp Inverter*, Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 36, No. Part 1, No. 5B, pp. 3050–3052, May 1997, <http://dx.doi.org/10.1143/JJAP.36.3050>.
- [22] E. Wells, *Comparing magnetic and piezoelectric transformer approaches in CCFL applications*, Texas Instruments Analog Applications Journal, 2002, <http://www.ti.com/lit/an/slyt125/slyt125.pdf>.
- [23] J. Navas, T. Bove, J. A. Cobos, F. Nuno, and K. Brebol, *Miniaturised battery charger using piezoelectric transformers*, in APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 1, pp. 492–496, <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2001.911692>.
- [24] A. V. Carazo and K. Uchino, *Novel Piezoelectric-Based Power Supply for Driving Piezoelectric Actuators Designed for Active Vibration Damping Applications*, Journal of Electroceramics, Vol. 7, No. 3, pp. 197–210, 2001, <http://dx.doi.org/10.1023/A:1014439213189>.
- [25] Micromechatronics, *High Voltage DC-DC Piezo Converters*, http://www.mmech.com/index.php?option=com_content&view=article&id=200&Itemid=226.
- [26] D. Vasic, F. Costa, and E. Sarraute, *Piezoelectric transformer for integrated MOSFET and IGBT gate driver*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 1, pp. 56–65, Jan. 2006, <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2005.861121>.
- [27] A. V. Carazo, *Piezoelectric Transformers for Space Applications*, Materials Research Society Proceedings, 2003, <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a429524.pdf>.

- [28] H. Itoh, K. Teranishi, and S. Suzuki, *Discharge plasmas generated by piezoelectric transformers and their applications*, Plasma Sources Science and Technology, Vol. 15, No. 2, pp. S51–S61, May 2006, <http://dx.doi.org/10.1088/0963-0252/15/2/S07>.
- [29] J. M. Alonso, C. Ordiz, M. A. Dalla Costa, J. Ribas, and J. Cardesin, *High Voltage Power Supply for Ozone Generation Based on Piezoelectric Transformer*, in 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting, 2007, pp. 1901–1908, <http://dx.doi.org/10.1109/07IAS.2007.290>.
- [30] T. Martin, F. Pigache, C. Nadal, and T. Callegari, *Experimental analysis of piezoelectric plasma discharge generator*, in 2012 IEEE International Ultrasonics Symposium, 2012, pp. 1–5, <http://dx.doi.org/10.1109/ULTSYM.2012.0626>.
- [31] T. Martinez, G. Pillonnet, and F. Costa, *A 15-mV Inductor-Less Start-up Converter Using a Piezoelectric Transformer for Energy Harvesting Applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 3, pp. 2241–2253, Mar. 2018, <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2017.2690804>.
- [32] A. Camarda, M. Tartagni, and A. Romani, *A -8 mV/+15 mV Double Polarity Piezoelectric Transformer-Based Step-Up Oscillator for Energy Harvesting Applications*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol. 65, No. 4, pp. 1454–1467, Apr. 2018, <http://dx.doi.org/10.1109/TCSI.2017.2741779>.

Chapitre II

Le transformateur piézoélectrique à onde progressive

Sommaire

| | | |
|-------------|--|-----------|
| II.1 | Introduction..... | 28 |
| II.2 | Onde progressive et onde stationnaire | 28 |
| II.2.1. | Définitions | 28 |
| II.2.2. | Intérêt de l'onde progressive pour les transformateurs piézoélectriques | 29 |
| II.3 | Géométrie du transformateur piézoélectrique à onde progressive..... | 30 |
| II.3.1. | Géométrie générale du transformateur | 30 |
| II.3.2. | Géométries particulières pour l'onde de flexion et l'onde de volume | 32 |
| II.4 | Génération de l'onde progressive dans le transformateur..... | 33 |
| II.4.1. | Stratégie de commande de l'onde progressive | 33 |
| II.4.2. | Schémas d'électrodes | 34 |
| II.5 | Représentation électrique du transformateur piézoélectrique à onde progressive..... | 40 |
| II.6 | Conclusion..... | 42 |
| | Bibliographie | 43 |

II.1 Introduction

Toutes les structures de transformateurs piézoélectrique présentées dans le Chapitre I fonctionnent sur la base d'une onde stationnaire. Ce fonctionnement nécessite une seule tension pour exciter le transformateur et sa simplicité d'implémentation a ainsi permis son développement dans de nombreuses applications. Cependant, nous verrons dans ce chapitre qu'il est toutefois possible d'utiliser une onde progressive dans le transformateur piézoélectrique. A notre connaissance, une seule étude a traité le sujet du transformateur piézoélectrique à onde progressive [1] en 2004 mais sans réel approfondissement sur les performances de la structure et les possibilités ouvertes par celle-ci. Dans ce chapitre, nous reviendrons dans un premier temps sur la différence entre onde progressive et onde stationnaire et l'intérêt de l'onde progressive pour la conversion d'énergie. Nous nous attarderons ensuite sur la génération de l'onde progressive dans un transformateur piézoélectrique et plus particulièrement sur le choix de la géométrie et le schéma d'électrodes adapté. Enfin, nous présenterons la représentation choisie pour décrire électriquement le transformateur à onde progressive.

II.2 Onde progressive et onde stationnaire

II.2.1. Définitions

Une onde mécanique stationnaire a la particularité d'avoir des emplacements où la vibration disparaît (appelés nœuds) et d'autres où la vibration est amplifiée (appelés ventres). Dans la pratique, lorsque l'on induit une excitation dans un milieu fermé, les réflexions de l'onde aux limites du domaine vont se combiner pour générer l'onde stationnaire. Les amplitudes maximales sont atteintes à la fréquence de résonance. Le nombre de nœuds et de ventres de l'onde stationnaire dépend du mode de vibration excité et dépend ainsi de la fréquence de résonance. Mathématiquement, la déformation u_3 d'une onde stationnaire dans le cas d'une onde de flexion s'exprime de la manière suivante dans le système de coordonnées défini par la Figure I.4 :

$$u_3(x_1, t) = A \sin\left(\frac{2\pi x_1}{\lambda}\right) \sin(\omega t) \quad (\text{II.1})$$

A est l'amplitude de l'onde, λ la longueur d'onde et ω la pulsation d'excitation. La Figure II.1 montre le déplacement u_3 à différents instants.

Une onde progressive ne présente pas de nœuds et de ventres. La déformation se propage dans le milieu. Sans pertes, l'amplitude restait la même au cours du temps. Par principe, l'onde progressive ne peut exister que dans un milieu de propagation sans réflexion. De la même manière, on peut définir le déplacement u_3 de l'onde progressive dans la direction x_1 :

$$u_3(x_1, t) = A \sin\left(\frac{2\pi x_1}{\lambda} - \omega t\right) \quad (\text{II.2})$$

II.2.2. Intérêt de l'onde progressive pour les transformateurs piézoélectriques

Comme nous venons de l'évoquer, pour que la conversion d'énergie soit optimale dans un transformateur à onde stationnaire, le positionnement des électrodes doit se faire en fonction de la position des ventres. Ainsi dans le cas d'un transformateur de type transverse comme montré Figure I.6, le mode de vibration doit présenter deux ventres centrés au niveau des électrodes pour pouvoir transférer le maximum d'énergie. Dans la pratique, on remarque que sur les transformateurs piézoélectriques présentés précédemment, le nombre d'électrodes dépasse rarement 3 jeux d'électrodes soit 6 électrodes. Cela limite le nombre de terminaux et de tensions disponibles au secondaire. De plus, dans l'hypothèse où on augmenterait le nombre d'électrodes au secondaire comme montré Figure II.1, suivant leur position, les tensions en sortie seraient toutes en phase ou en opposition de phase mais avec des amplitudes différentes.

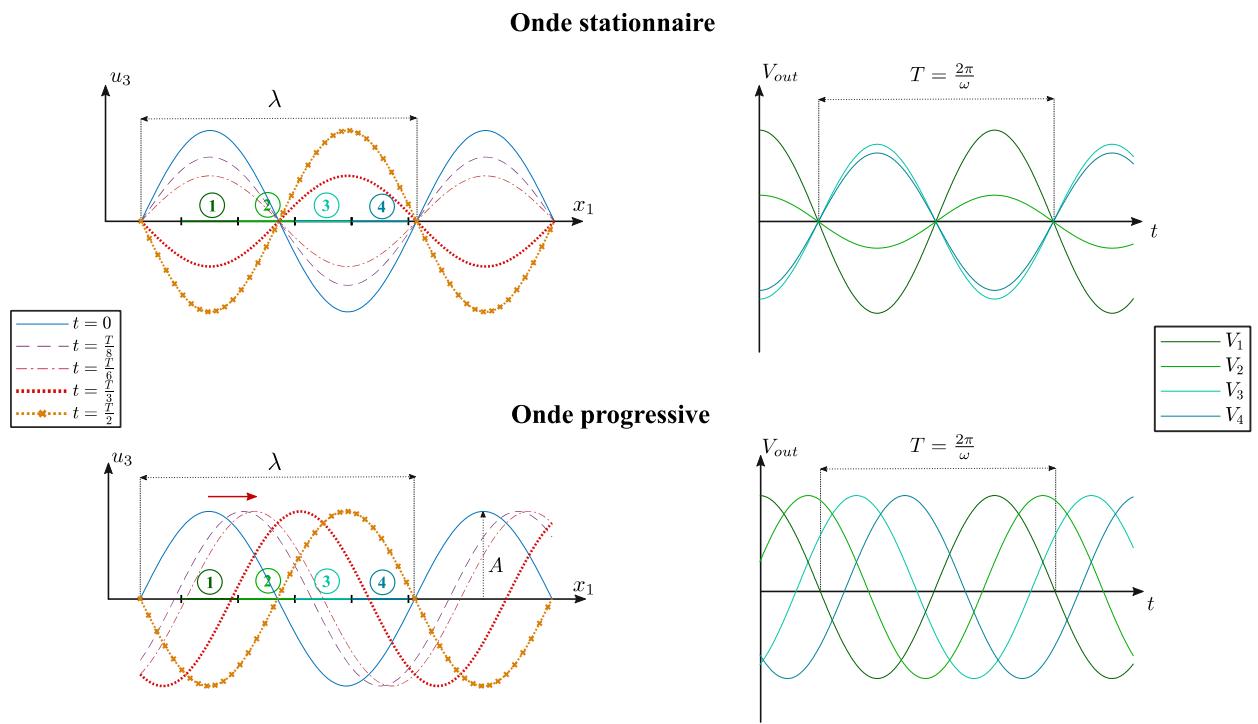


Figure II.1 : Ondes stationnaires et progressives et évolution de la tension en fonction du temps pour chaque cas

Prenons maintenant l'exemple d'un transformateur piézoélectrique avec plusieurs électrodes au secondaire parcouru par une onde progressive. Le fait que l'onde se propage aboutit à une meilleure répartition des contraintes dans le matériau piézoélectrique permettant de limiter les risques de fracture due à la fatigue. De plus, les tensions de sortie auront la même amplitude dans le cas où l'onde progressive a la même amplitude tout au long de la propagation. Ainsi ce n'est pas l'amplitude qui va différer entre les tensions de sortie mais leur déphasage qui dépend de la vitesse de propagation de l'onde et de la distance entre les électrodes. Ainsi on n'est pas limité dans le positionnement ni dans la taille des électrodes.

En choisissant la taille et le positionnement des électrodes en fonction de la longueur d'onde, on peut théoriquement obtenir un système polyphasé de tensions. Les intérêts d'obtenir un système polyphasé de tensions sont nombreux en électronique de puissance. Par exemple, dans un convertisseur DC-DC entrelacé, le redressement polyphasé permet de réduire la taille des composants passifs en sortie du convertisseur. Avoir un système polyphasé permet aussi de réaliser des convertisseurs DC-AC à fréquence variable, i.e. qui remplit la même fonction qu'un cycloconvertisseur [2] ou un convertisseur matriciel [3]. En recombinant les phases en sortie, on peut recréer un signal à une fréquence plus basse que la fréquence de sortie du transformateur. L'implémentation du transformateur piézoélectrique à onde progressive dans des convertisseurs de puissance sera détaillée au Chapitre V.

Tous les avantages de l'onde progressive peuvent être toutefois contrebalancés par la complexité du dispositif nécessaire pour générer l'onde progressive, comparativement aux transformateurs à onde stationnaire. Nous allons ainsi nous intéresser dans la prochaine section à la structure du transformateur piézoélectrique à onde progressive.

II.3 Géométrie du transformateur piézoélectrique à onde progressive

II.3.1. Géométrie générale du transformateur

Le premier aspect auquel il faut s'intéresser lorsqu'on souhaite réaliser un transformateur à onde progressive est sa géométrie. Nous avons vu précédemment que pour obtenir une onde progressive il est plus simple de ne pas avoir de réflexion dans la direction de propagation de l'onde. La problématique de génération d'une onde progressive dans un matériau piézoélectrique a déjà été largement étudiée dans le domaine des moteurs piézoélectriques et des systèmes à ondes acoustiques de surface (SAW filters) [4]. Dans le domaine des moteurs, le rotor, placé en contact avec le stator et soumis à une onde progressive, se meut alors par friction (Figure II.2). On peut séparer ces moteurs en deux catégories : les moteurs linéaires et en anneau.

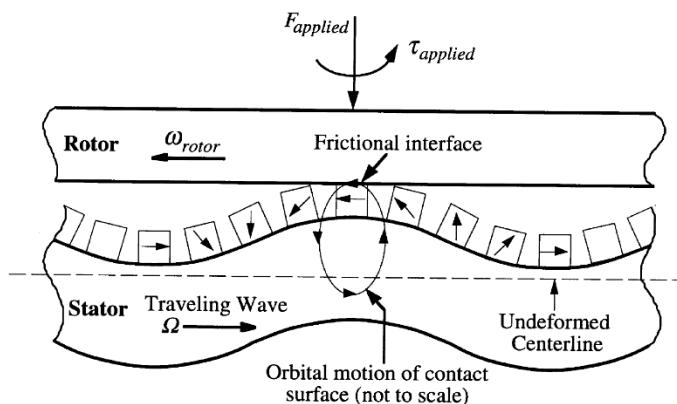


Figure II.2 : Principe de fonctionnement du moteur piézoélectrique [5]

Dans le cas des moteurs linéaires, la génération d'une onde progressive se fait entre deux patchs piézoélectriques placés sur un substrat métallique. La position, la taille et la commande des patchs sont telles que les ondes réfléchies sur les limites du milieu s'évanouissent. Nous obtenons ainsi une onde progressive entre les deux patchs. Il existe aussi des systèmes d'amortissement passifs aux limites du milieu de propagation pour qu'il n'y ait aucune réflexion et donc obtenir une onde progressive [6]. Il existe plusieurs inconvénients à utiliser ce type de technique pour générer une onde progressive. Dans le cas de [7], il est nécessaire de commander les patchs en dehors de la résonance pour ne pas obtenir de réflexion. Dans le cas d'amortissement aux limites, on perd l'énergie restante après le passage de l'onde en la dissipant dans le système d'amortissement. Le principe est identique lorsqu'on considère des électrodes en sortie d'un transformateur qui vont extraire de l'énergie de l'onde progressive. L'énergie de l'onde diminue au fur et à mesure de passage de l'onde et ainsi l'amplitude des tensions en sortie.

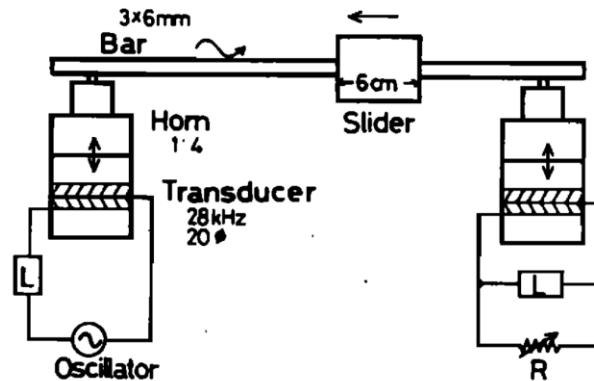


Figure II.3 : Moteur piézoélectrique linéaire basé sur deux transducteurs piézoélectriques [6]

La deuxième façon de réaliser un moteur piézoélectrique à onde progressive est d'utiliser une structure en anneau [8]–[10]. L'onde progressive de flexion se propage le long de la circonférence de l'anneau. Du fait de la périodicité de la structure, l'onde ne rencontre aucune réflexion dans la direction de propagation. L'anneau est constitué d'électrodes de commande permettant la génération de l'onde progressive. La répartition des électrodes permet à l'onde progressive d'être auto-entretenue tout le long du milieu de propagation. Cette structure en anneau sera utilisée par la suite pour nos transformateurs. Nous présenterons plus en détail la commande du transformateur à onde progressive et le schéma d'électrodes dans la prochaine section. Si l'excitation correspond à une des résonances de la structure (ondes progressives constructives en rotation), le transfert de puissance sera plus important. Pour une application de transformateur, ces structures périodiques en anneau semblent les plus adaptées.

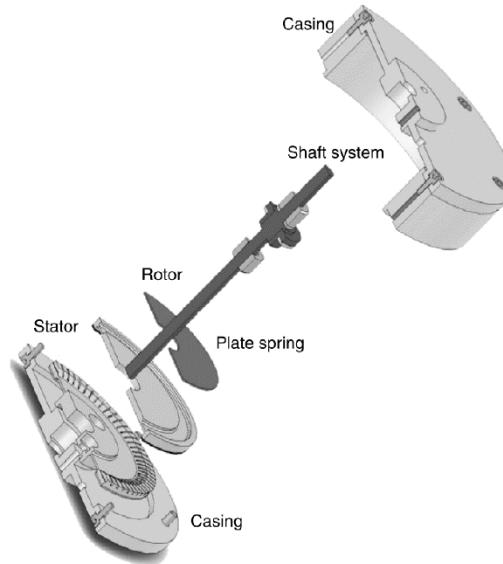


Figure II.4 : Architecture générique d'un moteur piézoélectrique ultrasonique en anneau [8]

II.3.2. Géométries particulières pour l'onde de flexion et l'onde de volume

II.3.2.1. Onde de flexion

Comme les moteurs piézoélectriques qui utilisent une onde de flexion pour la rotation du rotor, les transformateurs peuvent fonctionner à l'aide d'onde de flexion générée dans une structure annulaire (Figure II.5). Pour générer l'onde de flexion, il est nécessaire d'avoir deux céramiques ayant des polarisations opposées. Le transformateur consiste alors en deux anneaux piézoélectriques collées entre eux par une colle conductrice. Les électrodes du primaire et du secondaire sont placées sur les surfaces inférieures et supérieures. Nous nous intéresserons plus particulièrement au schéma d'électrodes dans la section suivante.

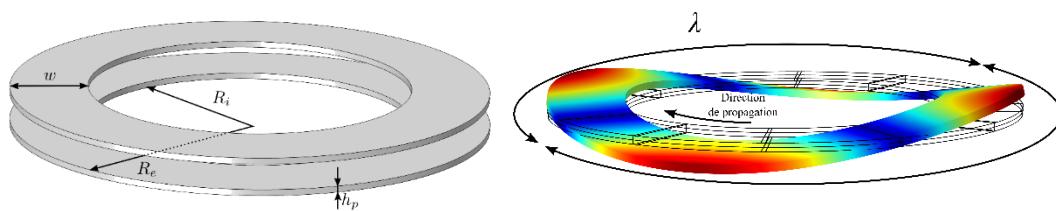


Figure II.5 : Transformateur piézoélectrique à onde de flexion constitué de deux céramiques piézoélectriques polarisées dans des sens différents et 2nd mode de résonance.

II.3.2.2. Onde de volume

On peut utiliser un seul élément piézoélectrique massif pour générer l'onde progressive de volume. Dans le cas de [1], la structure choisie est un anneau. Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés à une géométrie cylindrique mais nous avons aussi considéré une structure en anneau (Figure II.6).

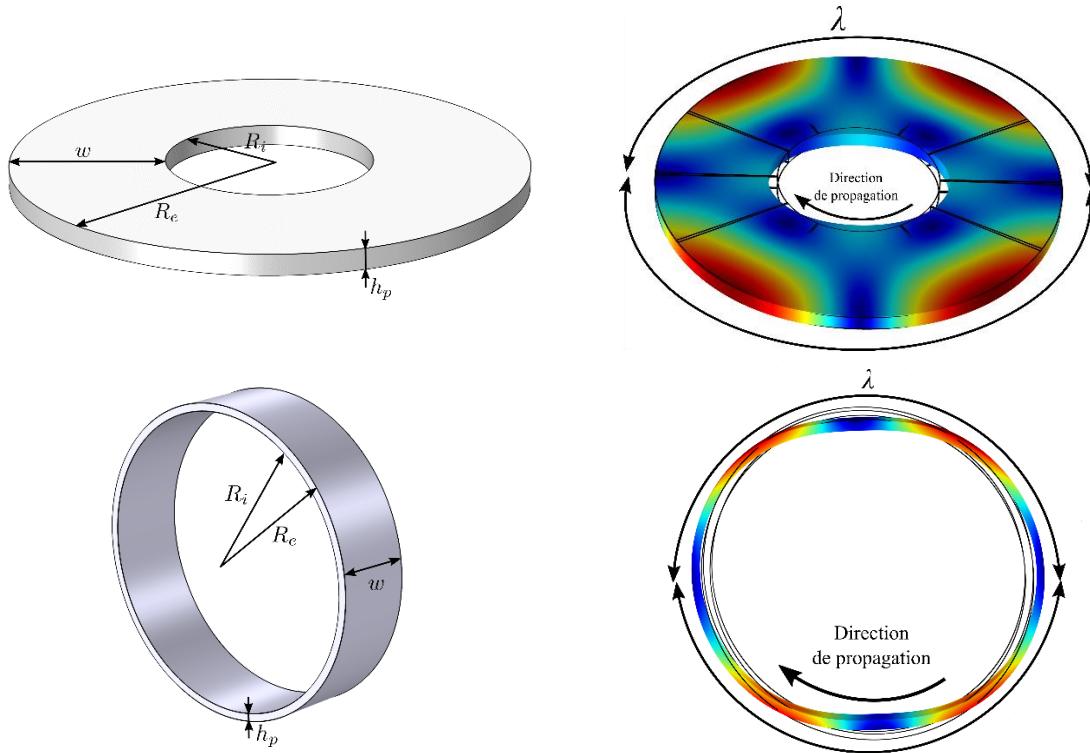


Figure II.6 : Anneau et cylindre piézoélectriques pouvant accueillir une onde progressive de volume

II.4 Génération de l'onde progressive dans le transformateur

II.4.1. Stratégie de commande de l'onde progressive

La génération d'une onde mécanique dans la céramique piézoélectrique se fait par l'application d'une tension sinusoïdale sur des électrodes à la surface du transformateur. Le choix de la géométrie est une condition nécessaire mais pas suffisante à la génération de l'onde progressive. Si l'on excite la céramique avec un seul signal à la résonance, une onde stationnaire est générée. Pour créer l'onde progressive, il est nécessaire de combiner deux ondes stationnaires. Considérons tout d'abord une onde stationnaire $f(x, t)$ à la pulsation ω avec une longueur d'onde λ et une amplitude U .

$$f(x, t) = U \cos(\omega t) \cos\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) \quad (\text{II.3})$$

On considère ensuite une seconde onde stationnaire $g(x, t)$ avec un déphasage temporel de $\frac{\pi}{2}$ et un décalage de $\frac{\lambda}{4}$ par rapport à f .

$$g(x, t) = U \sin(\omega t) \sin\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) \quad (\text{II.4})$$

La combinaison de ces deux ondes stationnaires mène à la génération d'une onde progressive $h(x, t)$.

$$h(x, t) = U \sin(\omega t) \sin\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) + U \cos(\omega t) \cos\left(\frac{2\pi x}{\lambda}\right) = U \cos\left(\omega t - \frac{2\pi x}{\lambda}\right) \quad (\text{II.5})$$

On considère ici un modèle unidimensionnel mais le principe reste identique pour une géométrie annulaire. Ainsi, l'objectif pour générer l'onde progressive dans le transformateur va être de générer ces deux ondes stationnaires. Deux aspects doivent alors être à considérer : le déphasage temporel et le décalage spatial. Le premier va être traité en réglant la tension appliquée sur les électrodes. Le décalage spatial est lui obtenu en concevant un schéma d'électrode particulier à la surface du transformateur piézoélectrique. Un nombre minimum de deux tensions en entrée du transformateur est requis pour assurer la génération de l'onde progressive alors que l'onde stationnaire n'en nécessite qu'une.

II.4.2. Schémas d'électrodes

Nous allons nous intéresser aux différents schémas d'électrodes permettant d'obtenir une onde progressive et sur leur influence sur le système polyphasé de tensions que l'on pourra obtenir en sortie du transformateur. Dans cette partie, nous représenterons les modes de résonance du transformateur à onde de flexion pour plus de visibilité mais les mêmes schémas sont applicables aux ondes de volumes que ce soit pour l'anneau ou le cylindre.

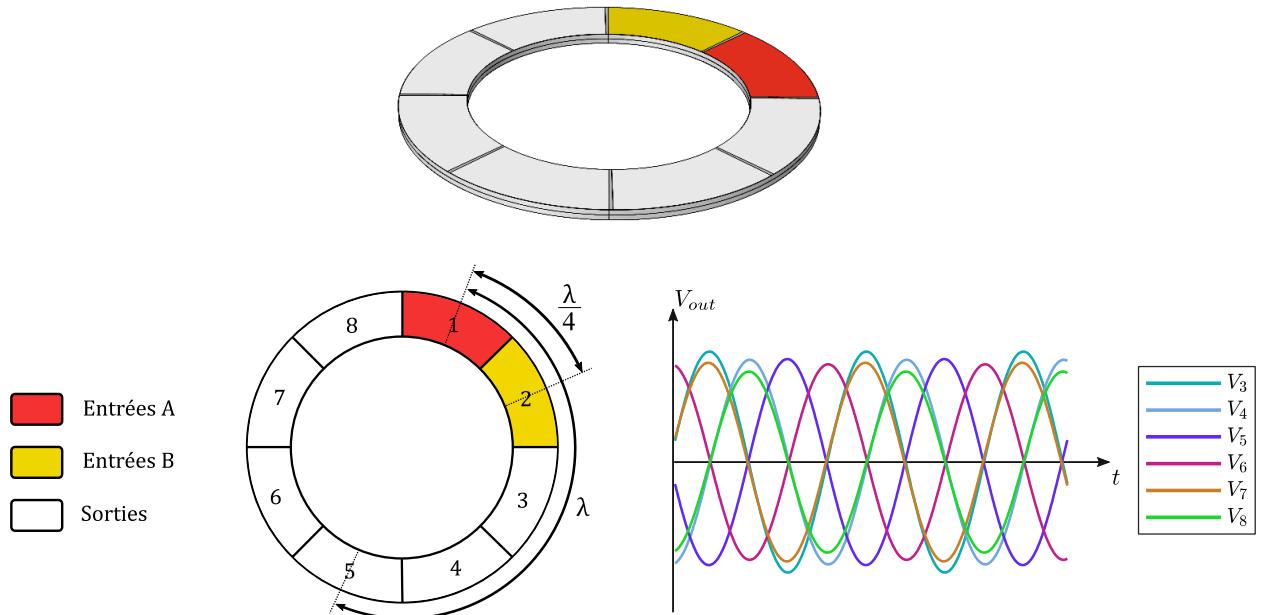
II.4.2.1. Schémas inspirés des moteurs piézoélectriques

Les schémas présentés dans cette section sont assez proches des schémas utilisés dans les moteurs piézoélectriques en anneau. Cependant, des considérations différentes sont à prendre en compte en étudiant un transformateur. La taille et le nombre des électrodes à la surface du transformateur dépend du mode de résonance étudié. Dans le cas d'un anneau en flexion soumis à aucune contrainte ni déplacement externe, le mode de résonance qui apparaît en premier est le 2nd mode présentant deux longueurs d'onde le long de la circonférence de l'anneau (Figure II.5). Pour un anneau ou un cylindre soumis à une onde de volume, on observe le premier mode de résonance qui correspond à une oscillation du diamètre de l'anneau identique pour tous les points de la structure. Dans ce cas-là, il n'y a pas de nœuds et de ventres et on ne peut pas générer une onde progressive.

Ainsi, la solution avec le minimum d'électrodes pour générer l'onde progressive consiste à exciter le 2nd mode de résonance. Sur la Figure II.7, nous avons représenté cette solution qui excite le mode de résonance avec deux électrodes d'entrée, le minimum requis. Sur ce schéma, on a séparé la surface en 8 électrodes réparties en trois groupes : les entrées A pour la génération

de l'onde $f(x, t)$, les entrées B pour l'onde $g(x, t)$ et les électrodes de sortie. Il faut le même nombre d'entrées A et B pour obtenir l'onde progressive. Un déséquilibre aboutirait à un hybride entre une onde stationnaire et une onde progressive. Le déphasage temporel est obtenu par le choix de la tension d'excitation des électrodes. Ainsi, les entrées A sont commandées par un signal en $\cos(\omega t)$ et les entrées B en $\sin(\omega t)$. Dans cette configuration, les électrodes en entrée sont côté à côté et les électrodes de sortie sont situées sur la surface restante. Le nombre de phases en sortie est lié à la taille des électrodes par rapport à la longueur d'onde et non au nombre d'électrodes. Ici bien que l'on ait 6 électrodes de sortie, on obtient alors un système quadriphasé de tensions en sortie. Dans cette solution, les primaires et secondaires sont entièrement séparés et la propagation et l'amortissement de l'onde progressive dans le secondaire aboutit à de nettes différences d'amplitude en sortie du transformateur.

Pour améliorer cela, il est possible d'entremêler les électrodes au primaire et au secondaire et d'augmenter le nombre d'électrodes au primaire. Cela a pour objectif de réamplifier l'onde mécanique après le passage sous une électrode de sortie et éviter ainsi les différences d'amplitude. Sur la Figure II.8 est représenté le nouveau schéma d'électrodes avec cette fois quatre électrodes en entrée et quatre en sortie. Pour ce mode, il est impossible d'isoler les électrodes de sortie et on a nécessairement les électrodes 1 et 8 côté à côté. Ainsi les électrodes en sortie présentent tout de même des différences bien que moins importantes que dans le cas précédent.



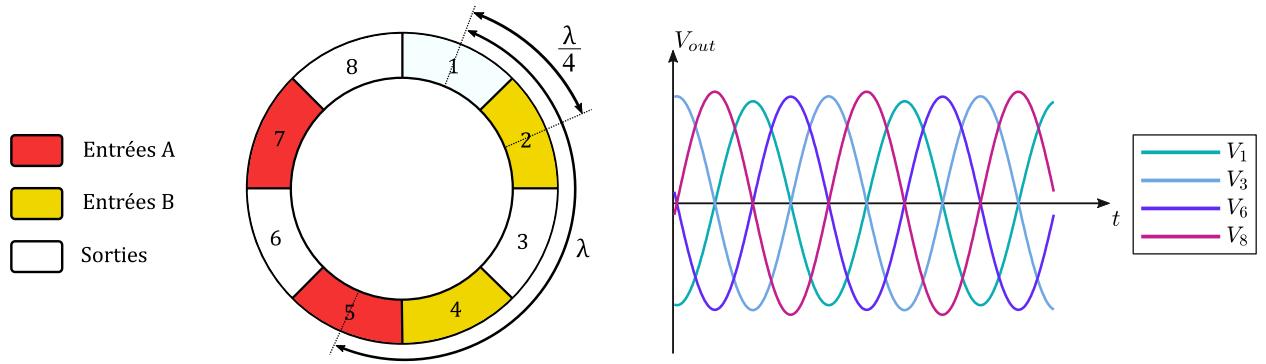


Figure II.8 : Schéma d'électrodes pour la génération de l'onde progressive en flexion. Le mode sollicité est le 2^e mode de flexion avec 4 entrées et 4 sorties.

Pour avoir un système de tensions complètement équilibré en sortie, il est nécessaire d'exciter des modes de résonance plus élevés et notamment le 3^e mode de résonance. La déformation dans un anneau de flexion pour ce mode est représentée Figure II.9. Ce mode est particulièrement intéressant puisque le schéma d'électrodes présente des symétries par rapport au 2nd mode ou au 4^e par exemple.

Un schéma d'électrodes permettant l'intégration du primaire et du secondaire pour ce mode est représenté à la Figure II.10. La répartition des électrodes en groupes est identique à précédemment avec cependant plus d'électrodes en entrée dans ce cas ce qui implique une petite modification pour la commande. En effet l'onde stationnaire présente des ventres dont les sens sont opposés. Ainsi, pour générer l'onde stationnaire A dans l'exemple de la Figure II.10, il faut commander l'électrode 1 avec un signal $V_{A+} = U \cos(\omega t)$ et l'électrode 11 avec $V_{A-} = -U \cos(\omega t)$. Dans la pratique, l'application de l'excitation sur l'électrode inférieure ou supérieure permet d'obtenir le résultat.

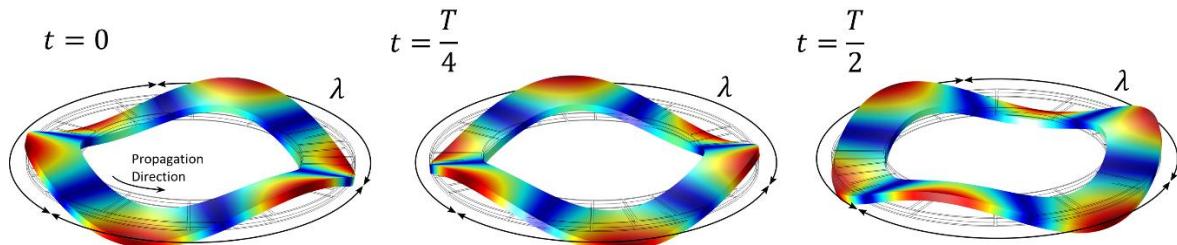


Figure II.9 : 3^e mode de résonance de l'anneau en flexion à différents instants du passage de l'onde progressive

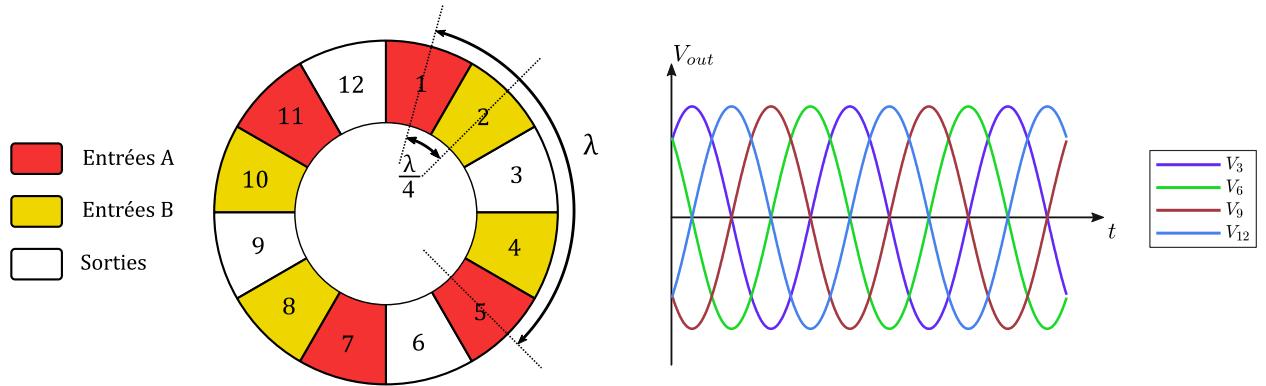


Figure II.10 : Schéma d'électrodes pour la génération de l'onde progressive en flexion. Le mode sollicité est le 3^e mode de flexion avec 8 entrées et 4 sorties.

Le nombre de phases en sortie est directement lié à la taille des électrodes de sortie. Sur la Figure II.11, on a diminué la taille des électrodes de sortie et on peut ainsi obtenir un système octophasé bien que les amplitudes soient légèrement différentes du fait du passage de l'onde.

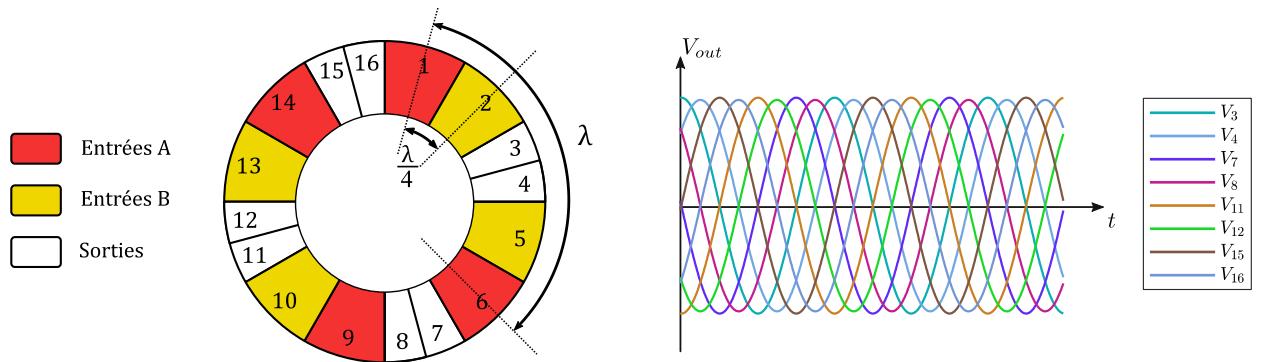


Figure II.11 : Schéma d'électrodes pour la génération de l'onde progressive en flexion. Le mode réveillé est le 3^e mode de flexion avec 8 entrées et 8 sorties.

Enfin, on a considéré le 3^e mode de résonance puisqu'il présente des symétries mais on peut exciter d'autres modes de résonance. Le schéma pour le 4^e mode de résonance est présenté Figure II.12. Comme pour le 2nd mode de résonance, on voit que la répartition des électrodes de sortie n'est pas parfaitement régulière. En suivant la même stratégie de répartition des électrodes, deux électrodes de sortie sont nécessairement côté à côté pour garder l'équilibre entre les deux systèmes d'entrée. Ces solutions sont toutes basées sur la même stratégie inspirée de la commande des moteurs ultrasoniques mais d'autres schémas d'électrode sont possibles.

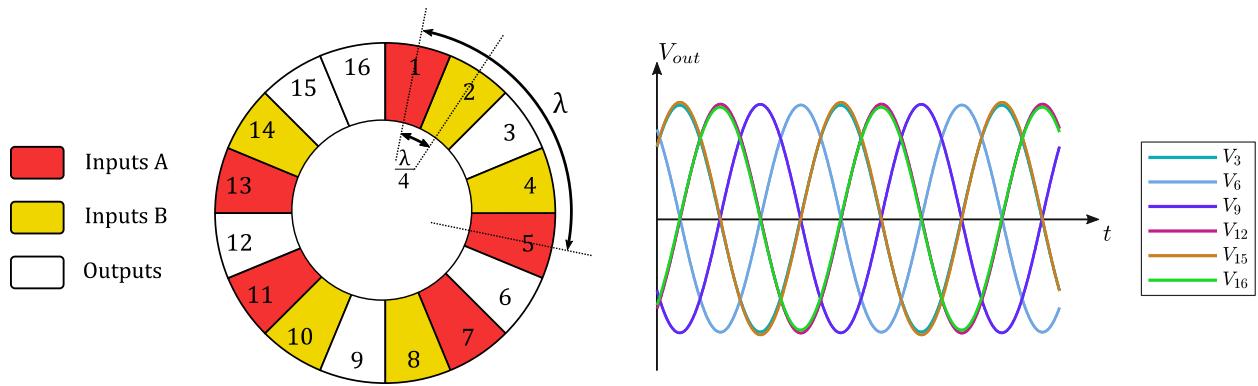


Figure II.12 : Schéma d'électrodes pour la génération de l'onde progressive en flexion. Le mode réveillé est le 4^e mode de flexion

II.4.2.2. Autres schémas d'électrodes

Dans les propositions précédentes, les électrodes occupent chacune tout l'espace entre le rayon intérieur et le rayon extérieur limitant ainsi l'emplacement des électrodes de sortie. En n'ayant pas d'électrodes de sortie adjacentes, on obtient un système polyphasé sans déséquilibre entre les phases. La problématique d'une telle solution est qu'un schéma d'électrodes correspond à un seul mode de résonance. On peut cependant comme dans [8] imaginer des schémas d'électrodes permettant d'exciter différents modes multiples avec un même schéma, par exemple les modes 3, 6, 9 et 12. Cela permet d'apporter de la versatilité au convertisseur en proposant différentes fréquences de fonctionnement. Malgré tout le nombre de phases disponibles en sortie reste fixe.

Ainsi, une solution pour obtenir plus de flexibilité sur les modes excités et le nombre de phases disponibles consiste à séparer le primaire et le secondaire non pas suivant l'angle sur l'anneau mais selon le rayon. Un exemple d'un tel schéma est montré Figure II.13 avec l'allure correspondante sur le modèle 3D. On a, à l'extérieur, les électrodes primaires et à l'intérieur les électrodes secondaires. Puisque l'on a séparé le primaire et le secondaire on peut concevoir des tailles d'électrodes différentes. Ainsi, sur ce schéma le primaire correspond à l'excitation du 2nd mode. Les électrodes au secondaire peuvent alors avoir n'importe quelle taille. Le nombre de phases disponibles correspondra à la taille par rapport au mode excité. Ici, on peut obtenir jusqu'à 6 phases mais aussi un système triphasé en connectant les électrodes de sortie deux à deux.

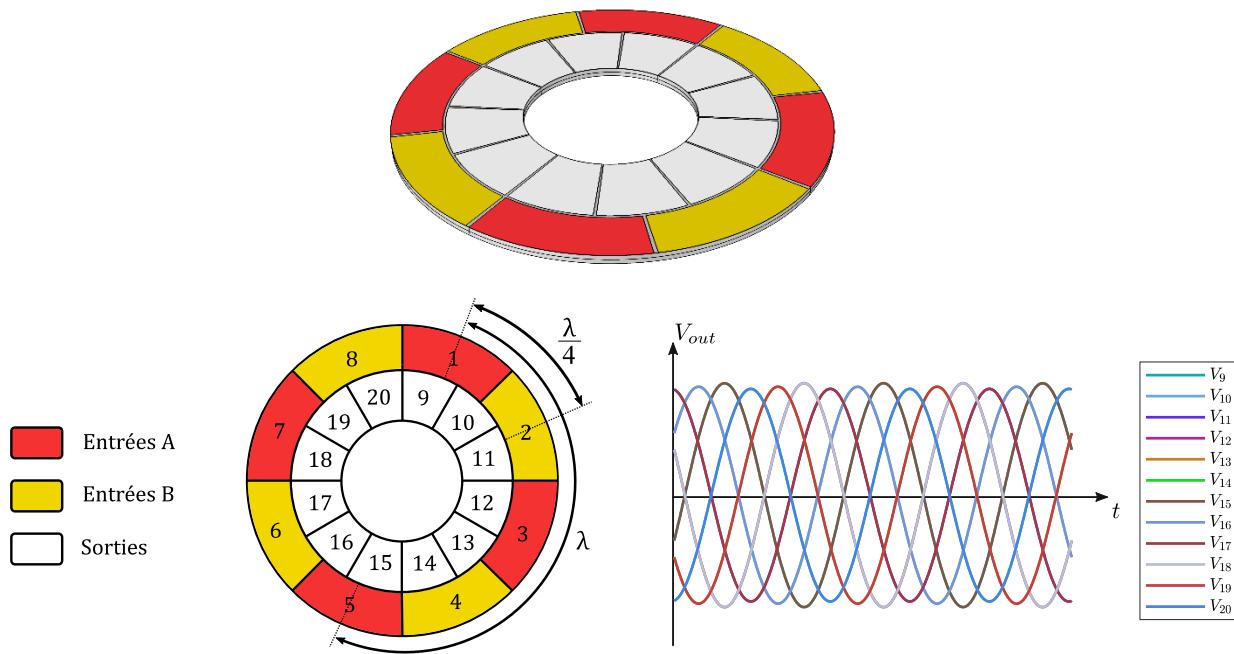


Figure II.13 : Schéma d'électrodes avec primaire et secondaire séparées pour la génération de l'onde progressive en flexion.

Cette solution est valable pour un anneau mais la même idée est applicable au cylindre en séparant les surfaces externes et internes en bandes d'électrodes primaires et secondaires. Pour obtenir un meilleur couplage, le secondaire peut être intégré entre deux bandes d'électrodes primaires (Figure II.14).

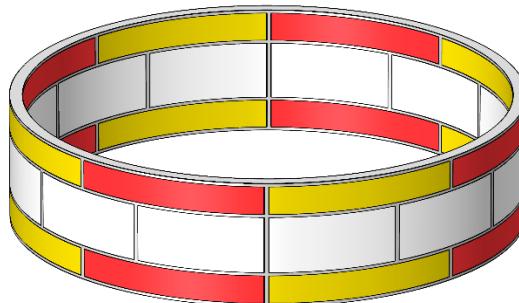


Figure II.14 : Cylindre piézoélectrique avec électrodes primaires et secondaires séparées.

II.4.2.3. Conclusion sur les schémas d'électrode

Les solutions de la section II.4.2.2 offrent plus de versatilité dans le choix du mode excité et du nombre de phases disponibles mais les électrodes primaires et secondaires sont figées dès la conception. Comme pour le transformateur en mode radial de la Figure I.8, l'asymétrie entre primaire et secondaire permet un réglage supplémentaire notamment pour le gain en tension. Pour l'onde de flexion, notamment, les contraintes sont différentes selon que le point est plus ou moins proche de l'extérieur. Les solutions présentées dans la section II.4.2.1 ont l'avantage

de pouvoir régler la surface correspondant au secondaire et au primaire selon le branchement de chaque électrode avec le même schéma. Cela permet ainsi d'avoir un paramètre de réglage sur la puissance transmise qui est directement liée au rapport entre la surface du primaire et du secondaire. Enfin, d'un point de vue plus pratique, augmenter le nombre d'électrodes augmente aussi la surface inter-électrode non-occupée et limite la puissance maximale transmise par le transformateur.

Parmi les solutions de la section II.4.2.1, il nous apparaît que les solutions symétriques, i.e. qui excitent les modes 3, 6, 9, ..., sont les plus intéressantes en proposant un système équilibré de tensions en sortie. Le choix du mode de résonance dépend alors de l'application choisie. Dans certains cas, il est intéressant de travailler à des fréquences plus élevées et donc d'exciter des modes de résonance plus élevés. Cependant, pour ces modes plus élevés, la taille des électrodes est de plus en plus réduite et les procédés de fabrication peuvent ainsi être une limite à l'augmentation de la fréquence de travail.

L'objectif de cette thèse est d'abord la validation du fonctionnement du transformateur piézoélectrique à onde progressive. Dans un premier temps, nous avons ainsi choisi les structures avec le moins d'électrodes et offrant une mise en place rapide et nous nous sommes donc concentrés sur le schéma d'électrodes de la Figure II.10.

II.5 Représentation électrique du transformateur piézoélectrique à onde progressive

Le transformateur piézoélectrique à onde progressive présente de nombreux couplages entre toutes les électrodes qu'il convient de caractériser électriquement. Cette étape est nécessaire pour avoir une meilleure compréhension du système et permettre la conception et la simulation de convertisseurs de puissance. Avant de complètement caractériser le comportement électrique, nous choisissons une représentation de ce transformateur inspirée des quadripôles. Un quadripôle (Figure II.15 a)) est représenté entièrement par sa matrice d'admittance Y_{tot} reliant les courants entrant aux tensions aux terminaux du quadripôle.

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Notre transformateur est un multipôle à n électrodes comme montré sur la Figure II.15 b) avec les conventions concernant le sens du courant. Le comportement électrique du transformateur est ainsi parfaitement traduit par la matrice d'admittance Y_{tot} de taille $n \times n$. Cette matrice est symétrique puisque le transformateur considéré est passif.

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_i \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & \cdots & Y_{1i} & \cdots & Y_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{1i} & \cdots & Y_{ii} & \cdots & Y_{ni} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{1n} & \cdots & Y_{in} & \cdots & Y_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_i \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} \quad (\text{II.7})$$

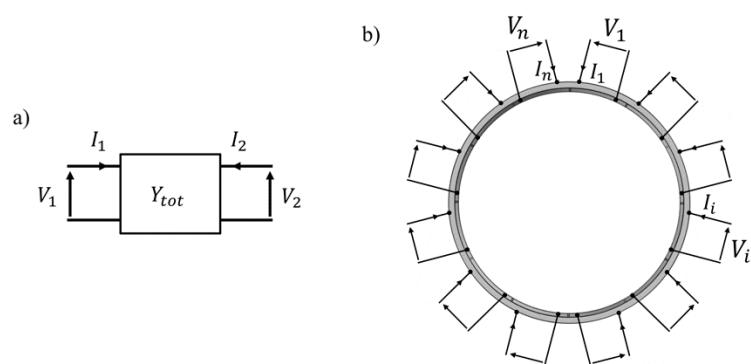


Figure II.15 : Matrice d'admittance et transformateur piézoélectrique à onde progressive comme multipôle.

II.6 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre l'intérêt du transformateur piézoélectrique à onde progressive par rapport à ceux à onde stationnaire pour des applications en électronique de puissance. Bien que la structure d'un tel transformateur soit plus complexe que les architectures classiques, cela permet d'obtenir un système polyphasé au secondaire. Nous avons ensuite abordé les différentes géométries en flexion et onde de volume. Enfin, la stratégie de commande du transformateur inspirée des moteurs ultrasoniques a été présentée. Il est possible avec une même géométrie de jouer sur la taille et le nombre d'électrodes pour obtenir le nombre de phases souhaitées en sortie du transformateur. Une telle structure présentant de nombreux couplages entre électrodes est parfaitement représentée par une matrice d'admittance décrivant le comportement électrique sur une gamme de fréquences.

Les deux types de structures, à onde de flexion et à onde de volume, ont été étudiés durant cette thèse et nous présenterons les performances de ces structures respectivement dans le Chapitre III et le Chapitre IV. De plus, dans la suite de cette thèse, nous allons nous intéresser tout particulièrement à la définition de la matrice d'admittance que ce soit par un modèle purement analytique dans le Chapitre III ou bien expérimentalement par mesures sur un transformateur déjà fabriqué dans le Chapitre IV.

Bibliographie

- [1] C. Kauczor, T. Schulte, and H. Grotstollen, “Piezoelectric Transformer of Travelling Wave Type,” in *Actuator 2004*, 2003, pp. 395–398, <https://www.hni.uni-paderborn.de/pub/2332>.
- [2] G. Séguier, P. Delarue, and C. Rombaut, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Volume 2, La conversion alternatif-alternatif*. Editions TEC & DOC, 2007.
- [3] F. Gruson, “Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse,” Ecole Centrale de Lille, 2010, <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01128262>.
- [4] M. Kurosawa, M. Takahashi, and T. Higuchi, “Ultrasonic Linear Motor Using Surface Acoustic Waves,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 43, no. 5, 1996, <http://dx.doi.org/10.1109/58.535493>.
- [5] N. W. Hagood and A. J. McFarland, “Modeling of a piezoelectric rotary ultrasonic motor,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 42, no. 2, pp. 210–224, Mar. 1995, <http://dx.doi.org/10.1109/58.365235>.
- [6] M. Kurabayashi, S. Ueha, and E. Mori, “Excitation conditions of flexural traveling waves for a reversible ultrasonic linear motor,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 77, no. 4, pp. 1431–1435, Apr. 1985, <http://dx.doi.org/10.1121/1.392037>.
- [7] H. Hariri, Y. Bernard, and A. Razek, “A traveling wave piezoelectric beam robot,” *Smart Materials and Structures*, vol. 23, no. 2, p. 025013, Feb. 2014, <http://dx.doi.org/10.1088/0964-1726/23/2/025013>.
- [8] W. H. Duan, S. T. Quek, and Q. Wang, “A novel ring type ultrasonic motor with multiple wavenumbers: design, fabrication and characterization,” *Smart Mater. Struct.*, vol. 18, pp. 125025–13, 2009, <http://dx.doi.org/10.1088/0964-1726/18/12/125025>.
- [9] J.-S. Ro, K.-P. Yi, T.-K. Chung, H.-K. Jung, and H.-K. Jung, “Characteristic analysis and shape optimal design of a ring-type traveling wave ultrasonic motor,” *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 63, no. 1, p. 10901, Jul. 2013, <http://dx.doi.org/10.1051/epjap/2013130069>.
- [10] T. Peng, H. Shi, X. Liang, F. Luo, and X. Wu, “Experimental investigation on sandwich structure ring-type ultrasonic motor,” *Ultrasonics*, vol. 56, pp. 303–307, 2015, <http://dx.doi.org/10.1016/j.ultras.2014.08.014>.

Chapitre III

Modélisation analytique et performances du transformateur piézoélectrique à onde progressive de flexion

Sommaire

| | | |
|-------|---|----|
| III.1 | Introduction..... | 46 |
| III.2 | État de l'art des modèles de transformateurs piézoélectriques..... | 46 |
| III.3 | Modèle analytique du transformateur à onde progressive de flexion. | 49 |
| III.4 | Exploitation du modèle..... | 58 |
| III.5 | Modélisation des limites de fonctionnement du transformateur..... | 60 |
| III.6 | Description du dispositif expérimental pour la validation du modèle.... | 62 |
| III.7 | Comportement du transformateur piézoélectrique et comparaison avec les modèles | 69 |
| III.8 | Utilisation du modèle analytique pour la conception du transformateur piézoélectrique optimisé..... | 78 |
| III.9 | Conclusion..... | 85 |
| | Bibliographie | 86 |

III.1 Introduction

La conception d'un transformateur piézoélectrique n'est réalisable qu'en ayant un modèle dans le domaine électrique permettant de traduire son comportement électromécanique afin qu'il puisse se simuler en présence d'un circuit. En effet dans la plupart des cas le transformateur piézoélectrique fait partie intégrante d'un convertisseur de puissance comme nous le verrons au Chapitre V. L'objectif de la modélisation est donc à la fois de comprendre l'influence des différentes grandeurs, qu'elles soient géométriques, électriques ou bien les propriétés du matériau, sur les performances électriques du transformateur mais aussi de permettre la simulation d'un convertisseur de puissance complet, incluant le transformateur piézoélectrique. Cet aspect sera traité plus en détail dans le Chapitre IV. Dans ce chapitre, nous nous sommes focalisés sur le transformateur à onde progressive de flexion mais la modélisation a été réalisée de même pour le transformateur à onde de volume. Dans un premier temps, nous présenterons un état de l'art de la modélisation des transformateurs piézoélectriques à onde stationnaire pour montrer les limites des méthodes classiques pour la description du transformateur à onde progressive. Nous présenterons ensuite la modélisation analytique et la prise en compte des limites de fonctionnement du transformateur. La méthode d'utilisation du modèle pour obtenir les grandeurs électriques et mécaniques caractéristiques sera décrite après. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous comparerons les résultats du modèle avec les simulations par éléments finis et les mesures sur un transformateur à onde de flexion fabriqué puis nous étudierons plus en détail les performances du transformateur à onde de flexion. Enfin, dans la dernière section, nous présenterons les premiers travaux utilisant le modèle analytique pour concevoir le transformateur piézoélectrique à onde de flexion.

III.2 État de l'art des modèles de transformateurs piézoélectriques

Dans cet état de l'art, nous nous attarderons d'abord sur la modélisation des transformateurs dits classiques tels que les « Rosen » ou les « mode épaisseur » utilisant une onde stationnaire et non une onde progressive. Ces architectures classiques de transformateur fonctionnent avec une onde de volume stationnaire.

Les premiers modèles analytiques réalisés à partir des équations de la piézoélectricité sont basés sur l'étude de la déformation mécanique en fonction du champ électrique appliqué. Dans le cas d'un élément piézoélectrique simple, l'étude analytique permet de lier les grandeurs mécaniques aux grandeurs électriques. On aboutit ainsi à une représentation sous la forme d'un circuit équivalent (hexapôle) appelé modèle de Mason (Figure III.1) [1]. Ce modèle fait le lien entre grandeurs électriques (tension V et courant I) et grandeurs mécaniques (vitesses v_i et forces F_i). Dans ce schéma, la capacité C_0 traduit le caractère diélectrique du matériau piézoélectrique. Les impédances mécaniques Z_i font le lien entre les grandeurs mécaniques aux deux extrémités de la céramique. Les lois de comportement de la piézoélectricité permettent de faire le lien entre le domaine électrique et mécanique par l'intermédiaire d'un transformateur

idéal avec un coefficient ψ caractérisant le couplage électromécanique. Cette modélisation permet de retranscrire le comportement électromécanique de n'importe quel élément piézoélectrique quel que soit le type d'effet piézoélectrique sollicité : direct (actionneur, transformateur) ou inverse (capteur, récupérateur d'énergie ou transformateur).

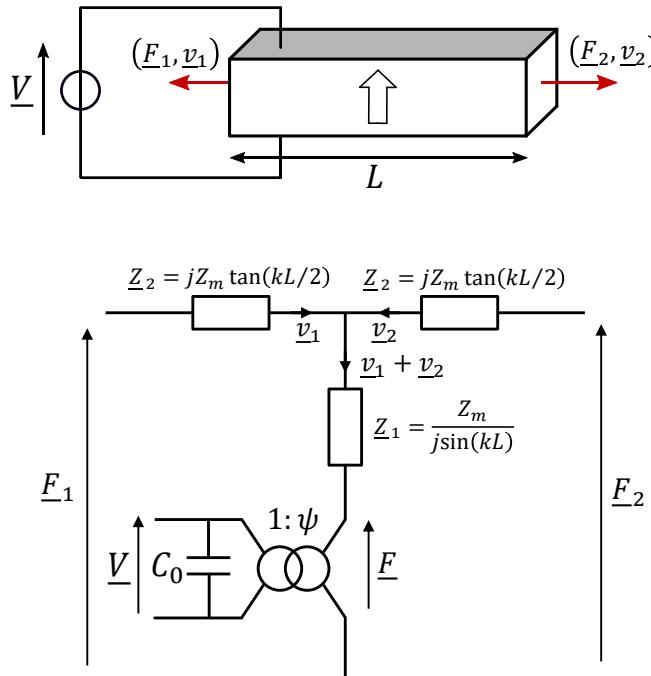


Figure III.1 : Modèle de Mason d'une céramique piézoélectrique en mode transversal

L'obtention du modèle complet d'un transformateur se fait par l'association mécanique de deux modèles de Mason, l'un pour le primaire, l'autre pour le secondaire. Pour le cas d'un transformateur avec des conditions aux limites libres, la force à l'extrémité est nulle et on a donc simplement une vitesse de déplacement représentée par le courant dans les différentes impédances mécaniques. Le lien se fait entre les deux schémas par la force à l'interface entre les deux. Une méthode mathématique de simplification permet alors de simplifier le circuit équivalent pour aboutir au schéma électrique classique de transformateur piézoélectrique présenté Figure III.2. Dans ce modèle chaque résonance mécanique est représentée par une branche dite motionnelle de type RLC série. Les condensateurs en entrée et en sortie C_1 et C_2 représentent les capacités diélectriques des électrodes au primaire et au secondaire. On retrouve par ailleurs les coefficients ψ_1 et ψ_2 qui représentent les couplages électromécaniques au primaire et au secondaire. Les éléments du circuit équivalent dépendent de la géométrie du transformateur et des propriétés du matériau.

Ces modèles classiques sont ainsi utilisés pour leur simplicité et leur précision lorsque le régime de fonctionnement est linéaire (faibles déformations). Ils permettent la conception en amont du transformateur puisque les paramètres du circuit électrique sont dépendants des

grandeur géométriques et des propriétés du matériau piézoélectrique. Si le transformateur existe, ils permettent d'extraire expérimentalement ces paramètres par des mesures d'impédance et par identification.

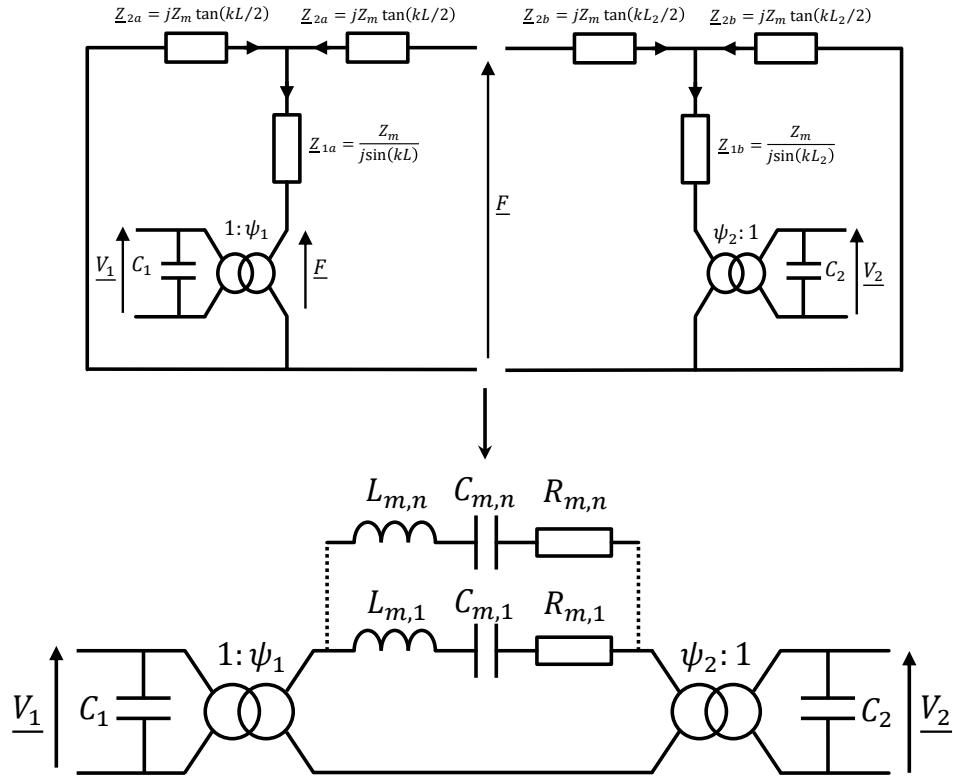


Figure III.2 : Circuit équivalent d'un transformateur piézoélectrique

Cependant, dans le cadre de notre transformateur, plusieurs aspects rendent l'application de ces modèles difficile. La première vient que les hypothèses sur les conditions aux limites ne sont pas valides. La simplification du système précédent en un circuit RLC est un processus mathématique [2] rendu possible par la définition de conditions aux limites fixes (libre, encastré,...). Dans le cas de notre transformateur, l'onde se propage le long de la circonférence de la structure et ne rencontre pas de conditions aux limites indépendantes du temps, ne permettant ainsi pas la simplification du système. Le second problème tient en la géométrie de la structure. Dans les transformateurs classiques, le mode de déformation de la structure peut se ramener à une seule dimension. Ainsi, dans le cas des transformateurs disques ou en épaisseur, bien que l'on ait une géométrie circulaire, la seule variable concernant la déformation est la hauteur ; pour les transformateurs en mode radial, c'est le rayon. Dans notre cas, la déformation dépend à la fois de la position le long de la circonférence et le long du rayon ce qui complexifie la modélisation.

Ce problème de modélisation à deux dimensions a été étudié dans le domaine des moteurs piézoélectriques mais avec des objectifs différents. Dans ce domaine, l'objectif est de déterminer la rotation du rotor en fonction des paramètres électriques et géométriques. Ainsi,

le but n'est pas d'obtenir un modèle électrique mais de caractériser l'onde progressive dans le stator en incluant l'influence de la friction entre le rotor et le stator [3]. Différentes techniques sont utilisées pour caractériser cela, notamment par éléments finis [4] ou volumes finis [5]. Une modélisation analytique est aussi possible en utilisant des principes variationnels [6]. Un Lagrangien permet de caractériser toute l'énergie dans le stator, qu'elle soit mécanique ou électrique. En utilisant le principe d'Hamilton qui minimise la variation du Lagrangien, il est alors possible de revenir aux équations du système. En appliquant ce principe à un système piézoélectrique on peut ainsi retrouver les équations de la piézoélectricité et décrire le comportement du moteur piézoélectrique [7]. Cette technique a été aussi utilisée pour modéliser les transformateurs piézoélectriques de type Rosen [8] ou des transformateurs circulaires en flexion [9]. La problématique principale réside dans le fait qu'il faut complètement définir le système avec ses entrées et sorties. Pour un transformateur piézoélectrique, il faut ainsi caractériser la charge électrique au secondaire idéalement linéaire pour pouvoir résoudre le problème. De plus, l'application aux transformateurs a été faite pour des topologies classiques à onde stationnaire où le problème se réduit à une dimension et avec peu d'électrodes.

A la suite de cela, nous avons conclu qu'il est difficile d'obtenir un modèle circuit précis et rapide du transformateur piézoélectrique à onde progressive qui soit compatible avec les logiciels de simulation électrique. Dans un premier temps, nous avons donc choisi d'appliquer la modélisation classique basée sur le modèle de Mason pour décrire le comportement du transformateur. Comme nous l'avons évoqué plus haut, la mise en œuvre de cette modélisation pose des problèmes vis-à-vis des conditions aux limites et de la géométrie du transformateur ainsi que vis-à-vis des fortes hypothèses nécessaires pour aboutir à la résolution du modèle. Toutefois, le choix de cette modélisation s'est fait pour sa simplicité d'implémentation et sa rapidité par rapport aux autres solutions bien que la précision puisse être moindre. Pour permettre la résolution du modèle, nous avons trouvé ainsi un formalisme permettant de relier toutes les conditions aux limites entre elles pour s'affranchir de conditions aux limites fixes dans le temps. Nous présenterons dans ce chapitre la modélisation relative au transformateur à onde de flexion.

III.3 Modèle analytique du transformateur à onde progressive de flexion.

La stratégie de modélisation pour le transformateur piézoélectrique à onde progressive consiste à séparer l'anneau en différentes sections. Pour chaque section, on va chercher à lier les grandeurs mécaniques et électriques. La représentation d'un élément piézoélectrique par son modèle de Mason (Figure III.1) n'est valable que pour un élément rectiligne soumis à une onde de volume. La première hypothèse que nous réalisons pour pouvoir trouver une relation entre les différentes grandeurs est d'assimiler ces sections d'anneaux à des poutres rectilignes. Cette hypothèse permet de passer d'un problème bidimensionnel à un problème unidimensionnel où le seul paramètre est la position le long de la circonférence de l'anneau. Dans le cas d'une onde

de flexion, on n'aura pas de modèle équivalent circuit de l'élément piézoélectrique mais simplement une relation matricielle entre les grandeurs mécaniques et les grandeurs électriques, basée sur la théorie d'Euler Bernoulli. Enfin, comme évoqué précédemment, la modélisation par circuit RLC d'un transformateur classique n'est possible que par l'existence de conditions aux limites dans la direction de propagation. Ici, le milieu de propagation est continu, nous choisissons donc une représentation différente du comportement du transformateur piézoélectrique par une matrice d'admittance Y_{tot} . Nous avons précisé dans le Chapitre II le choix et l'utilité de cette représentation. Ainsi l'objectif de ce modèle analytique est de déterminer cette matrice d'admittance à l'aide des paramètres géométriques et des propriétés du matériau.

Dans la suite de ce chapitre, nous considérerons un transformateur piézoélectrique de flexion comme présenté dans le Chapitre II (Figure II.5). Il est constitué de n électrodes. La première étape de la modélisation consiste à déterminer les relations entre grandeurs mécaniques et électriques pour un élément de poutre soumis à la flexion. Cet élément est un bimorphe du fait de la structure du transformateur. De nombreux travaux ont déjà abordés cette étude [10], [11] mais nous détaillerons tout de même l'obtention des matrices de transfert adaptées à notre problème. L'obtention des matrices de transfert pour le transformateur à onde de volume est détaillée dans l'Annexe II. Nous présenterons ensuite le chainage des matrices de transfert permettant d'obtenir la matrice d'admittance.

III.3.1. Modélisation d'un élément simple soumis à la flexion

L'élément à modéliser est représenté Figure III.3, c'est un bimorphe constitué de deux couches piézoélectriques polarisées dans des sens inverses. On s'intéresse à la $k^{\text{ème}}$ section de l'anneau. Une électrode est située sur la surface inférieure tandis que l'autre est sur la surface supérieure. L'élément est de longueur L_k , de largeur w et chaque couche piézoélectrique a une épaisseur h_p . Ainsi l'épaisseur de l'élément complet est $h = 2h_p$.

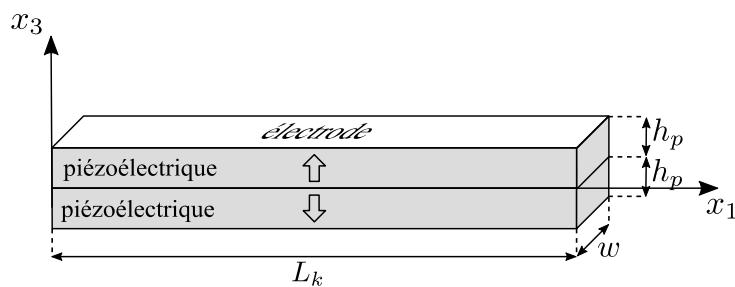


Figure III.3 : Élément de poutre bimorphe

Pour se placer dans les conditions d'application des modèles il est nécessaire de faire un certain nombre d'hypothèses :

- (1) On assimile les sections d'anneaux à des poutres. Cela équivaut à considérer la longueur de la poutre très petite devant le rayon de l'anneau.

- (2) La déformation est considérée identique quelle que soit la position du point considéré sur la largeur de l'anneau. Le seul paramètre est alors un paramètre x_1 déterminant la position du point le long de la circonférence de l'anneau.
- (3) On ne considère qu'un effort transversal sans effet longitudinal et on se place dans les conditions d'applications de Euler-Bernoulli en négligeant les efforts de cisaillement (modèle de Timoshenko).
- (4) La largeur et l'épaisseur sont supposées petites devant la longueur de la poutre.
- (5) On négligera l'épaisseur d'isolant et de colle entre les deux céramiques piézoélectriques : on considérera ainsi le bimorphe réduit uniquement à ses deux seuls éléments piézoélectriques.
- (6) On considère qu'aucun effort n'est appliqué à la surface du transformateur piézoélectrique autre que celui généré par l'effet piézoélectrique.
- (7) L'analyse est harmonique à la pulsation ω en régime établi.

Lorsqu'il est soumis à une onde de flexion, l'élément va se déformer comme montré Figure III.4. L'onde crée un déplacement u_3 dans la direction de l'épaisseur x_3 . Le mode piézoélectrique considéré durant cette déformation est le mode transversal caractérisé par le coefficient d_{31} . Cette déformation est caractérisée par différentes grandeurs mécaniques que l'on déterminera aux extrémités de la section considérée :

- La vitesse linéaire U en m.s-1
- La vitesse angulaire Φ en rad.s-1
- Le moment fléchissant M en N.m
- La force tranchante F en N

Les grandeurs électriques sont la tension V_k entre les électrodes et le courant I_k qui circule.

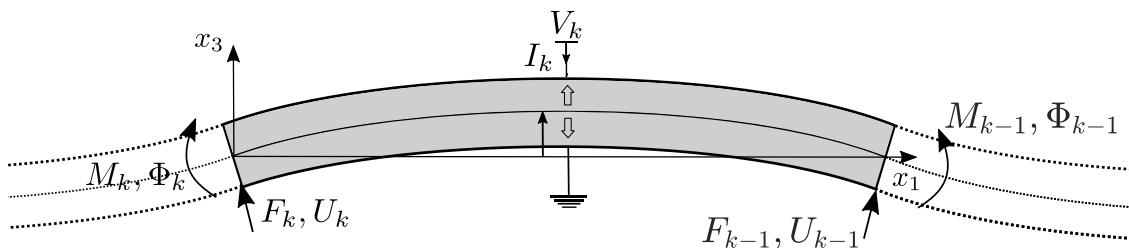


Figure III.4 : Poutre bimorphe soumise à une onde de flexion

La méthode de calcul a été étudiée dans [11] et nous présenterons ici simplement les principales étapes du calcul de la matrice de transfert adapté à notre configuration. Cette méthode se base sur la théorie des poutres d'Euler-Bernoulli avec les hypothèses faites précédemment.

Cette théorie permet de déterminer les relations qui lient le moment fléchissant et la force tranchante au déplacement u_3 et à la tension V_k . Le détail des calculs pour aboutir à ces relations est présenté dans l'Annexe I.

$$M = -K_b \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} + N_b V_k \quad (\text{III.1})$$

$$F = \frac{\partial M}{\partial x_1} = -K_b \frac{\partial^3 u_3}{\partial x_1^3} \quad (\text{III.2})$$

K_b est la rigidité effective à la flexion de la poutre en N.m² et dans notre configuration est notée :

$$K_b = \frac{2 wh_p^3}{3 s_{p11}^e} \quad (\text{III.3})$$

avec s_{p11}^e la souplesse du matériau piézoélectrique en Pa dans la direction correspondante.

N_b est un coefficient caractérisant la conversion électromécanique en N.m/V et est défini par :

$$N_b = -\frac{1}{2} \frac{d_{31}}{s_{p11}^e} wh_p \quad (\text{III.4})$$

Avec d_{31} le coefficient piézoélectrique en C/N.

En écrivant le principe fondamental de la dynamique à un petit élément de volume on peut alors déterminer l'équation de propagation régissant u_3 :

$$K_b \frac{\partial^4 u_3}{\partial x_1^4} + \rho_p wh \frac{\partial^2 u_3}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{III.5})$$

avec ρ_p la masse volumique du matériau piézoélectrique.

Cette équation de propagation est typique de la flexion d'un matériau et sa résolution connue [12]. On peut exprimer la solution u_3 sous la forme de somme de cosinus et sinus trigonométriques et hyperboliques :

$$\underline{u}_3(x_1, t) = \left(\alpha_1 \cos\left(\frac{2\pi x_1}{\lambda}\right) + \alpha_2 \sin\left(\frac{2\pi x_1}{\lambda}\right) + \alpha_3 \cosh\left(\frac{2\pi x_1}{\lambda}\right) + \alpha_4 \sinh\left(\frac{2\pi x_1}{\lambda}\right) \right) e^{j\omega t} \quad (\text{III.6})$$

avec λ la longueur de l'onde :

$$\lambda = 2\pi \left(\frac{K_b}{\rho_p wh \omega^2} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (\text{III.7})$$

L'étape suivante consiste alors à déterminer les valeurs des α_i pour l'élément concerné en fonction des conditions aux limites de chaque côté. On a en effet :

$$\begin{aligned} U_k &= \left. \frac{\partial u_3}{\partial t} \right|_{x_1=0}, & U_{k-1} &= \left. \frac{\partial u_3}{\partial t} \right|_{x_1=L_k} \\ \Phi_k &= -\left. \frac{\partial u_3}{\partial t \partial x_1} \right|_{x_1=0}, & \Phi_{k-1} &= -\left. \frac{\partial u_3}{\partial t \partial x_1} \right|_{x_1=L_k} \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

Ainsi en intégrant (III.6) dans (III.8), on obtient un système de quatre équations à quatre inconnues α_i . On peut alors résoudre ce système et obtenir une relation entre les α_i et les grandeurs ($U_k, \Phi_k, U_{k-1}, \Phi_{k-1}$).

$$\begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \end{pmatrix}_k = A_k \begin{pmatrix} U_k \\ \Phi_k \\ U_{k-1} \\ \Phi_{k-1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.9})$$

La matrice A_k est définie par :

$$A_k = \frac{1}{2j\omega(cm-1)} \begin{pmatrix} -1 - (sn + cm) & (sm - cn)\frac{\lambda}{2\pi} & m - c & (n - s)\frac{\lambda}{2\pi} \\ cn + sm & (1 - (sn + cm))\frac{\lambda}{2\pi} & -(n + s) & -(m - c)\frac{\lambda}{2\pi} \\ -1 + sn + cm & -(sm - cn)\frac{\lambda}{2\pi} & -(m - c) & -(n - s)\frac{\lambda}{2\pi} \\ -(cn + sm) & (1 + (sn - cm))\frac{\lambda}{2\pi} & n + s & (m - c)\frac{\lambda}{2\pi} \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

avec $c = \cos\left(\frac{2\pi L_k}{\lambda}\right)$, $s = \sin\left(\frac{2\pi L_k}{\lambda}\right)$, $m = \cosh\left(\frac{2\pi L_k}{\lambda}\right)$, $n = \sinh\left(\frac{2\pi L_k}{\lambda}\right)$.

Le déplacement u_3 dans l'élément k est ainsi complètement défini par les vitesses linéaires et angulaires à ses extrémités. Nous avons de plus déterminé les moments de flexion et forces tranchantes en fonction de u_3 (III.1)(III.2) et de la tension V_k . On peut donc aboutir, après réorganisation des matrices, à la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} F_k \\ M_k \\ U_k \\ \Phi_k \end{pmatrix} = G_{L_k} \begin{pmatrix} F_{k-1} \\ M_{k-1} \\ U_{k-1} \\ \Phi_{k-1} \end{pmatrix} + P_{L_k} V_k \quad (\text{III.11})$$

Dans cette relation, G_{L_k} et P_{L_k} sont les matrices de transfert recherchées et liant les grandeurs mécaniques d'un côté de l'élément aux grandeurs mécaniques de l'autre côté et à la tension V_k . Elles prennent la forme suivante :

$$G_{L_k} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} m + c & -\frac{2\pi}{\lambda}(n - s) & \frac{K_b(n + s)}{j\omega}\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^3 & \frac{K_b(m - c)}{j\omega}\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \\ -\frac{(n + s)}{2\pi}\frac{\lambda}{2\pi} & m + c & -\frac{K_b(m - c)}{j\omega}\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 & -\frac{K_b(n - s)}{j\omega}\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \\ \frac{j\omega(n - s)}{K_b}\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^3 & \frac{-j\omega(m - c)}{K_b}\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2 & m + c & (n + s)\frac{\lambda}{2\pi} \\ \frac{j\omega(m - c)}{K_b}\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2 & \frac{-j\omega(n + s)}{K_b}\frac{\lambda}{2\pi} & \frac{2\pi}{\lambda}(n - s) & m + c \end{pmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$P_{L_k} = \frac{N_b}{2} \begin{pmatrix} \frac{\pi}{\lambda}(n - s) \\ 2 - (m + c) \\ \frac{j\omega(m - c)}{K_b}\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right)^2 \\ \frac{j\omega(n + s)}{K_b}\left(\frac{\lambda}{2\pi}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Il existe certaines propriétés mathématiques régissant ces matrices. On peut noter particulièrement :

$$\begin{aligned} G_{L_k} \cdot G_{L_{k+1}} &= G_{L_k + L_{k+1}} \\ G_{L_k} \cdot P_{L_{k+1}} &= P_{L_k + L_{k+1}} - P_{L_k} \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

III.3.2. Chainage des matrices de transfert

La problématique concernant la modélisation de notre transformateur piézoélectrique à onde progressive réside dans l'absence de conditions aux limites dans le sens de propagation de l'onde. Les travaux précédents utilisent les conditions aux limites pour résoudre le système d'équations et déterminer la matrice d'admittance Y_{tot} . Malgré tout, la méthode de résolution basée sur le chainage reste pertinente mais avec l'obtention d'un système d'équations différent. La méthode que nous allons présenter est générique et s'applique à n'importe quel transformateur piézoélectrique multi-électrodes avec n'importe quel nombre et dimensions d'électrodes tant que les hypothèses présentées restent valables. De plus, la méthode présentée ici s'applique de façon identique à un transformateur à onde de volume. Dans la suite nous considérons un transformateur piézoélectrique à n électrodes. Pour simplifier les notations nous considérons B_k le vecteur regroupant les grandeurs mécaniques à un point donné (III.15), les vecteur V (III.16) et I (III.17) regroupant respectivement les tensions aux bornes de toutes les électrodes et les courants les parcourant.

$$B_k = \begin{pmatrix} U_k \\ \Phi_k \\ F_k \\ M_k \end{pmatrix} \quad (\text{III.15})$$

$$V = \begin{pmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_k \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} \quad (\text{III.16})$$

$$I = \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_k \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Le schéma représentant la stratégie de chainage permettant d'aboutir à Y_{tot} est montré Figure III.5. Nous allons détailler les différentes étapes de ce calcul.

En utilisant le schéma, nous déterminons l'expression de B_1 :

$$B_1 = G_{L_1} B_n + P_{L_1} V_1 \quad (\text{III.18})$$

On peut alors, en continuant le parcours du schéma, obtenir B_2 en fonction de B_n :

$$\begin{aligned} B_2 &= G_{L_2} B_1 + P_{L_2} V_2 \\ &= G_{L_2} (G_{L_1} B_n + P_{L_1} V_1) + P_{L_2} V_2 \\ &= G_{L_2+L_1} B_n + (P_{L_2+L_1} - P_{L_2}) V_1 + P_{L_2} V_2 \end{aligned} \quad (\text{III.19})$$

en utilisant les relations (III.14).

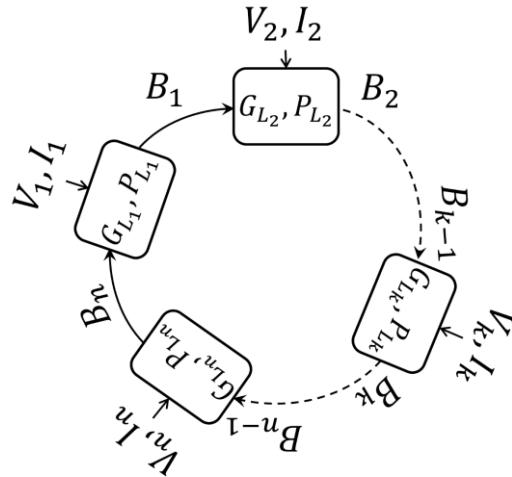


Figure III.5 : Schéma de chainage des matrices de transfert

On introduit alors la matrice TT_k qui est une matrice $4 \times n$ liant B_k au vecteur V . On peut ainsi simplifier (III.19) par :

$$B_2 = G_{L_2+L_1} B_n + TT_2 V \quad (\text{III.20})$$

avec :

$$TT_2 = \begin{pmatrix} (P_{L_2+L_1} - P_{L_2}) & P_{L_2} & 0_4 & \cdots & 0_4 \end{pmatrix} \quad (\text{III.21})$$

0_4 est la matrice colonne 4×1 constituée entièrement de 0.

On continue ainsi le chainage en parcourant la circonférence de l'anneau et les différentes sections d'électrode. Pour l'élément k on a alors :

$$B_k = G_{L_k+L_{k-1}+\cdots+L_1} B_n + TT_k V \quad (\text{III.22})$$

$$TT_k = \begin{pmatrix} (P_{L_k+L_{k-1}+\cdots+L_1} - P_{L_k+L_{k-1}+\cdots+L_2}) & (P_{L_k+\cdots+L_2} - P_{L_k+\cdots+L_3}) & \cdots & P_{L_k} & 0_4 & \cdots & 0_4 \end{pmatrix} \quad (\text{III.23})$$

Enfin en continuant le chainage jusqu'à B_n , on aboutit à l'équation suivante :

$$\begin{aligned} B_n &= G_{L_n+L_{n-1}+\cdots+L_1} B_n + TT_n V \\ B_n &= G_{L_{tot}} B_n + TT_n V \end{aligned} \quad (\text{III.24})$$

Avec $L_{tot} = \sum_{i=1}^n L_i$ qui correspond au périmètre de l'anneau.

$$TT_n = \begin{pmatrix} (P_{L_n+\cdots+L_1} - P_{L_n+\cdots+L_2}) & \cdots & (P_{L_n+\cdots+L_k} - P_{L_n+\cdots+L_{k+1}}) & \cdots & P_{L_n} \end{pmatrix} \quad (\text{III.25})$$

On a ainsi une relation liant B_n à lui-même et à V . On peut résoudre ainsi ce système et on a alors pour B_n :

$$B_n = (I_d^n - G_{L_{tot}})^{-1} TT_n V = P_{fn} V \quad (\text{III.26})$$

I_d^n est la matrice identité de taille $n \times n$ et P_{fn} est la matrice finale de taille $4 \times n$ liant directement les grandeurs mécaniques à toutes les tensions V . On a de plus déterminé la relation (III.22) liant B_k à B_n et V . On peut donc définir B_k en fonction de V :

$$\begin{aligned} B_k &= G_{L_k+L_{k-1}+\dots+L_1} B_n + TT_k V \\ &= (G_{L_k+L_{k-1}+\dots+L_1} P_{fn} + TT_k) V \\ &= P_{fk} V \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

Cette première étape a permis de lier toutes les grandeurs mécaniques directement aux tensions aux bornes des électrodes. Pour obtenir la matrice d'admittance, on définit la relation entre les courants et les grandeurs mécaniques. Cette relation est obtenue en utilisant les équations de la piézoélectricité (Annexe I). On a alors :

$$\begin{aligned} I_k &= j\omega C_k V_k + N_b (\Phi_k - \Phi_{k-1}) \\ &= j\omega C_k V_k + N_b (B_k(2) - B_{k-1}(2)) \end{aligned} \quad (\text{III.28})$$

C_k est la capacité diélectrique de la section considérée :

$$C_k = \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{s_{p11}^e \varepsilon_{33}^T} \right) \frac{w L_k}{2 h_p} \quad (\text{III.29})$$

Avec la relation (III.28) on a lié le courant parcourant la section d'électrodes aux forces mécaniques. La relation liant le courant aux grandeurs mécaniques pour le transformateur à onde de volume est exprimée dans l'Annexe II. On peut alors obtenir la matrice d'admittance totale en utilisant (III.27) et (III.28).

$$I = Y_{tot} V \quad (\text{III.30})$$

Cette matrice Y_{tot} , du fait des nombreuses étapes de calcul ne peut être exprimée formellement avec les données du transformateur. Dans la pratique, le calcul de cette matrice d'admittance est réalisé numériquement à l'aide de Matlab en réalisant les étapes présentées les unes après les autres.

III.3.3. Domaine de validité du modèle

La modélisation du transformateur piézoélectrique à onde progressive par une matrice d'admittance est sujette à de nombreuses hypothèses. Suivant le transformateur considéré, certaines conditions peuvent ne pas être complètement remplies. Si on considère des électrodes petites ($L_k \approx w$), alors la condition (4) n'est plus réalisée. De plus du fait de la géométrie en anneau, le déplacement dépend nécessairement de la position le long du rayon (hypothèse (2)). L'hypothèse la plus forte reste que l'on assimile des sections d'anneaux à des poutres rectilignes (hypothèse (1)). Cette dernière a des conséquences sur les résultats obtenus avec le modèle, notamment concernant les fréquences de résonance de la structure. En effet, dans l'étude précédente, le paramètre L_k et par généralisation L_{tot} n'ont pas été définis. Dans le cas

d'un anneau ou d'un cylindre, cette longueur peut correspondre au périmètre interne ou externe ou une autre valeur. Pour compenser ces hypothèses, nous proposons que le choix de cette valeur permette de relier la modélisation présentée ici à des modèles classiques de flexion d'anneau ou de cylindre. On cherche alors à déterminer le diamètre équivalent ou le périmètre équivalent qui, dans le cadre de notre modélisation, donnerait la même fréquence de résonance que l'anneau soumis à la flexion pour un mode donné.

La première étape pour définir ce paramètre L_{tot} consiste ainsi à déterminer les fréquences propres de résonance de la structure donnée. De nombreux travaux sont consacrés à l'étude et la détermination des fréquences naturelles de résonance d'anneaux ou de cylindres en flexion [13]. L'étude des vibrations est faite en coordonnées polaires pour avoir les modèles les plus précis possibles du système. L'application de ces travaux aux céramiques piézoélectriques est directe puisque comme vu dans (III.5), les effets piézoélectriques n'interviennent pas dans l'équation de propagation permettant de déterminer les fréquences de résonance. Les modes de vibration sont caractérisés par deux paramètres n et m , représentant respectivement la périodicité le long de la circonférence de l'anneau et le long du rayon. On donne différents exemples de mode de résonance à la Figure III.6. Dans le cas du transformateur piézoélectrique, on considérera toujours que $m = 0$. En revanche, le paramètre n a une influence importante sur la géométrie des électrodes comme vu dans le Chapitre II. Pour un mode donné, on peut ainsi déterminer par calcul la fréquence naturelle de résonance.

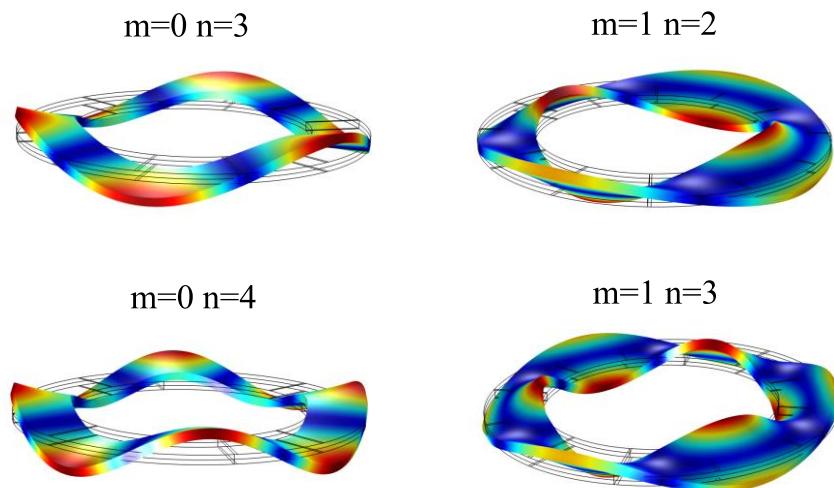


Figure III.6 : Modes de résonance d'un anneau pour différentes valeurs de m et n

Par ailleurs, dans le cadre de notre modèle, on peut aussi déterminer la fréquence naturelle de résonance correspondant au mode de vibration visé. On a en effet par (III.7) une relation entre la longueur d'onde λ et la fréquence d'excitation. A la résonance du mode n , la longueur d'onde est alors égale au périmètre équivalent divisé par n .

Ainsi, on obtient :

$$\lambda = \frac{L_{tot}}{n} = 2\pi \left(\frac{K_b}{\rho_p w h \omega_{res}^2} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (III.31)$$

$$L_{tot} = n 2\pi \left(\frac{K_b}{\rho_p w h \omega_{res}^2} \right)^{\frac{1}{4}}$$

En ayant déterminé la pulsation de résonance ω_{res} de la structure et en remplaçant sa valeur dans (III.31), on peut déterminer le paramètre de périmètre équivalent L_{tot} . Contrairement aux modèles de transformateur piézoélectrique qui représentent toutes les résonances, ce modèle n'est valable qu'autour de la résonance correspondant au mode de vibration choisi. Il est possible toutefois de changer le périmètre équivalent pour correspondre à un autre mode de résonance n .

III.4 Exploitation du modèle

Le modèle analytique à travers la matrice d'admittance permet d'exprimer tous les couplages entre les électrodes sur une gamme de fréquence autour de la résonance étudiée. Les performances du transformateur à onde progressive peuvent être obtenues par résolution numérique en effectuant quelques hypothèses. Nous présenterons ce premier point dans cette partie. De plus, la simulation circuit au sein d'un convertisseur de puissance nécessite la représentation de la matrice d'admittance par un circuit équivalent compatible avec les logiciels classiques de simulation de circuit, notamment les logiciels de type SPICE. Nous développerons ce second aspect dans le Chapitre IV mais la technique présentée pourra être adaptée au modèle analytique décrit ici.

III.4.1. Extraction des grandeurs électriques

La matrice d'admittance définie précédemment ne fait pas la distinction entre les électrodes d'entrée et de sortie puisqu'on fait l'hypothèse d'un couplage électromécanique réversible. Pour pouvoir prédire les performances du transformateur, il faut ainsi se placer dans la situation réelle de fonctionnement. On doit donc définir quelles électrodes sont des entrées et lesquelles sont des sorties. Chaque jeu d'électrodes au primaire est caractérisé par la tension appliquée à ses bornes. La résolution que nous avons réalisée est en régime forcé. Ainsi nous définissons les tensions appliquées par des amplitudes complexes. Le déphasage de 90° entre les tensions d'entrée pour la génération de l'onde progressive est donc représenté par une multiplication par le nombre imaginaire i .

Pour les jeux d'électrode de sortie, il nous faut aussi définir la charge branchée aux secondaires du transformateur. Nous avons réalisé jusque-là une analyse harmonique et de fait linéaire. Dans le cadre d'une résolution purement numérique, cette charge se doit aussi d'être linéaire. Il est possible de mettre une charge non-linéaire en sortie du transformateur mais nécessite la simulation du système comme cela sera vu dans le Chapitre IV. La charge est aussi définie par

une amplitude complexe. Dans la suite, on considérera toutefois une charge résistive pure pour chaque jeu d'électrodes de sortie.

Pour présenter la résolution, nous nous placerons dans le cas d'un transformateur piézoélectrique multi-électrodes à n électrodes dont les électrodes 1 et 2 constituent le secondaire avec une résistance de charge R_L . On a donc pour les électrodes de sortie :

$$I_1 = -\frac{V_1}{R_L} \text{ et } I_2 = -\frac{V_2}{R_L} \quad (\text{III.32})$$

Donc en remplaçant dans (III.30), on obtient :

$$I = \begin{pmatrix} -\frac{V_1}{R_L} \\ -\frac{V_2}{R_L} \\ \vdots \\ I_k \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = Y_{tot} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_k \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

On souhaite alors isoler les tensions de sortie et les définir en fonction des tensions en entrée :

$$\begin{pmatrix} -\frac{V_1}{R_L} \\ -\frac{V_2}{R_L} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1k} & \cdots & Y_{1n} \\ Y_{12} & Y_{22} & \cdots & Y_{2k} & \cdots & Y_{2n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_k \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} \quad (\text{III.34})$$

On peut continuer alors la séparation des entrées et sorties pour isoler complètement (V_1, V_2) d'un côté de l'équation. Id_2 est la matrice identité de taille 2×2 .

$$\begin{aligned} -\frac{1}{R_L} Id_2 \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} + Y_{tot,(3:n)} \begin{pmatrix} V_3 \\ \vdots \\ V_k \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} \\ \left(-\frac{1}{R_L} Id_2 - \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{22} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} &= Y_{tot,(3:n)} \begin{pmatrix} V_3 \\ \vdots \\ V_k \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} &= \left(-\frac{1}{R_L} Id_2 - \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{22} \end{pmatrix} \right)^{-1} Y_{tot,(3:n)} \begin{pmatrix} V_3 \\ \vdots \\ V_k \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.35})$$

On a numériquement relié les tensions de sortie aux paramètres de la matrice d'admittance, à la résistance de charge et aux amplitudes complexes des tensions d'entrée.

La détermination des courants d'entrée se fait alors directement en appliquant (III.30). Enfin, à partir des tensions et courants on peut définir les puissances d'entrée et de sortie ainsi que les rendements. C'est par cette méthode qu'on obtient les résultats de simulation présentés dans la suite de ce chapitre.

III.4.2. Extraction des grandeurs mécaniques

En plus des performances électriques, il est possible d'obtenir à l'aide de ce modèle les valeurs des variables mécaniques telles que le déplacement ou la contrainte dans le matériau. On se place alors dans les mêmes conditions que précédemment où on a défini toutes les tensions et tous les courants dans le transformateur. L'objectif est pour chaque section d'électrode de déterminer les coefficients $(\alpha_i)_k$ qui permettent de caractériser le déplacement dans cette section. Ces coefficients sont liés aux grandeurs mécaniques aux limites par (III.9) qui sont elles-mêmes liées aux tensions sur les électrodes. Ainsi on peut définir pour chaque section le déplacement $u_3(x, t)$.

La contrainte dans le matériau est définie à l'aide des équations de la piézoélectricité et on a :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{S_1}{s_{p11}^e} - \frac{d_{31}}{s_{p11}^e} E_3 \\ S_1 &= -x_3 \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} \end{aligned} \quad (\text{III.36})$$

Et on a enfin pour l'élément k :

$$T_{1,k}(x_3, t) = -\frac{1}{s_{p11}^e} \left(x_3 \frac{\partial^2 u_{3,k}(x_1, t)}{\partial x_1^2} + d_{31} \frac{V_k}{h} \right) \quad (\text{III.37})$$

On définit la contrainte dans le matériau à une hauteur x_3 donnée selon l'épaisseur du transformateur.

III.5 Modélisation des limites de fonctionnement du transformateur

III.5.1.1. Densité de puissance maximale et limites physiques

Le modèle analytique permet de traduire le comportement du transformateur mais aussi de déterminer la puissance de sortie et le rendement. Cependant, dans une phase de conception, il est aussi nécessaire de fixer les limites de fonctionnement du transformateur, i.e. la puissance maximale que celui-ci peut transférer et donc la densité de puissance associée. La méthode décrite ici est valable pour le transformateur à onde de flexion mais aussi pour le transformateur à onde de volume décrit dans le chapitre suivant.

La densité de puissance définie pour un transformateur donné provient d'une étude des limites physiques des matériaux. Ces limites physiques peuvent avoir plusieurs origines :

- La rigidité diélectrique du matériau piézoélectrique, i.e. la valeur maximale du champ au-delà duquel on aura apparition d'un claquage.
- Le champ coercitif. Le matériau étant ferroélectrique, ce champ coercitif est le champ électrique qui aboutit à la dépolarisatation piézoélectrique du transformateur.

- L'échauffement de la céramique. Les pertes dans le transformateur induisent un échauffement de la structure qui a des influences sur les propriétés du matériau piézoélectrique [14]. Ainsi on peut définir une élévation maximale de la température du transformateur au-delà de laquelle les performances seront dégradées fortement.
- La fracture mécanique de la structure. La céramique est soumise à une onde de flexion et donc à des compressions et des dilatations. Les matériaux piézoélectriques sont particulièrement susceptibles aux dilatations et une contrainte trop élevée peut aboutir à la fracture.

Dans les faits, tous ces phénomènes sont corrélés et une augmentation de la température peut mener à la fracture du transformateur.

III.5.1.2. Définition des limites dans la modélisation

Dans cette partie, nous cherchons à définir ces limites de fonctionnement afin de trouver une densité de puissance maximale réaliste du transformateur piézoélectrique. Nous allons introduire trois limites : thermiques, électriques et mécaniques liées aux phénomènes décrits précédemment.

Concernant les limites électriques, dans les matériaux piézoélectriques et en valeur absolue, la valeur du champ coercitif apparaît plus basse que la rigidité diélectrique. Ainsi dans la pratique, la céramique se dépolarisera avant de claquer. N'ayant pas les informations précises concernant le matériau utilisé, nous choisissons ici un champ coercitif $|E_c| = 1 \text{ kV/mm}$ [14]. La valeur de la rigidité diélectrique est plutôt de l'ordre de 10 kV/mm.

Concernant la limite de fonctionnement thermique, le modèle que nous allons utiliser ici présente les hypothèses suivantes :

- Les pertes dans le transformateur sont majoritairement dues aux pertes mécaniques P_{mec} qui vont seules mener à l'élévation de température. Ces pertes sont entièrement dissipées sous forme d'échauffement de la structure.
- La puissance est dissipée à la fois sous forme de rayonnement et de convection pour lesquels on définit respectivement l'émissivité ϵ et le coefficient de convection h_c .
- On fixe la température origine à la température ambiante $T_0 = 25^\circ\text{C}$ et une élévation de température maximale de 80°C . Cette élévation est définie de manière arbitraire mais on voit dans [14] que pour les céramiques de type PZT-4 les performances diminuent drastiquement au-delà de 120°C principalement dues à une chute de la résistivité.

Ainsi on a

$$P_{mec} = (\epsilon\sigma(T^4 - T_0^4) + h_c(T - T_0))A \quad (\text{III.38})$$

avec σ la constante de Stefan-Boltzmann et A la surface externe du transformateur. On peut ainsi trouver T la température et donc ΔT en résolvant l'équation.

Bien entendu, ce modèle thermique n'est valable que dans le cas où le transformateur est directement en contact à l'air libre. Les limitations thermiques sont plus contraignantes dans le cas d'un conditionnement dans un boîtier ou dans un circuit.

Enfin, il nous reste à définir une limite mécanique. L'étude des fractures dans les matériaux piézoélectriques a fait l'objet de différents travaux [15], [16] mais il apparaît difficile de définir une contrainte limite de rupture. En général, les modèles de fracture utilisent la représentation de Weibull donnant la probabilité de fracture à une contrainte donnée [17]. De plus, les études se focalisent plutôt sur des céramiques massives et pas sur l'assemblage de couches piézoélectriques comme ici. Dans ces cas-là, la fracture risque d'apparaître principalement aux limites de domaines, i.e. à l'interface colle/piézoélectrique ou aux limites des électrodes. Ici, nous allons simplement définir une contrainte maximale $T_{1,max}$ qui fixera la limite de fonctionnement du transformateur. Par ailleurs, on ne s'intéresse pas aux fractures dues à la fatigue. Dans [18], des tests sont réalisés sur des céramiques douces et dures. On note notamment que pour une céramique dure proche de la nôtre, on a une probabilité de rupture de 1% pour une contrainte de 43.5 MPa. On définit ainsi $T_{1,max} = 30$ MPa qui accorde une marge d'erreur avec une probabilité de fracture de 0.001 %.

Toutes ces limites nous permettront de définir la puissance maximale transférable par un transformateur et ainsi aider à la conception des transformateurs à onde progressive qu'ils soient à onde de volume ou de flexion.

III.6 Description du dispositif expérimental pour la validation du modèle

La modélisation est soumise à de nombreuses hypothèses et sa validité ne peut être que testée en comparant les résultats obtenus à des résultats de simulation par éléments finis dans un premier temps et expérimentaux dans un second temps.

III.6.1. Le transformateur piézoélectrique à onde de flexion

Le transformateur piézoélectrique est conçu dans une optique de validation du modèle. Ainsi, aucune optimisation des paramètres du transformateur n'a été réalisée. L'objectif de la conception était de limiter le volume occupé par le transformateur tout en ne réduisant pas trop sa taille pour pouvoir le manipuler plus facilement, notamment concernant la soudure. Enfin, l'objectif est de respecter au maximum les hypothèses de travail faites pour la modélisation. Le transformateur fabriqué est présenté Figure III.7 avec sa carte d'interface.

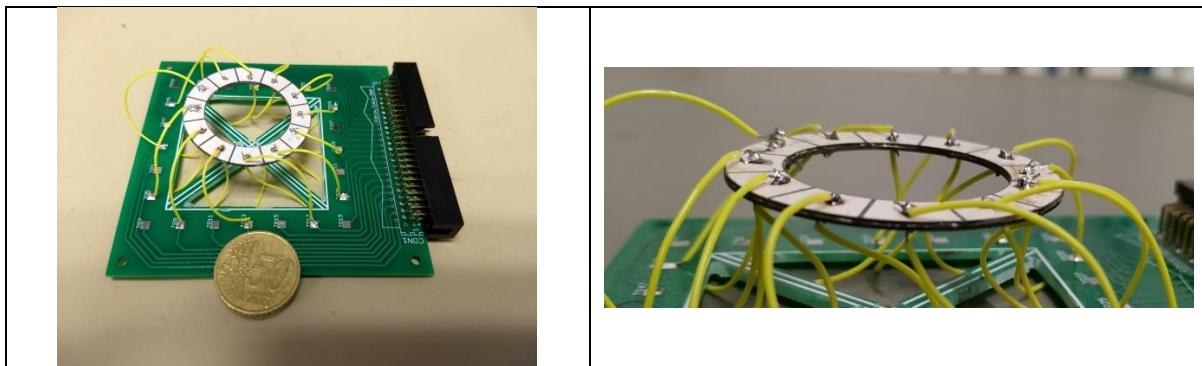


Figure III.7 : Transformateur piézoélectrique à onde de flexion et sa carte d'interface

Comme présenté dans le Chapitre I, pour générer une onde de flexion, il est nécessaire d'avoir deux céramiques piézoélectriques polarisées dans des sens opposés. Ces céramiques ont été obtenues chez un fournisseur qui a également réalisé le dépôt des électrodes en argent. Pour faciliter la flexion du matériau, nous avons choisi des céramiques assez fines. Chacune fait 500 μm d'épaisseur pour une épaisseur totale h du transformateur de 1 mm. La largeur w est de 6.5 mm et le rayon extérieur R_e de 20 mm. Les données géométriques sont résumées dans le Tableau III-1.

Tableau III-1 Paramètres géométriques du transformateur

| Paramètre | Valeur | Unité | Notation |
|------------------|--------|-------|----------|
| Epaisseur totale | 1 | mm | h |
| Largeur | 6.5 | mm | w |
| Rayon extérieur | 13.5 | mm | R_e |
| Rayon intérieur | 20 | mm | R_i |

Le matériau choisi est le PZT du fabricant Fuji Ceramics du fait de son faible coût et de sa grande disponibilité par rapport à d'autres céramiques piézoélectriques (PMN-PT, ...). Dans les applications de transformateur, un critère important de choix est le facteur de qualité qui doit être élevé pour maximiser la puissance transférée et limiter les pertes. Notre choix s'est donc porté sur une céramique dure C213-P présentant un facteur de qualité très élevé ($Q_m > 1000$). La température de Curie du matériau est de 315°C. Toutes les propriétés utiles du matériau sont résumées dans le Tableau III-2.

Les deux céramiques piézoélectriques sont fixées l'une à l'autre à l'aide d'une colle époxy conductrice à l'argent qui assure à la fois la fixation mécanique et la continuité du champ électrique dans le matériau piézoélectrique. La fréquence naturelle du mode $n = 3$ de résonance du transformateur est de 4 kHz, les mesures se feront donc dans une gamme de fréquences de 1 à 10 kHz.

Tableau III-2 : Propriétés du matériau piézoélectrique C213-P

| Paramètre | Valeur | Unité | Notation |
|------------------------|-------------------------|-------------------|-------------------|
| Densité | 7500 | kg/m ³ | ρ_p |
| Souplesse | 0.119×10^{-12} | m ² /N | s_{p11}^e |
| Permittivité | $1135 \epsilon_0$ | F/m | ϵ_{33}^T |
| Constante diélectrique | -0.139×10^{-9} | C/N | d_{31} |
| Température de Curie | 315 | °C | T_c |

Les connexions entre la carte d'interface et le transformateur sont réalisées à l'aide de fils soudés aux électrodes à l'aide de soudure Sn/Ag/Cu qui permet une soudure rapide évitant les risques de dépolarisation du matériau par échauffement. La carte d'interface permet de fixer les connexions des électrodes du transformateur pour assurer une répétabilité des mesures. Le transformateur, comme on le voit sur la Figure III.7, est maintenu en position au-dessus de la carte par la rigidité des fils mais on considérera dans la suite qu'aucune contrainte n'est appliquée sur les surfaces inférieures et supérieures.

III.6.2. Considération des pertes dans le transformateur piézoélectrique

Nous avons jusque-là considéré un transformateur piézoélectrique idéal sans pertes. Celles-ci ont pourtant un rôle critique dans les performances du transformateur. Elles sont présentes sous forme mécaniques, piézoélectriques et électriques [19]. De nombreuses études ont été réalisées les concernant et nous nous intéresserons simplement ici à la représentation de ces pertes dans la modélisation et à leurs mesures.

Dans la plupart des cas, on ne considère que les pertes électriques et mécaniques ; les pertes piézo-électriques sont négligées [20].

On les exprime sous forme de représentation complexe des paramètres du matériau. Ainsi on introduit des coefficients de pertes élastiques $\delta_{m,p}$ et diélectriques $\delta_{e,p}$ tels que :

$$\begin{aligned}\tilde{s}_{p11}^e &= (1 - j\delta_{m,p})s_{p11}^e \\ \tilde{\epsilon}_{33}^T &= (1 - j\delta_{e,p})\epsilon_{33}^T\end{aligned}\quad (\text{III.39})$$

Ces coefficients, dans le cadre des matériaux piézoélectriques, sont donnés par le fabricant généralement sous la forme du facteur de qualité mécanique Q_m et du facteur de dissipation $\tan \delta$. On a alors directement $\delta_{m,p} = 1/Q_m$ et $\delta_{e,p} = \tan \delta$.

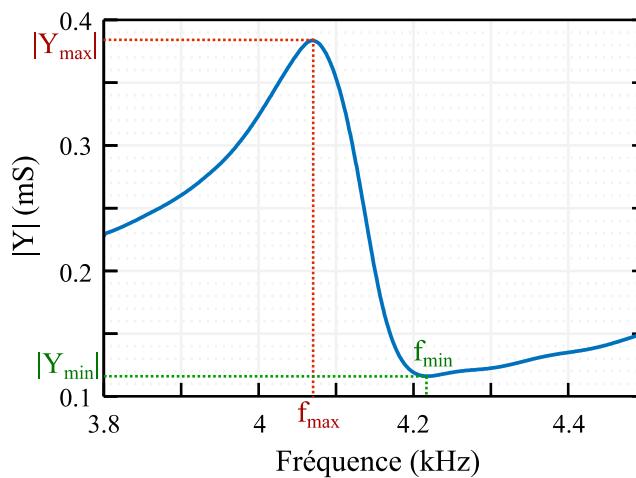
Cependant, ces coefficients sont valables pour caractériser les pertes lorsqu'on considère la céramique seule. Dans notre configuration, de nombreux aspects vont avoir un impact sur les pertes du transformateur global. Le premier aspect concerne le collage des deux céramiques piézoélectriques. Cela induit des pertes par l'introduction d'un autre matériau possédant des propriétés mécaniques différentes. De plus, la fixation mécanique n'est pas parfaite et on peut donc considérer que des pertes mécaniques vont être ajoutées du fait de la mauvaise transmission des contraintes.

On peut ajouter aux pertes, la soudure des fils qui ajoutent du poids et de la contrainte sur les électrodes. Ces aspects font que les valeurs données par le fabricant ne peuvent rendre compte des pertes réelles dans le transformateur piézoélectrique.

Il est donc nécessaire d'extraire par la mesure ces pertes pour valider la modélisation. Il est à noter que dans l'hypothèse d'un contrôle parfait du collage des céramiques, il serait possible de prendre en compte la couche de colle dans le modèle et de considérer les valeurs de coefficient de pertes données par le fabricant.

Nous avons choisi une méthode d'extraction des pertes par la mesure d'admittance du transformateur piézoélectriques [21]. Pour cela nous utilisons un analyseur d'impédance. Le coefficient de perte diélectrique est obtenu en dehors de la résonance du transformateur par la mesure de la résistance série équivalente et la capacité diélectrique du transformateur. Le coefficient de perte mécanique est obtenu en se plaçant à la résonance du transformateur piézoélectrique. On mesure alors les valeurs maximales et minimales d'admittance ainsi que les fréquences auxquelles elles apparaissent comme indiqué Figure I.8. On a alors la relation suivante :

$$\delta_{m,p} = 2 \frac{f_{min} - f_{max}}{f_{max}} \sqrt{\frac{|Y_{min}|}{|Y_{max}|}} \quad (\text{III.40})$$



Les données mesurées sont indiquées dans le tableau Tableau III-3 et comparées aux données du fabricant. On note de grandes différences entre les valeurs puisque on a mesuré ici les pertes de l'ensemble du transformateur. Le coefficient de perte mécanique correspond ainsi à un facteur de qualité mécanique $Q_m = 26$.

Tableau III-3 : Coefficients de perte dans le transformateur

| Paramètre | Valeur fabricant | Valeur mesurée | Unité | Notation |
|-----------------------------------|----------------------|----------------|-------|----------------|
| Coefficient de perte diélectrique | 0.001 | 0.005 | Ø | $\delta_{e,p}$ |
| Coefficient de perte mécanique | 6.6×10^{-4} | 0.038 | Ø | $\delta_{m,p}$ |

III.6.3. Schéma d'électrodes et circuit de commande

L'intérêt de l'expérimentation est de tester le fonctionnement du transformateur avec les configurations présentées au Chapitre II pour générer l'onde progressive. Nous allons exciter le troisième mode de résonance, le schéma d'électrodes est donc celui présenté Figure III.9. De plus, dans l'objectif d'augmenter au maximum le champ électrique dans le matériau piézoélectrique, nous réalisons une commande différentielle. Les quatre tensions sinusoïdales sont générées mais un couple d'électrodes d'entrée sera commandé par un signal et son opposé sur les surfaces supérieures et inférieures plutôt que d'être référencé à la masse.

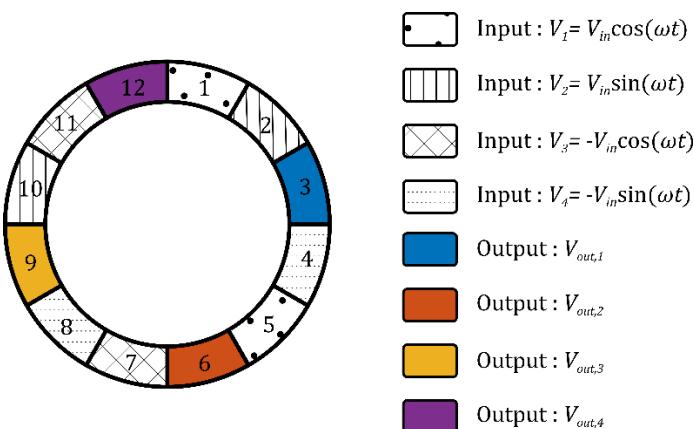


Figure III.9 : Schéma des électrodes à la surface du transformateur piézoélectrique

Ainsi pour générer l'onde progressive, il faut idéalement appliquer des tensions sinusoïdales aux électrodes d'entrée. La commande du transformateur peut se faire plus facilement par des commandes carrées en utilisant un onduleur simple mais cela induit des harmoniques dans le transformateur ce qui ne permet pas de valider la modélisation puisqu'il n'est valable qu'autour

d'une résonance. Les différentes stratégies de commande des transformateurs piézoélectriques seront détaillées dans le Chapitre V (Section V.2).

Pour ne s'intéresser qu'au comportement du transformateur à la résonance, nous utilisons des amplificateurs linéaires pour amplifier directement des tensions sinusoïdales issues d'un générateur de fonctions. On ne se préoccupe pas ici du rendement de ce circuit de commande mais simplement qu'il remplisse la fonction de génération et d'amplification des tensions sinusoïdales d'entrée. Le schéma complet du circuit de commande est montré Figure III.10. Le générateur de fonction est un AFG1302 qui génère de façon synchronisée deux signaux sinusoïdaux déphasés de $\frac{\pi}{2}$. Ces signaux entrent alors dans un montage AO inverseur à TL081 pour obtenir les quatre sinusoïdes de commande. La dernière étape consiste alors à amplifier ces signaux. Nous avons porté notre choix sur un amplificateur audio LM1876. Cet amplificateur est constitué de deux amplificateurs et présente les avantages suivants : il peut être alimenté jusqu'à 64 V, peut fournir une puissance jusqu'à 2×20 W. Pour un fonctionnement optimal, il réalise un gain en tension de 20. Son produit gain-bande passante étant de 7,5 MHz, cela permet de réaliser des mesures sur la gamme de fréquences visée.

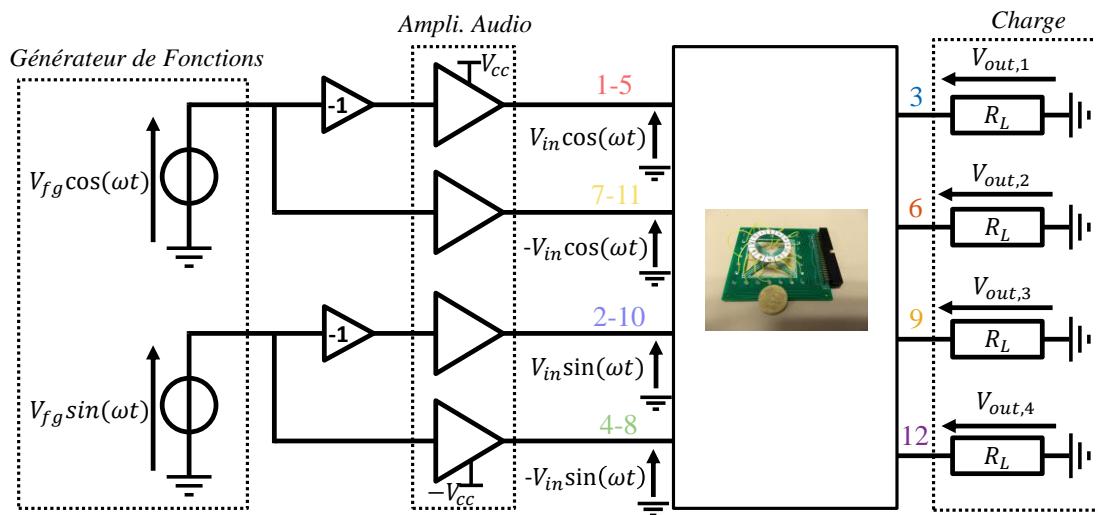


Figure III.10 : Circuit de commande linéaire du transformateur piézoélectrique

Enfin une carte de connexion permet de faire les branchements entre le circuit de commande et le transformateur. Cette carte prend l'apparence d'une matrice de connecteurs. Chaque colonne correspond à une des quatre alimentations et les lignes sont connectées aux différentes électrodes du transformateur. Des douilles élastiques permettent de brancher la charge pour les électrodes de sortie. Cette carte permet ainsi de modifier facilement les configurations entrées/sorties et de changer les charges de sortie. Nous considérerons dans la suite des charges résistives R_L .

III.6.4. Description des mesures opérées sur le transformateur

L'objectif des mesures est de caractériser le comportement du transformateur et de valider le modèle. Ainsi, les mesures ne concernent que les performances du transformateur piézoélectrique sans considérer le circuit de commande. Dans la suite, nous ferons évoluer trois paramètres : l'amplitude de la tension d'entrée V_{in} , la résistance de charge R_L et la pulsation d'excitation ω . L'amplitude de la tension V_{in} et la charge sont identiques pour toutes les entrées et sorties respectivement.

Nous observons les tensions en entrée à l'aide de sondes différentielles Tektronix P5205A et les courants à l'aide de sondes de courant Tektronix CT-2. On mesure de plus le déphasage entre courant et tension pour obtenir la puissance en entrée du transformateur. Dans la gamme de fréquence visée pour les mesures, la sonde CT-2 présente un déphasage non-nul et un gain inférieur à 1. Ces défauts sont compensés lors du traitement des données sous Matlab.

III.6.5. Modèle à éléments finis

Nous souhaitons comparer les résultats expérimentaux aux résultats de la modélisation analytique. Cependant, dans l'expérimentation, il peut rester de nombreux paramètres parasites pas pris en compte dans le modèle analytique. Pour permettre une meilleure compréhension de la provenance des différences entre modèle et mesures, nous allons aussi comparer ces résultats aux résultats provenant d'une analyse par éléments finis. Cette étude est réalisée à l'aide de Comsol Multiphysics. Le modèle Comsol du transformateur avec son maillage est présenté Figure III.11. La géométrie est celle présentée précédemment, les données matériau sont celles fournies par le fabricant. Les coefficients de pertes mesurés précédemment ont été intégrés. On n'a pas ajouté de couche de colle entre les deux céramiques et on considère que la liaison entre les deux couches est parfaite. Grâce au module électrique de COMSOL, on définit des tensions sinusoïdales en entrée du transformateur et on charge les électrodes de sortie avec des résistances. On réalise des études harmoniques autour de la résonance. On peut déterminer les tensions de sortie et les puissances en entrée du transformateur ainsi que les grandeurs mécaniques.

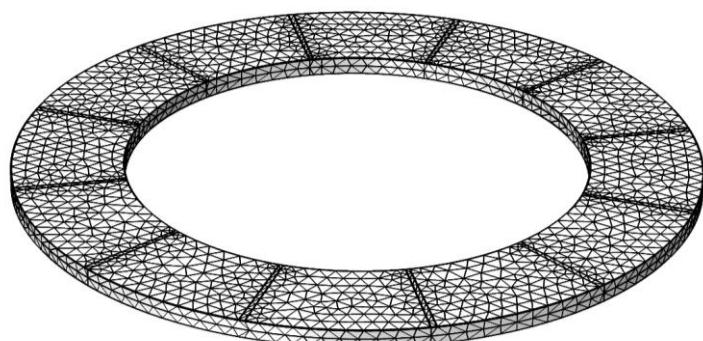


Figure III.11 : Modèle maillé du transformateur piézoélectrique testé avec COMSOL

III.7 Comportement du transformateur piézoélectrique et comparaison avec les modèles

III.7.1. Etude harmonique : validation du modèle analytique

Nous allons tout d'abord nous concentrer sur le comportement du transformateur en fonction de la fréquence et comparer les résultats de mesure aux modèles. Pour cela nous allons d'abord nous intéresser à une étude harmonique du comportement en fonction de la fréquence pour voir les modes de résonance avant de nous concentrer sur l'évolution des différents paramètres en fonction de la tension de sortie ou de la résistance de charge. Dans tous les cas, nous comparerons les résultats expérimentaux à ceux obtenus par éléments finis et par le modèle analytique.

III.7.1.1. Modes de résonance

On étudie le comportement du transformateur en fonction de la fréquence dans une configuration donnée. On a obtenu les courbes de la Figure III.12 avec une amplitude en entrée $V_{in} = 20$ V et une résistance de charge $R_L = 56$ k Ω . La première figure montre l'évolution du module de la tension de sortie sur une plage de fréquence allant de 1 à 15 kHz obtenue par les 3 méthodes : modélisation analytique, simulation par éléments finis et expérimentale. On a aussi représenté les modes de résonance correspondant à chaque pic d'amplitude. On note tout d'abord que, étant donné la symétrie des modèles analytiques et à éléments finis, on observe une amplitude identique de la tension de sortie. Pour la mesure, comme vu au paragraphe précédent, des irrégularités dans le transformateur piézoélectrique mènent à des différences entre les amplitudes de tension en sortie. La première résonance correspond au 3^e mode que nous souhaitons exciter avec le schéma d'électrodes conçu. Le paramètre de périmètre du modèle analytique a été choisi pour correspondre à ce mode de résonance. Cela explique que pour ce mode, les résonances sont très proches. Nous reviendrons plus en détail sur cette résonance. Le deuxième mode de résonance apparaît en mesure et dans la simulation par éléments finis. Cependant, il n'est pas prédict par le modèle analytique puisqu'il correspond à un mode de flexion présentant une périodicité selon la largeur ($m = 1$). Dans notre modélisation, on a considéré un modèle unidimensionnel où la déformation était indépendante de la position le long du rayon. Enfin la dernière résonance, correspond au 5^e mode de résonance de flexion. Les simulations par éléments finis et les mesures montrent des résonances assez proches. Le modèle analytique, quant à lui donne une résonance avec une amplitude assez proche de la mesure mais pour une fréquence plus basse. Cela est dû aux hypothèses faites dans la modélisation. Le fait de choisir le paramètre de périmètre équivalent pour correspondre à la résonance du mode 3 induit inévitablement une erreur pour le mode 5.

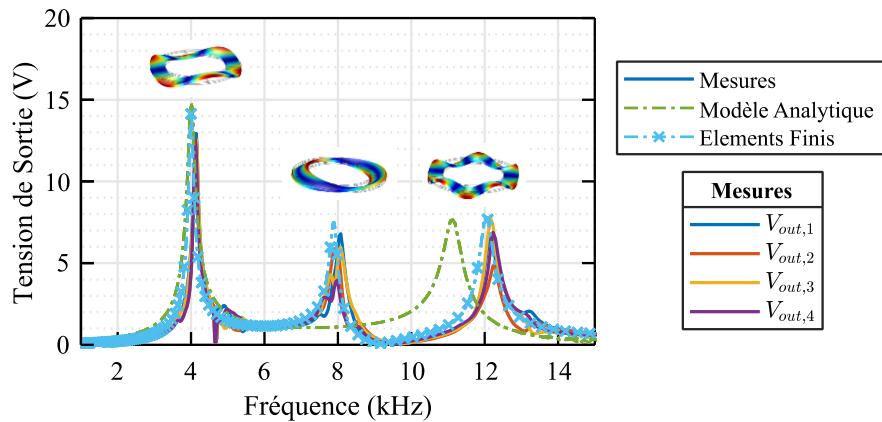


Figure III.12 : Evolution de la tension de sortie (par jeux d'électrodes) en fonction de la fréquence et des modes de résonance du transformateur piézoélectrique

Sur la Figure III.13, nous avons réalisé un agrandissement du premier mode de résonance pour observer plus finement les différences entre les différents résultats. On a de plus représenté la phase de chaque tension de sortie donnée par le modèle analytique. Sur la Figure III.14, sont représentées les différentes tensions en sortie du transformateur dans les mêmes conditions et pour une fréquence $f = 4.1$ kHz. On voit ainsi le déphasage de 90° entre les quatre phases à la fois en simulation et en mesure. L'analyse par éléments finis et le modèle analytique ont la même fréquence de résonance comme attendu avec le choix du paramètre de périmètre équivalent. On remarque tout de même des différences d'amplitude et de facteur de qualité dues principalement aux hypothèses faites (sections assimilées à des poutres) mais cela prouve la pertinence du modèle analytique pour exprimer le comportement du transformateur piézoélectrique.

On note une différence toute particulière entre les résultats de modélisation et les résultats expérimentaux en termes de fréquence de résonance et d'amplitude de la tension de sortie qui s'explique par le processus de fabrication évoqué précédemment. Une réalisation industrielle et plus contrôlée permettait d'avoir une meilleure connaissance du collage ou de la soudure permettant d'obtenir un modèle plus précis. Cependant dans le cas présent, le modèle permet tout de même une bonne caractérisation du comportement fréquentiel avec notamment une bonne anticipation du déphasage entre les tensions de sortie.

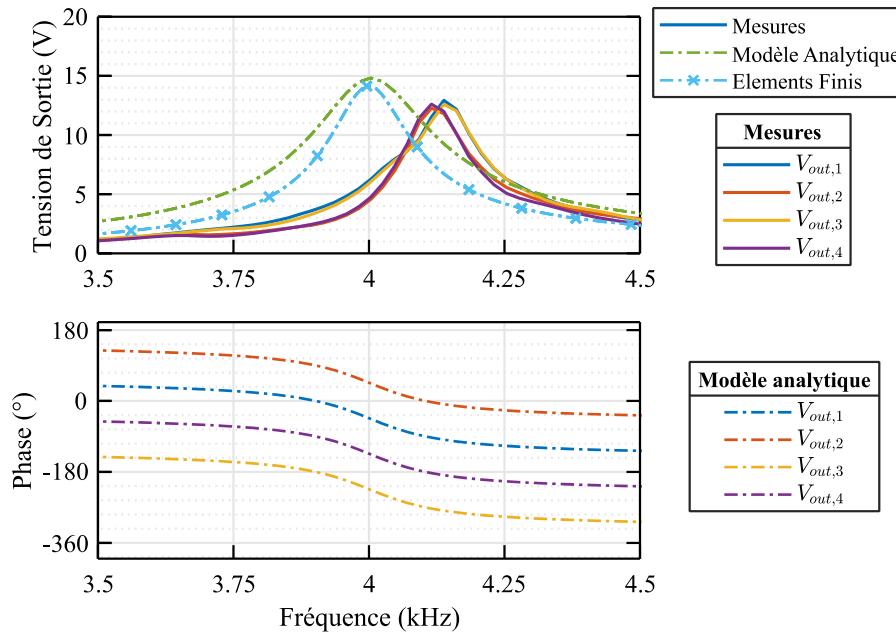


Figure III.13 : Evolution de la tension de sortie en fonction de la fréquence autour de la résonance (3^e mode)

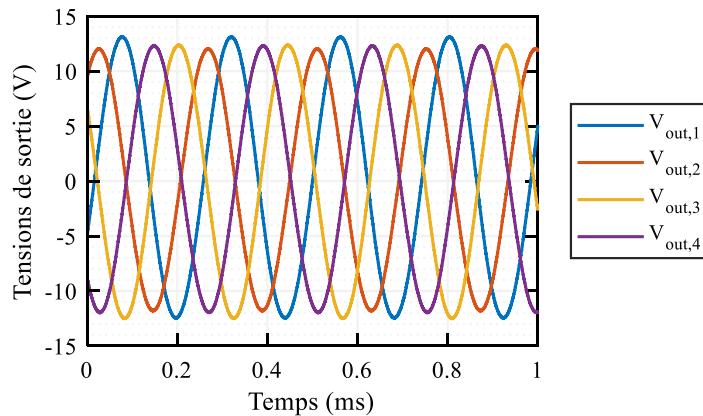


Figure III.14 : Tensions au secondaire du transformateur piézoélectrique

Le modèle nous permet aussi d'obtenir le courant en entrée du transformateur. Pour la mesure, puisque la commande est différentielle, on ne mesure que deux courants $I_{in,A}$ et $I_{in,B}$ correspondant respectivement chacun au système d'électrodes A ou B. On note le même décalage entre la mesure et les résultats donnés par le modèle. Le déséquilibre entre les phases est ainsi encore plus marqué et visible que pour les résultats précédents. Les modèles analytiques et par éléments finis ont cependant des tendances semblables. On retrouve ainsi la résonance plus étroite du modèle à éléments finis comparé au modèle analytique.

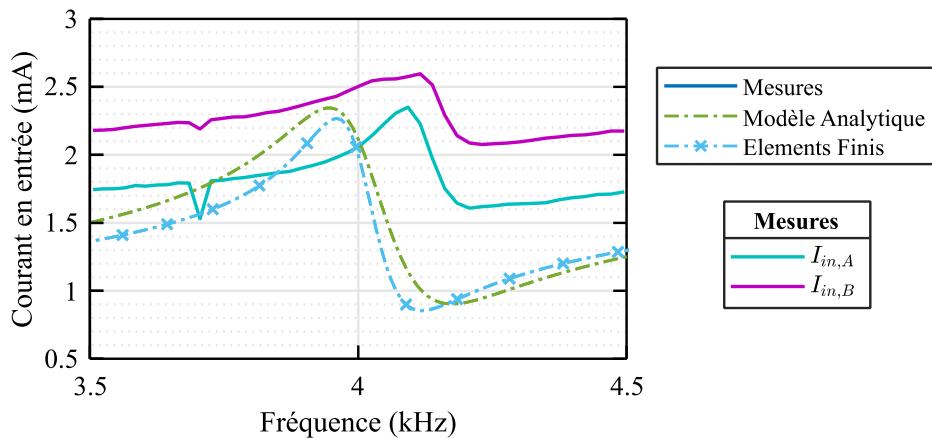


Figure III.15 : Courant en entrée du transformateur

III.7.1.2. Influence de la charge et de la tension d'entrée

Pour approfondir la vérification de la validité de la modélisation, on étudie maintenant l'influence des différents paramètres de test sur les performances du transformateur. Dans un premier temps, nous faisons varier la résistance de sortie R_L et examinons son impact sur l'évolution de la tension de sortie en fonction de la fréquence. Les résultats sont représentés sur la Figure III.16 pour une tension en entrée $V_{in} = 20$ V. Pour simplifier le graphique, nous avons représenté une seule tension de sortie mesurée $V_{out,1}$. Pour les mêmes raisons qu'évoquées précédemment, on retrouve le décalage en fréquence entre les mesures et les modèles. Comme attendu, la tension à la résonance croît avec la résistance. On note une évolution semblable de la tension de résonance pour les trois résultats affichés.

De plus, la fréquence de résonance croît lorsque la résistance augmente, ce qui est typique des céramiques piézoélectriques. On notera tout de même pour le cas 120 k Ω en mesure que la fréquence de résonance semble ne pas changer par rapport au cas 47 k Ω ce qui est sans doute dû à un pas fréquentiel de mesure trop grand. En somme, le modèle analytique rend bien compte de ces différents comportements même si le décalage en fréquence est plus important que dans le modèle à éléments finis. De même, on note que la tension croît de façon plus forte pour le modèle analytique.

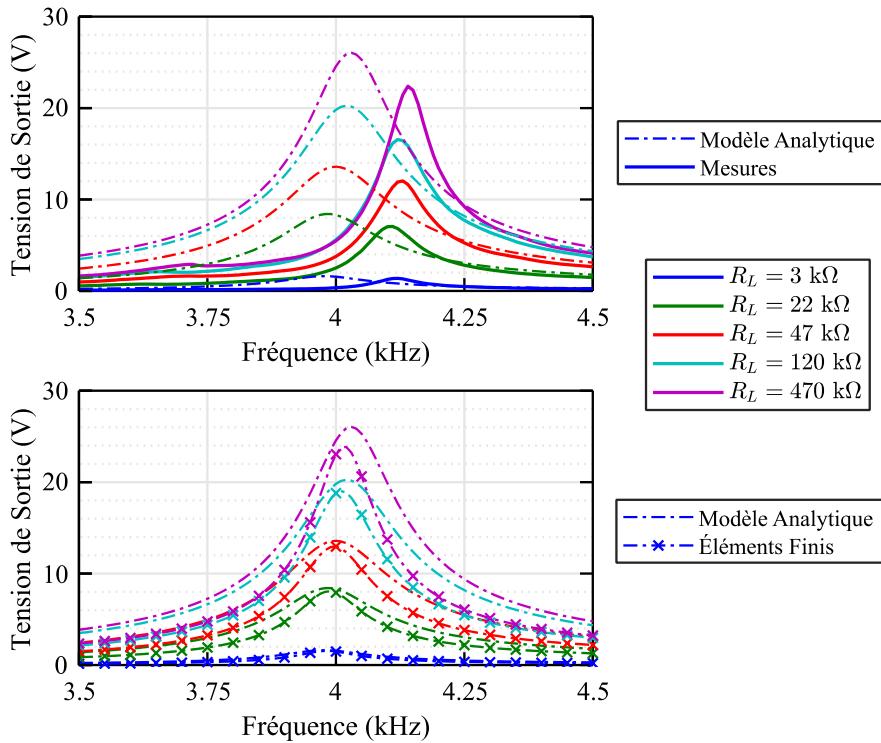


Figure III.16 : Evolution de la tension de sortie pour différentes charges R_L en sortie du transformateur.

Nous étudions dans un second temps l'amplitude de la tension d'entrée sur les performances du transformateur piézoélectrique. La Figure III.17 montre ainsi l'évolution de la tension de sortie en fonction de la fréquence pour différentes amplitudes en entrée et pour une charge $R_L = 47 \text{ k}\Omega$. On observe tout d'abord que la fréquence de résonance n'évolue pas pour des tensions en entrée différentes. Pour les modèles, cela est attendu puisque l'on considère des modèles linéaires. Dans l'étude expérimentale, des non-linéarités peuvent apparaître dans les transformateurs piézoélectriques (Section IV.7.2) mais les niveaux de tension, puissance et contraintes ne sont pas assez élevés.

On note aussi une évolution régulière de la tension de sortie avec la tension d'entrée. Les deux modèles gardent le même comportement et des écarts proches pour $V_{in} = 5 \text{ V}$ et pour $V_{in} = 20 \text{ V}$. De même l'accroissement de la tension de sortie mesurée est semblable à celui donné par le modèle.

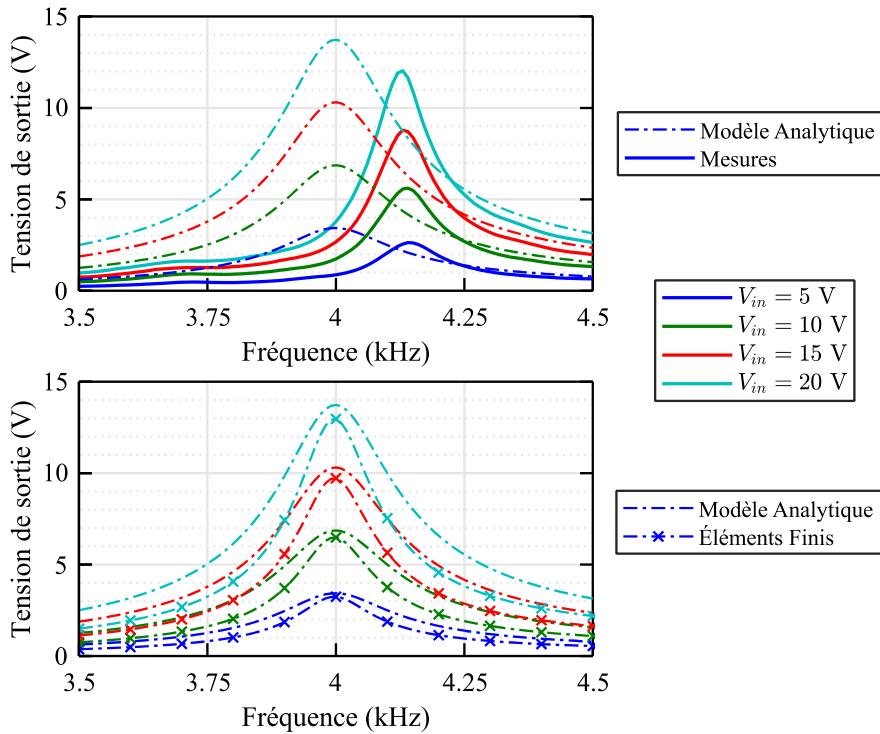


Figure III.17 : Evolution de la tension de sortie pour différentes amplitudes de tension en entrée du transformateur.

III.7.2. Coefficient effectif de couplage électromécanique

Dans le Chapitre I, nous avons introduit la notion de couplage électromécanique intrinsèque défini pour un mode particulier. Cependant, ce couplage n'est valable que dans un fonctionnement quasi statique, i.e. pour des variations lentes du champ et de la déformation ce qui n'est pas applicable à la résonance du transformateur. Dans ce cas, on définit un coefficient effectif de couplage dépendant ainsi des propriétés du matériau, de la géométrie et de la configuration d'électrodes. Il existe plusieurs définitions selon le type de mode mais dans la suite nous nous baserons sur la norme IEEE [22] qui le définit comme :

$$k_{eff}^2 = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2} \quad (\text{III.41})$$

avec f_p la fréquence de résonance parallèle et f_s la fréquence de résonance série. Dans la pratique pour le transformateur, on détermine ces fréquences de résonance en trouvant le maximum de l'admittance d'entrée du transformateur suivant si la sortie est court-circuitée pour la résonance série ou laissée ouverte pour la résonance parallèle. Ce coefficient est indépendant du coefficient de pertes.

Les résultats de modélisation nous permettent de déterminer une approximation du coefficient effectif de couplage électromécanique. On met en parallèle ce coefficient avec le coefficient intrinsèque de couplage défini dans le Chapitre I. On a déterminé ce coefficient de même pour le modèle à éléments finis et pour le prototype expérimental (Tableau III-4). On voit ainsi nettement la différence entre le coefficient de couplage intrinsèque et celui effectif.

Tableau III-4 : Coefficients de couplage intrinsèque et effectif du transformateur piézoélectrique de flexion

| | k_{31}^2 | k_{eff}^2 |
|------------------------------|------------|-------------|
| Modèle Analytique | 0.124 | 0.026 |
| Modèle Éléments Finis | 0.124 | 0.017 |
| Mesures | 0.124 | 0.014 |

III.7.3. Puissances et rendement

Les différentes mesures présentées précédemment ont permis une validation du modèle analytique pour décrire le comportement du transformateur piézoélectrique et les tendances relatives bien qu'il existe des écarts dans les prédictions des tensions en sortie du transformateur.

Grâce à ce modèle, nous allons dorénavant étudier les performances du transformateur piézoélectrique en terme de puissance et de rendement. Pour cela, nous nous intéressons plus particulièrement à la dépendance de ces grandeurs à la résistance de charge. Dans le cas d'un transformateur piézoélectrique classique, selon que l'on considère une céramique fortement ou faiblement couplée, il existe un ou deux maxima de puissance en fonction respectivement du couplage et de la résistance de charge. Sur la Figure III.18, nous avons ainsi représenté la puissance, le rendement et la tension maximale de sortie en fonction de R_L pour les deux modèles et la mesure pour une tension en entrée $V_{in} = 20$ V. Pour chaque résistance R_L , on cherche la fréquence de résonance donnant le maximum de puissance et on détermine les autres grandeurs (tension, rendement) à cette fréquence.

L'écart entre les modèles et la mesure est assez significatif notamment pour des résistances élevées. Comme vu précédemment, on observe bien une valeur optimale de résistance permettant de maximiser la puissance de sortie. Cette valeur optimale est identique pour les trois cas et correspond à une résistance de 50 k Ω . Puisqu'on n'obtient qu'un seul optimum, on retrouve les résultats propres aux céramiques piézoélectriques peu couplées. Dans notre cas, c'est principalement dû au coefficient de pertes très élevé devant le coefficient de couplage électromécanique k_{eff}^2 comme nous le verrons dans la section suivante. Le courant d'entrée mesuré présente de nombreuses irrégularités mais la tendance d'évolution est proche de celles en mesure. Une méthode de mesure plus adaptée aux faibles courants améliorerait la précision.

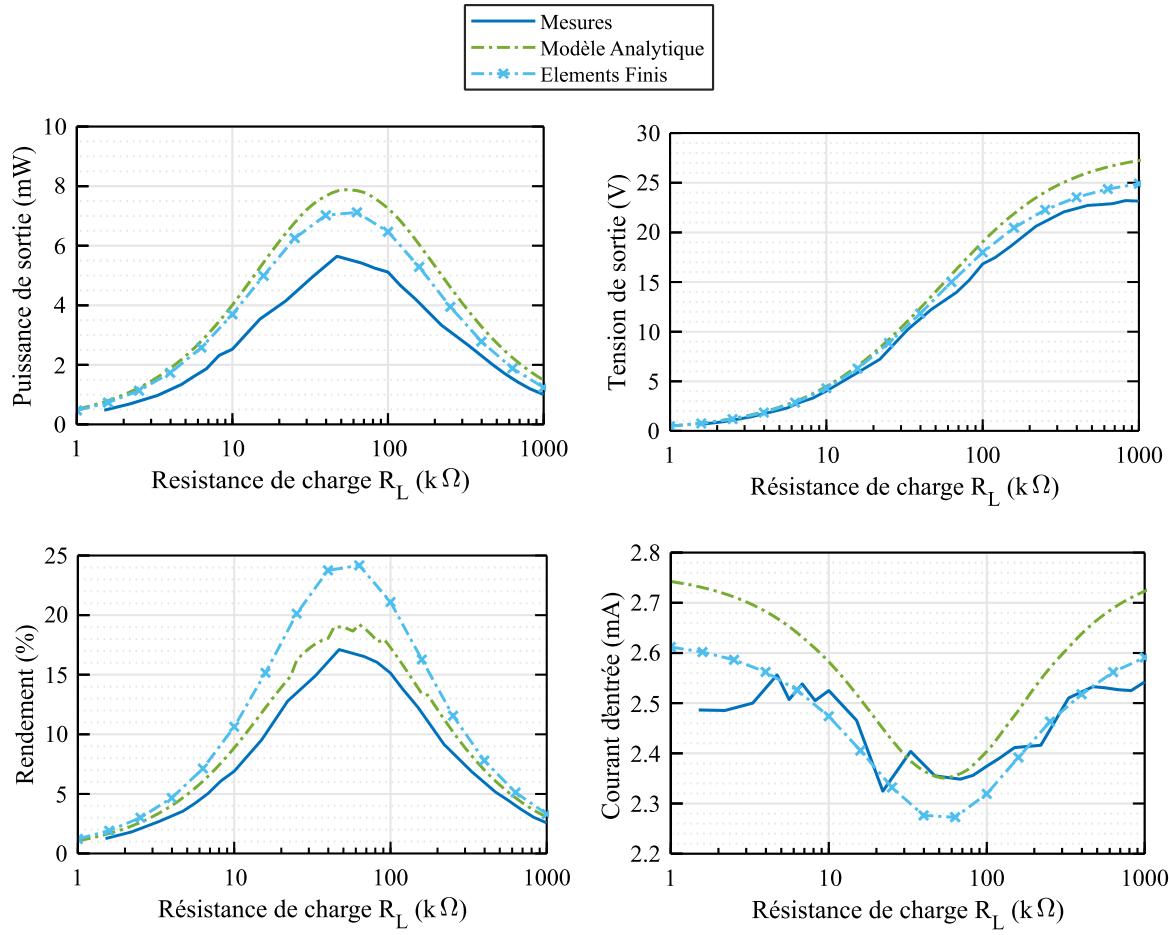


Figure III.18 : Dépendance de la puissance de sortie, du rendement, de la tension de sortie et du courant d'entrée à la valeur de la charge pour $V_{in} = 20$ V

Ces pertes se traduisent aussi dans le niveau de puissance atteignable en sortie du transformateur. Nous avons mesuré ainsi une puissance maximale de sortie de 5.5 mW qui correspond ainsi à une densité de puissance de 4.4 mW/cm³. Des niveaux de puissance plus élevés peuvent être obtenus en augmentant l'amplitude de tension en entrée mais le circuit de commande limite les niveaux de tension atteignables. On voit aussi que le faible facteur de qualité mesuré pour le transformateur se retrouve sur le rendement. Le rendement maximum mesuré est de 17%. Le modèle analytique donne des résultats légèrement supérieurs mais assez proches.

III.7.4. Contraintes et déplacements

Pour compléter l'étude des résultats donnés par le modèle, nous avons aussi étudié la contrainte et le déplacement donnés par le modèle analytique à l'aide des équations (III.6) et (III.37). Nous n'avons pas réalisé de mesures de déplacements et de contraintes sur le transformateur. Nous comparerons à la Figure III.19 les résultats du modèle analytique avec ceux obtenus par éléments finis pour une amplitude $V_{in} = 20$ V. Le déplacement u_3 est constant suivant le rayon par hypothèse du modèle analytique, en revanche la simulation par éléments finis prend

en compte les modes radiaux. Le mode de résonance fait que le déplacement est plus important sur le rayon extérieur que sur le rayon intérieur. Pour prendre en compte cet aspect, nous représentons simplement à la Figure III.19 a) la moyenne de ces deux valeurs limites.

On note tout d'abord que le modèle analytique sous-estime à la fois le déplacement de la structure et la contrainte à l'intérieur avec une erreur d'environ 24%. Les performances mécaniques sont aussi directement liées aux pertes dans le transformateur. Nous avons exprimé un seul coefficient de perte dans le modèle mécanique mais nous n'avons inclus ces pertes que pour les souplesses correspondantes dans le modèle à éléments finis. Les autres termes sont laissés sans perte, et donc les déplacements sont plus importants. Toutefois, on observe bien la même évolution en fonction de la résistance de charge avec un minimum pour T_1 et u_3 . Ce point correspond au même optimum de charge que pour la puissance et le rendement. En effet c'est pour ce point que la puissance électrique est la plus élevée et donc la puissance mécanique pour faire vibrer la structure est plus faible et il en est de même pour déplacements et contraintes.

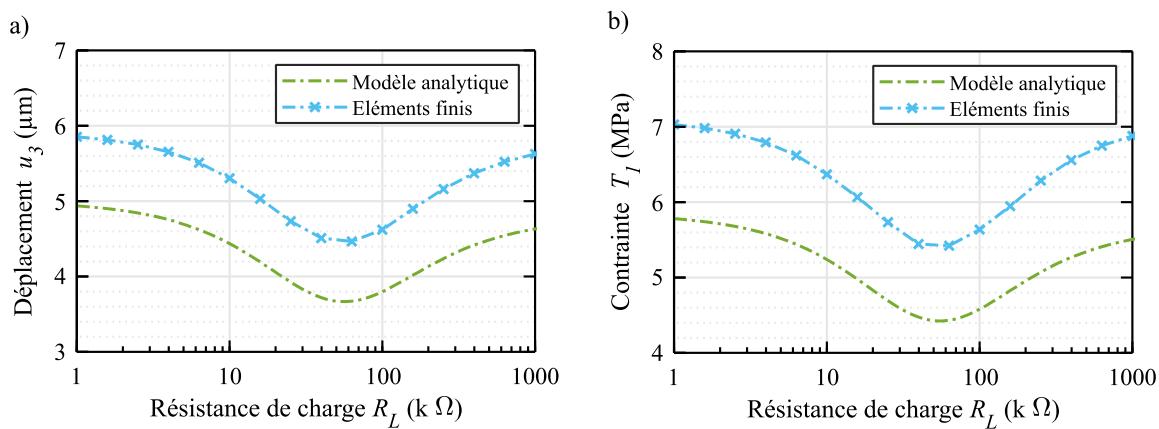


Figure III.19 : Evolution du déplacement transverse et de la contrainte en fonction de la charge pour $V_{in} = 20$ V

III.7.5. Conclusion sur les performances du transformateur

Dans [23], un transformateur circulaire à onde de flexion stationnaire de 3 cm de diamètre et d'une épaisseur de 2 mm est présenté. Peu d'informations sont disponibles sur les performances du transformateur mais on observe des puissances transférées de l'ordre de 125 mW pour une tension en entrée de 10 V comparé aux 6 mW pour 20 V dans notre cas. Toutefois, le coefficient de pertes dans [23] est de 0.005, très nettement inférieur à celui de notre transformateur et le coefficient effectif de couplage de 0.17 est nettement supérieur. Ainsi, au vu des limitations de notre prototype, les premiers résultats concernant le transformateur à onde de flexion progressive sont encourageants et nous pouvons espérer l'améliorer drastiquement avec des procédés de fabrication maîtrisés. Nous étudierons justement dans la prochaine section l'influence des pertes et des dimensions du transformateur sur ses performances. De plus, nous n'avons pu tester le niveau de puissance maximal puisque nous étions limités par les niveaux de tension atteignables en entrée. Comme vu dans la description du modèle, les limitations dans ce cas là se portent alors sur des considérations thermiques et mécaniques que nous

approfondirons dans la prochaine section. Toutefois, les niveaux de puissance atteignables pour un transformateur à onde de flexion sont limités par rapport à un transformateur à onde de volume. Les transformateurs de flexion présentent un intérêt particulier cependant pour des applications proches de la micro-électronique où les niveaux de puissance mis en jeu sont plus faibles et où leur intégration par les procédés de la microélectronique est plus simple que celle de transformateurs massifs. Des premiers travaux concernant des transformateurs à onde de flexion intégrés [24] font état de coefficients de pertes aussi faibles que 0,001 à pression de vide et de coefficient effectif de couplage électromécanique k_{eff}^2 de 0,014 pour un dépôt d'AlN sur silicium. Les travaux présentés ici et les résultats ont ainsi valeur de preuve de concept de la réalisation d'un transformateur de flexion à onde progressive qui pourrait être miniaturisé. Enfin, l'utilisation d'une onde progressive n'est pas à remettre en question ici pour les faibles niveaux de puissance observés puisque un transformateur à onde stationnaire dans les mêmes conditions de fonctionnement auraient des puissances de sortie et des rendements semblables, les faibles valeurs de couplage et de facteur de qualité étant dues au matériau et à l'assemblage et non au type de commande.

III.8 Utilisation du modèle analytique pour la conception du transformateur piézoélectrique optimisé

Les travaux présentés précédemment ont eu deux objectifs. Le premier était de valider le principe du fonctionnement du transformateur piézoélectrique à onde progressive. Le second était de valider les résultats donnés par le modèle analytique à des résultats expérimentaux et de simulation par éléments finis. L'intérêt de cette démarche est également de pouvoir utiliser le modèle analytique en amont de la conception du transformateur. Nous allons déterminer l'influence des différents paramètres géométriques ou des matériaux sur les performances du circuit. Ce modèle analytique peut aussi faire partie d'un outil d'optimisation plus général visant à concevoir un transformateur de façon optimale pour une application donnée. Par la suite, on s'intéressera plus particulièrement à l'évolution des performances du transformateur à onde de flexion en vue de sa miniaturisation. Toutefois, les méthodes présentées ci-après peuvent être appliquées pour l'optimisation de la puissance transférée pour le cas d'un transformateur à onde de volume.

III.8.1. Influence des pertes

Le premier paramètre qui a une forte influence sur les performances du transformateur est le coefficient de perte mécanique. Les faibles puissances et rendements mesurés sont principalement liés à cela. Sur la Figure III.20, nous avons représenté l'évolution de la puissance maximale de sortie en fonction du coefficient de perte. Pour chaque cas, la résistance optimale est trouvée pour déterminer ce maximum avec une tension d'entrée $V_{in} = 20$ V. La puissance P_{meas} indiquée en orange est la puissance déterminée analytiquement correspondant au coefficient de pertes mesuré précédemment. La limite théorique indiquée en vert est la

puissance maximale si le coefficient de perte est celui donné par le fabricant de la céramique PZT.

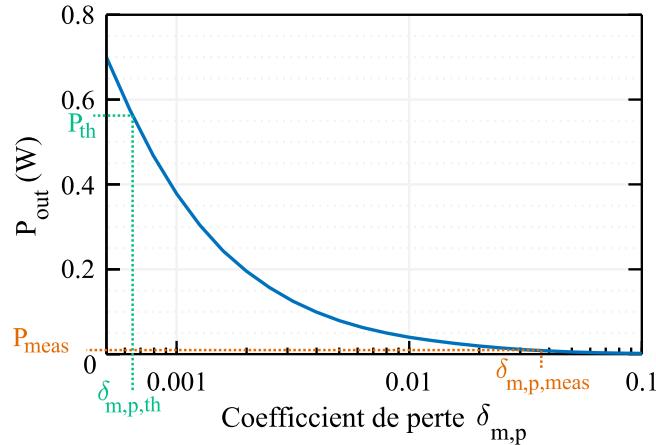


Figure III.20 : Influence du coefficient de perte mécanique sur la puissance de sortie du transformateur

On a ensuite représenté le rendement transformateur à l'optimum de puissance en fonction du coefficient de perte sur la Figure III.21. La délimitation entre les deux régions est liée au coefficient effectif de couplage électromécanique k_{eff}^2 qui est évalué à 0,026 dans le cas du modèle analytique. Dans [25], pour le cas d'un transformateur en mode épaisseur, il est démontré que pour $\delta_{m,p} > \frac{k_{eff}^2}{2}$, on observe un seul optimum de puissance pour la charge. Dans le cas contraire, on a deux optimums de puissance et un rendement maximal pour ces valeurs optimales de 0,5. On a ainsi représenté sur la Figure III.22 l'allure des puissances de sortie du transformateur en fonction de la résistance de charge aux différents points indiqués sur la courbe de la Figure III.21.

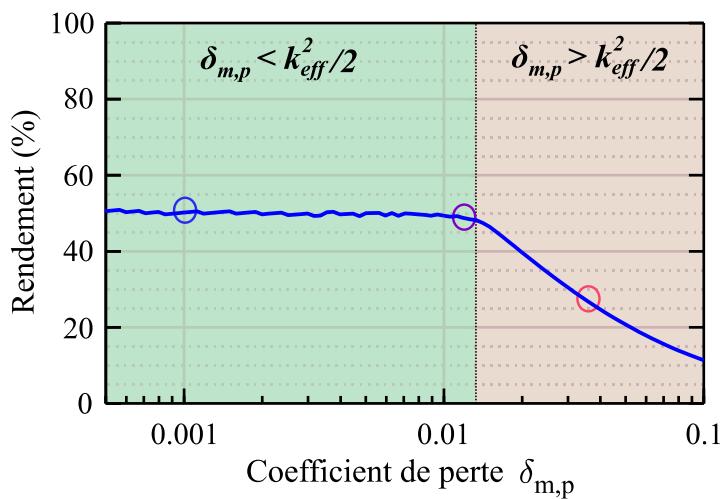


Figure III.21 : Rendement au point maximum de puissance en fonction du coefficient de pertes mécanique

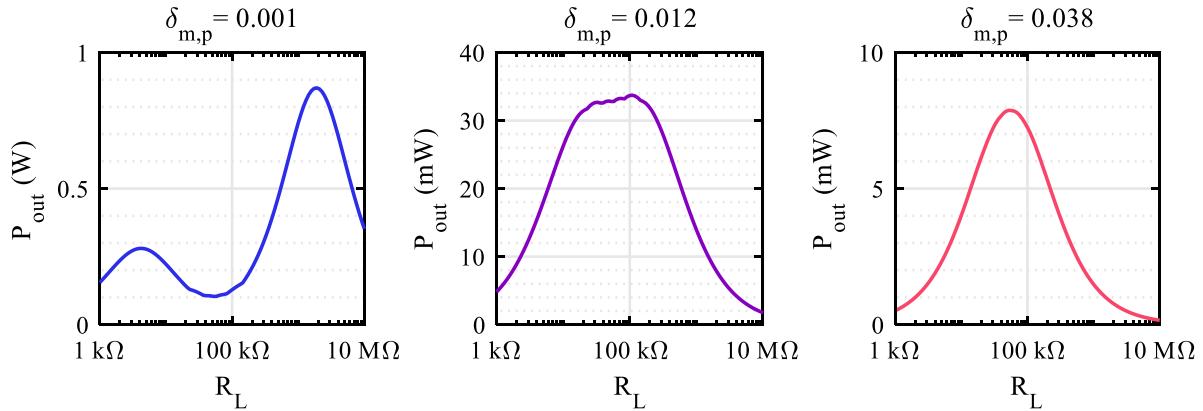


Figure III.22 : Evolution de la puissance de sortie en fonction de la charge pour différents coefficients de perte

On voit plus nettement l'influence du coefficient de pertes mécaniques sur la Figure III.23 où l'on voit l'évolution du rendement maximal du transformateur. Pour le cas $\delta_{m,p} > \frac{k_{eff}^2}{2}$, la courbe est identique à la précédente puisque les optimums de rendement et de puissance coïncident. Au contraire, lorsqu'on réduit les pertes, on peut atteindre des rendements maximaux nettement plus élevés. Ainsi, l'amélioration des performances du transformateur piézoélectrique pourra passer aussi bien par la réduction des pertes mais aussi par l'augmentation du coefficient de couplage électromécanique.

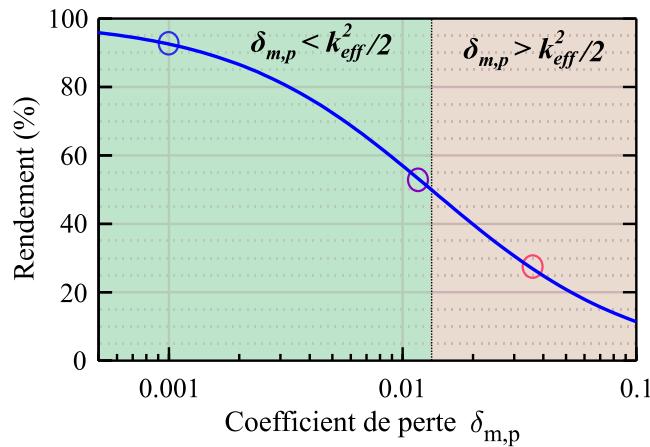


Figure III.23 : Rendement maximal en fonction du coefficient de pertes mécanique

III.8.2. Influence de la géométrie

On étudie ensuite l'impact des différentes dimensions du transformateur sur les performances du circuit. Pour toutes les configurations, on applique la même tension et on se place dans le même mode de résonance que précédemment avec, par conséquent, le même schéma d'électrodes et la même commande. La modification de la géométrie implique forcément une modification de la fréquence de résonance. Dans chaque cas simulé, on cherche la fréquence de résonance et la résistance de charge donnant la puissance maximale.

On représente à la Figure III.24 l'évolution de la tension de sortie en fonction des différents paramètres géométriques. En premier lieu, on voit que quelle que soit l'épaisseur, le modèle donne une puissance inchangée en sortie du transformateur. Cela s'explique par deux facteurs. Tout d'abord, lorsque l'on réduit l'épaisseur du transformateur et que la tension reste constante, le champ électrique croît impliquant ainsi une augmentation de l'énergie disponible durant un cycle de fonctionnement du transformateur. Cependant, la fréquence de résonance diminue aussi linéairement avec l'épaisseur du transformateur. Mathématiquement, en partant de (III.7) et en remplaçant K_b par sa valeur, on obtient :

$$\omega = h \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2 \sqrt{\frac{2}{3\rho_p s_{p11}}} \quad (\text{III.42})$$

La combinaison de ces deux paramètres aboutit à une puissance de fonctionnement constante en fonction de l'épaisseur du transformateur dans les conditions de simulation.

On peut suivre des raisonnements similaires concernant la largeur et le diamètre équivalent. Pour le premier cas, la fréquence de résonance reste identique mais lorsque la largeur w croît, la surface de chaque électrode croît de même et aussi l'énergie transférée par cycle. Ainsi la puissance augmente avec la largeur. Enfin, pour le rayon équivalent, la puissance diminue lorsqu'on augmente la taille de l'anneau. De la même façon que précédemment, en augmentant le diamètre, on augmente aussi l'énergie convertie pour chaque cycle de fonctionnement. Toutefois, le rayon équivalent a une influence sur la longueur d'onde et donc sur la fréquence de résonance comme montré dans (III.42). La fréquence évolue inversement avec le carré de la longueur d'onde et donc en réduisant la taille de l'anneau on augmente la fréquence de résonance quadratiquement. L'addition de ces deux comportements induit ainsi une augmentation linéaire de la puissance lorsque le rayon équivalent diminue.

Enfin, en combinant tous ces résultats, on peut étudier l'évolution des performances du transformateur lorsqu'il est miniaturisé. Sur la Figure III.25, on a représenté l'évolution de la puissance et de la densité de puissance volumique pour la configuration testée en fonction d'un facteur de forme. Ce facteur de forme correspond au coefficient par lequel on a diminué toutes les grandeurs géométriques. Ainsi pour chaque cas, les proportions entre l'épaisseur, la largeur et le rayon restent identiques mais leur taille est modifiée. Le facteur de forme est égal à 1 pour le transformateur piézoélectrique original avec une épaisseur totale h de 1 mm.

Théoriquement, on constate qu'en réduisant la taille du transformateur on pourrait transférer autant de puissance et ainsi augmenter drastiquement la densité de puissance. On notera de plus que les résultats présentés sont simulés à coefficient de perte constant correspondant à celui mesuré.

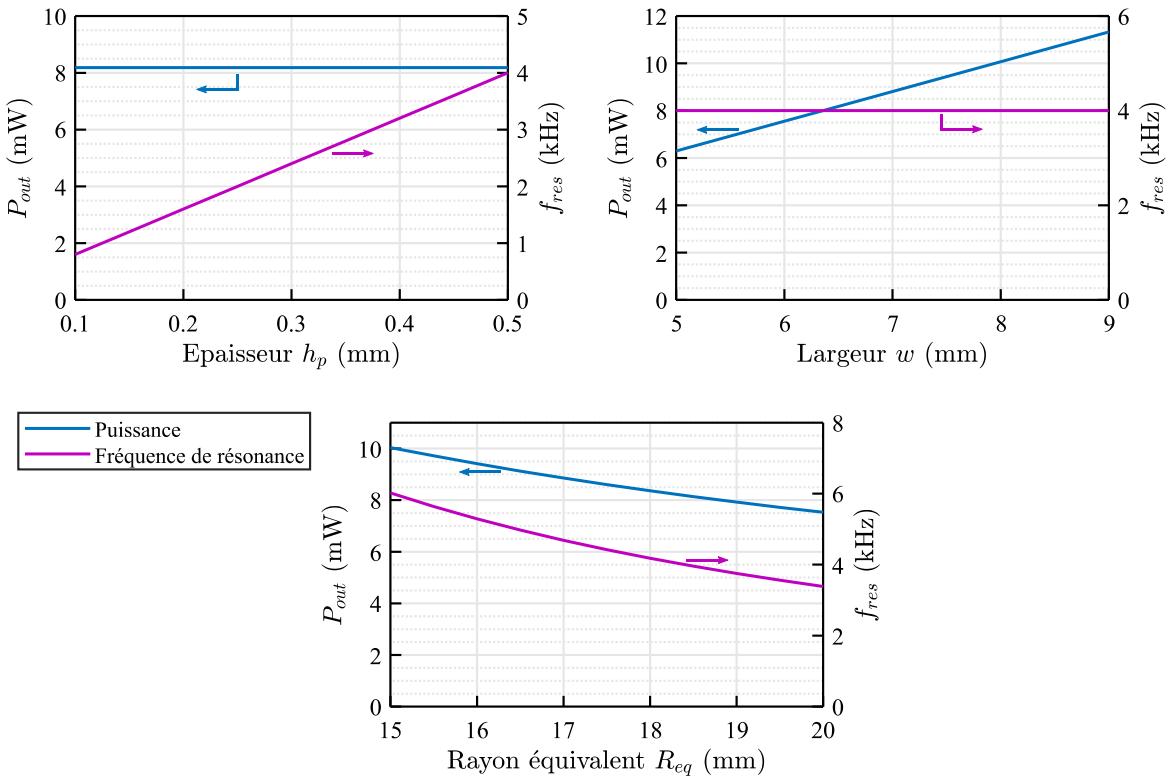


Figure III.24 : Evolution de la puissance de sortie en fonction a) de l'épaisseur h_p d'une couche piézoélectrique b) de la largeur w de l'anneau c) du rayon équivalent R_{eq}

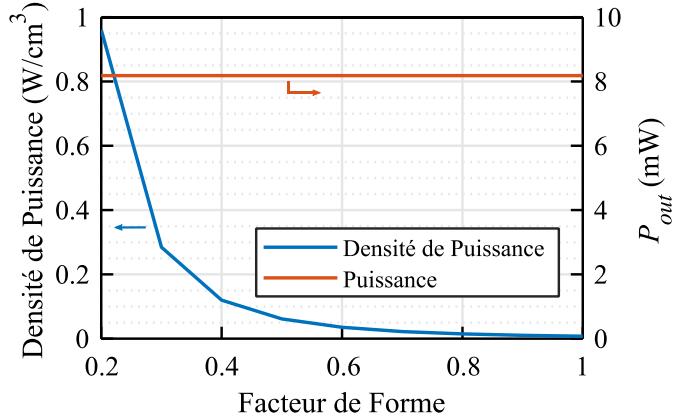


Figure III.25 : Evolution de la puissance de sortie et de la densité de puissance en fonction de la taille du transformateur piézoélectrique

A l'aide de la modélisation, on a une meilleure perception de l'influence des dimensions du transformateur sur ses performances. Bien entendu, on s'est placé dans un cas précis de fonctionnement. Dans la pratique, la conception du transformateur piézoélectrique se fait en fonction d'un cahier des charges fixant le niveau de tension en entrée et en sortie ainsi que la charge en sortie. Cependant, cet outil permet de donner quelques pistes pour obtenir les meilleures performances du transformateur piézoélectrique à onde progressive de flexion. Cela est à mettre en parallèle avec les limitations physiques du transformateur qui vont en limiter la densité de puissance.

III.8.3. Prise en compte des contraintes physiques dans les résultats de modélisation

On cherche à l'aide du modèle analytique à définir la puissance et la densité de puissance maximale que peut atteindre le transformateur en prenant en compte les contraintes définies dans la section III.5. Dans cette étape, on se place dans une démarche de miniaturisation du transformateur pour augmenter la densité de puissance. Pour chaque point de fonctionnement, on va calculer ainsi l'élévation de température, le champ appliqué et la contrainte dans la structure pour déterminer le point limite de fonctionnement et de réduction de la taille du transformateur. Dans un premier temps, nous allons reprendre l'exemple de la Figure III.25. On a représenté sur la Figure III.26 la même courbe avec la densité de puissance et la puissance en fonction du facteur de forme. On a de plus ajouté la courbe représentant la contrainte mécanique maximale dans la structure et l'élévation de température. Les résultats de mesure montrent de plus que les champs électriques sont nettement inférieurs aux valeurs limites définies précédemment et ne constituent pas une limite physique dans le dimensionnement du transformateur. Naturellement, on voit que ces deux grandeurs croissent lorsqu'on réduit la taille du transformateur. On indique aussi les limites que l'on a fixées précédemment. Dans cet exemple, on ne dépasse pas la contrainte mécanique maximale mais pour un facteur de forme de 0.2, on atteint l'élévation de température maximale de la structure. Cette taille limite nous donne une densité de puissance maximale d'environ 0.9 W/cm^3 .

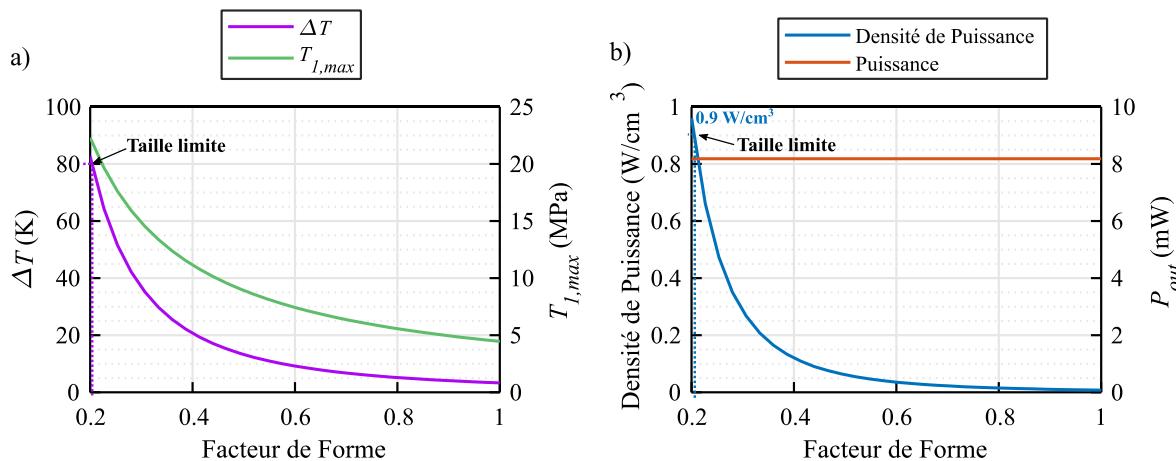


Figure III.26 : Contraintes maximales et élévation de température dans la structure (a) et densité de puissance et puissance en sortie (b) pour $\delta_{m,p} = 0.038$ et $V_{in} = 20 \text{ V}$

Le cas précédent présentant beaucoup de pertes, nous avons étudié les performances du transformateur lorsque les pertes sont moins élevées avec un coefficient de pertes de 0.01. On voit sur la Figure III.27 que dans ce cas ce n'est pas la contrainte thermique mais mécanique qui définit la limite. En effet dans ce cas puisque l'on augmente la puissance transférée, on augmente la contrainte dans le matériau mais l'élévation de température ne croît pas autant puisque le rendement est meilleur. On peut dans ce cas réduire jusqu'à trois fois la taille du transformateur original. Malgré tout, puisque l'on a moins de pertes, la puissance transférée et la densité maximale de puissance sont plus élevées avec respectivement 40 mW et 1.2 W/cm^3 .

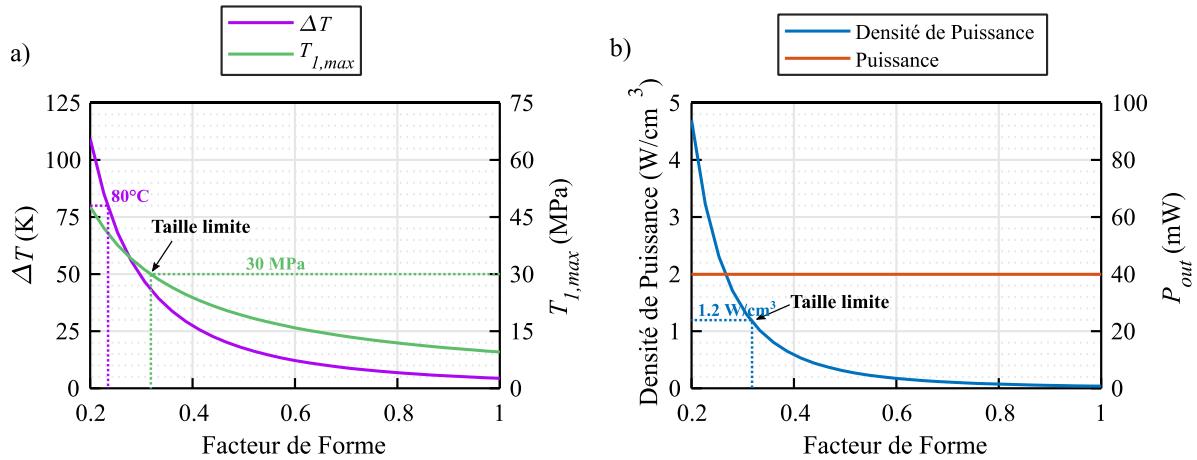


Figure III.27 : Contraintes maximales et élévation de température dans la structure (a) et densité de puissance et puissance en sortie (b) pour $\delta_{m,p} = 0.01$ et $V_{in} = 20$ V

Enfin, nous avons toujours considéré une amplitude de tension en entrée de 20 V puisque l'on était limité expérimentalement par les amplificateurs linéaires. Sur la Figure III.28, on a représenté les mêmes courbes mais pour une amplitude de tension d'alimentation de 40 V. Comme attendu, on augmente ici la contrainte mécanique et l'élévation de température très fortement par rapport aux cas précédents. De même, on atteint une puissance en sortie de 160 mW. La limitation mécanique est toujours la plus contraignante et dans cette situation, on ne peut réduire la taille du transformateur que de 65 %. Ainsi, dans cette configuration, la densité maximale atteignable est seulement de 0.6 W/cm³.

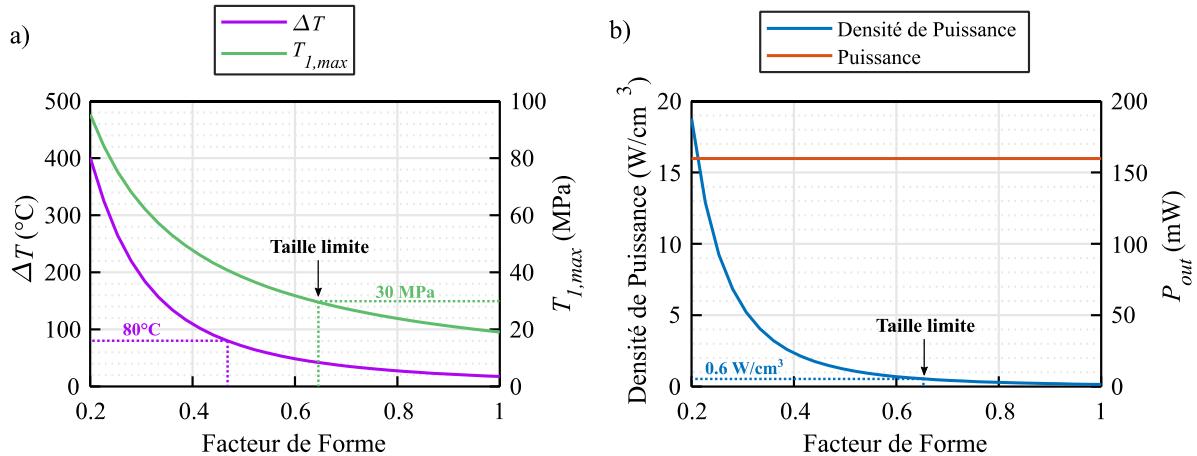


Figure III.28 : Contraintes maximales et élévation de température dans la structure (a) et densité de puissance et puissance en sortie (b) pour $\delta_{m,p} = 0.01$ et $V_{in} = 40$ V

Dans cette section, nous avons étudié les possibilités de miniaturisation du transformateur à onde de flexion pour augmenter sa densité de puissance. Le modèle analytique peut aussi permettre de déterminer la taille minimale que doit avoir un transformateur piézoélectrique à onde de flexion ou de volume pour garantir un niveau défini de puissance transférée.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation analytique du transformateur piézoélectrique à onde de flexion. Elle est basée sur le modèle d'Euler Bernoulli et les équations de la piézoélectricité pour déterminer sur un élément de poutre les matrices de transfert entre grandeurs mécaniques et électriques. Pour pouvoir appliquer cette démarche aux transformateurs piézoélectriques à onde de progressive, nous avons mis en place une méthode de chainage des matrices de transfert permettant la résolution du système et la définition de la matrice d'admittance Y_{tot} liant les courants aux tensions. Ce modèle analytique permet de prédire les performances électriques et mécaniques à la fois du transformateur à onde de flexion et à onde de volume. Le modèle est soumis à certaines hypothèses mais nous avons validé l'approche pour un transformateur à onde de flexion par comparaison avec des résultats expérimentaux et de simulation par éléments finis. Ce modèle analytique permet d'avoir une meilleure compréhension de l'influence des paramètres géométriques et des matériaux sur les performances du transformateur.

De plus, une étude des contraintes physiques dans le transformateur permet de définir des limites de fonctionnement et notamment la puissance et la densité de puissance maximum atteignables. Ainsi, ce modèle analytique se veut un outil intervenant durant la phase de conception du transformateur. Nous avons ainsi pu étudier les effets de la miniaturisation du transformateur piézoélectrique à onde de flexion sur les performances.

Le modèle a aussi été développé pour le transformateur à onde de volume. Dans ce cas, l'outil de conception peut être utilisé pour maximiser la puissance transmise dans des applications d'électronique de puissance comme nous le verrons dans le Chapitre V.

Il reste tout de même des écarts entre les résultats expérimentaux et le modèle analytique notamment à cause du processus de fabrication du transformateur et le collage des deux couches piézoélectriques qu'il est difficile de caractériser mais des processus de fabrication contrôlés permettraient une meilleure prise en compte de ceux-ci.

Enfin, le principe du transformateur à onde progressive est ainsi validé en flexion pour des puissances transférées de l'ordre de quelques mW et des rendements de 20 %. Cette preuve de concept permet d'espérer des transformateurs à onde de flexion transférant des puissances plus élevées notamment en augmentant le facteur de qualité et le coefficient de couplage électromécanique. De plus, la validation du fonctionnement en taille macroscopique laisse entrevoir une réalisation du transformateur intégré sur silicium.

Bibliographie

- [1] Mason Warren P., *Piezoelectric crystals and their application to ultrasonics*. 1950.
- [2] T. Ikeda, *Fundamentals of piezoelectricity*. Oxford University Press, 1990.
- [3] P. Hagedorn and J. Wallaschek, *Travelling wave ultrasonic motors, Part I: Working principle and mathematical modelling of the stator*, Journal of Sound and Vibration, Vol. 155, No. 1, pp. 31–46, 1992, [http://dx.doi.org/10.1016/0022-460X\(92\)90643-C](http://dx.doi.org/10.1016/0022-460X(92)90643-C).
- [4] A. Frangi, A. Corigliano, M. Binci, and P. Faure, *Finite element modelling of a rotating piezoelectric ultrasonic motor*, Ultrasonics, Vol. 43, No. 9, pp. 747–755, Oct. 2005, <http://dx.doi.org/10.1016/J.ULTRAS.2005.04.005>.
- [5] V. Bolborici, F. P. Dawson, and M. C. Pugh, *A finite volume method and experimental study of a stator of a piezoelectric traveling wave rotary ultrasonic motor*, Ultrasonics, Vol. 54, No. 3, pp. 809–820, 2014, <http://dx.doi.org/10.1016/j.ultras.2013.10.005>.
- [6] C. Lanczos, *The variational principles of mechanics*. University of Toronto Press, 1970.
- [7] N. W. Hagood and A. J. McFarland, *Modeling of a piezoelectric rotary ultrasonic motor*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol. 42, No. 2, pp. 210–224, Mar. 1995, <http://dx.doi.org/10.1109/58.365235>.
- [8] C. Nadal, *Contribution à la conception et la modélisation transformateurs piézoélectriques dédiés à la génération de plasma*, Université de Toulouse, 2011, <http://ethesis.inp-toulouse.fr/archive/00001666/01/nadal.pdf>.
- [9] Yihua Huang and Wei Huang, *Modeling and analysis of circular flexural-vibration-mode piezoelectric transformer*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol. 57, No. 12, pp. 2764–2771, Dec. 2010, <http://dx.doi.org/10.1109/TUFFC.2010.1750>.
- [10] J. G. Smits and A. Ballato, *Dynamic admittance matrix of piezoelectric cantilever bimorphs*, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 3, No. 3, pp. 105–112, 1994, <http://dx.doi.org/10.1109/84.311560>.
- [11] D. Vasic, E. Sarraute, and F. Costa, *Dynamic 4×4 chain matrix for analytical modeling of piezoelectric actuator*, in 2001 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. An International Symposium, Vol. 2, pp. 985–988, <http://dx.doi.org/10.1109/ULTSYM.2001.991885>.
- [12] K. F. Graff, *Wave motion in elastic solids*. Oxford University Press, 1975.
- [13] S. M. Vogel and D. W. Skinner, *Natural Frequencies of Transversely Vibrating Uniform Annular Plates*, Journal of Applied Mechanics, Vol. 32, No. 4, p. 926, 1965, <http://dx.doi.org/10.1115/1.3627337>.
- [14] M. W. Hooker, *Properties of PZT-Based Piezoelectric Ceramics Between-150 and 250°C*, NASA Technical Report, 1998, <https://ntrs.nasa.gov/search.jsp?R=19980236888>.

- [15] M. Kuna, *Fracture mechanics of piezoelectric materials – Where are we right now?*, Engineering Fracture Mechanics, Vol. 77, No. 2, pp. 309–326, Jan. 2010, <http://dx.doi.org/10.1016/J.ENGFRACMECH.2009.03.016>.
- [16] R. Kumar Mishra, *A Review On Fracture Mechanics In Piezoelectric Structures*, Materials Today: Proceedings, Vol. 5, No. 2, pp. 5407–5413, Jan. 2018, <http://dx.doi.org/10.1016/J.MATPR.2017.12.127>.
- [17] T. Fett, D. Munz, and G. Thun, *Tensile and bending strength of piezoelectric ceramics*, Journal of Materials Science Letters, Vol. 18, No. 23, pp. 1899–1902, 1999, <http://dx.doi.org/10.1023/A:1006698724548>.
- [18] O. Guillon, F. Thiebaud, and D. Perreux, *Tensile fracture of soft and hard PZT*, International Journal of Fracture, Vol. 117, No. 3, pp. 235–246, 2002, <http://dx.doi.org/10.1023/A:1022072500963>.
- [19] A. V. Mezheritsky, *Elastic, dielectric, and piezoelectric losses in piezoceramics: how it works all together*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol. 51, No. 6, pp. 695–707, Jun. 2004, <http://dx.doi.org/10.1109/TUFFC.2004.1304268>.
- [20] D. Thomas, D. D. Ebenezer, and S. M. Srinivasan, *Power dissipation and temperature distribution in piezoelectric ceramic slabs*, The Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 128, No. 4, pp. 1700–1711, Oct. 2010, <http://dx.doi.org/10.1121/1.3478777>.
- [21] G. E. Martin, *Determination of Equivalent-Circuit Constants of Piezoelectric Resonators of Moderately Low Q by Absolute-Admittance Measurements*, The Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 26, No. 3, pp. 413–420, May 1954, <http://dx.doi.org/10.1121/1.1907351>.
- [22] 176-1987 IEEE Standard on Piezoelectricity. <http://dx.doi.org/10.1109/IEEEESTD.1988.79638>.
- [23] Yihua Huang, Zichen Miao, Xin Chen, and Wei Huang, *A verification and parametric analysis of an analytical model of a flexural vibration mode piezoelectric transformer*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol. 59, No. 12, pp. 2731–2741, Dec. 2012, <http://dx.doi.org/10.1109/TUFFC.2012.2514>.
- [24] A. Camarda *et al.*, *Fabrication and Electromechanical Modeling of a Flexural-Mode MEMS Piezoelectric Transformer in AlN*, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 26, No. 5, pp. 1110–1121, Oct. 2017, <http://dx.doi.org/10.1109/JMEMS.2017.2709407>.
- [25] D. Vasic, *Apports des matériaux piézoélectriques pour l'intégration hybride et monolithique des transformateurs*, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2003, <https://www.theses.fr/2003DENS0014>.

Chapitre IV

Modélisation du transformateur piézoélectrique à onde de volume par extraction des paramètres électriques

Sommaire

| | | |
|-------------|--|------------|
| IV.1 | Introduction..... | 90 |
| IV.2 | Protocole d'extraction des paramètres d'admittance de la matrice Y_{tot} .. | 90 |
| IV.3 | Le transformateur piézoélectrique à onde de volume servant à valider la modélisation..... | 92 |
| IV.4 | Allures des paramètres d'admittance extraits..... | 93 |
| IV.5 | Représentation sous forme de circuit équivalent de la matrice Y_{tot}..... | 96 |
| IV.5.1. | Circuit équivalent d'une matrice d'admittance | 96 |
| IV.5.2. | Choix de la représentation de la matrice sous Spice | 97 |
| IV.5.3. | Détermination des circuits RLC équivalents | 98 |
| IV.5.4. | Implémentation du circuit complet | 101 |
| IV.6 | Résultats expérimentaux et validation de l'approche | 101 |
| IV.6.1. | Banc de test..... | 101 |
| IV.6.2. | Analyse harmonique sur charge résistive..... | 102 |
| IV.7 | Performances du transformateur piézoélectrique à onde de volume | 107 |
| IV.7.1. | Niveaux de puissance et rendement..... | 107 |
| IV.7.2. | Etude des phénomènes non-linéaires..... | 111 |
| IV.8 | Conclusion..... | 116 |
| | Bibliographie | 117 |

IV.1 Introduction

La modélisation analytique du transformateur piézoélectrique présentée dans le Chapitre III permet de rendre compte de ses performances avant même sa conception. Cependant, du fait des nombreuses hypothèses réalisées, ce modèle ne peut traduire avec précision le comportement du transformateur existant, notamment du fait de la difficulté de prendre en compte les pertes et les couplages parasites entre électrodes par exemple. Ainsi, il nous semble nécessaire d'introduire une modélisation différente une fois que le transformateur est déjà fabriqué. L'objectif étant d'avoir un modèle comportemental dit « boite noire » avec comme perspective la conception et la simulation du transformateur autour du convertisseur de puissance. Cette modélisation se base sur l'extraction des paramètres d'admittance du transformateur, i.e. la matrice Y_{tot} détaillée dans la section II.5. Dans ce chapitre, nous présenterons tout d'abord le protocole d'extraction puis le transformateur piézoélectrique à onde progressive de volume sur lequel seront réalisées les mesures. Dans un second temps, nous exposerons la méthode de modélisation sous forme de circuit équivalent pour la simulation. Nous chercherons ensuite à valider le modèle en comparant les résultats de simulation avec ceux de mesure. Enfin, nous nous intéresserons plus particulièrement aux performances du transformateur à onde de volume pour valider son utilisation dans un convertisseur de puissance.

IV.2 Protocole d'extraction des paramètres d'admittance de la matrice Y_{tot}

La représentation du transformateur sous forme de matrice d'admittance est une extension de la représentation des quadripôles. Pour ces quadripôles, l'extraction des paramètres d'admittance peut se faire directement par la mesure des paramètres S du quadripôle à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA : *Vector Network Analyzer*). Les paramètres S caractérisent les rapports entre les ondes transmises et les ondes réfléchies, respectivement a_i et b_i . (Figure IV.1). Ces ondes ont parfois l'appellation d'« ondes de puissance » et prennent la forme suivante :

$$a_i = \frac{1}{2} \frac{(V_i + Z_0 I_i)}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{IV.1})$$

$$b_i = \frac{1}{2} \frac{(V_i - Z_0 I_i)}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{IV.2})$$

Avec Z_0 l'impédance caractéristique que l'on considère positive, réelle et identique pour tous les ports.

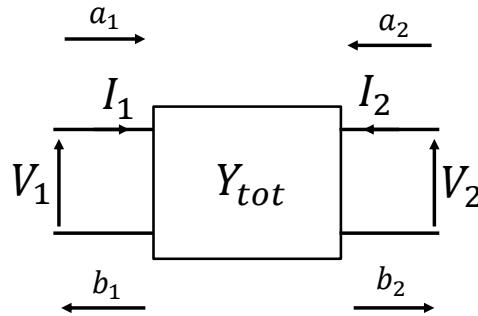


Figure IV.1 : Quadripôle avec les ondes transmises et réfléchies

A l'aide d'une mesure au VNA on peut déterminer directement tous les coefficients de la matrice du quadripôle. On a alors les paramètres Y qui sont égaux à :

$$Y_{11} = \frac{((1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21})}{\Delta S} Y_0 \quad (\text{IV.3})$$

$$Y_{22} = \frac{((1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21})}{\Delta S} Y_0 \quad (\text{IV.4})$$

$$Y_{12} = -\frac{2S_{12}}{\Delta S} Y_0 \quad Y_{21} = -\frac{2S_{21}}{\Delta S} Y_0 \quad (\text{IV.5})$$

avec $Y_0 = 1/Z_0$.

Dans le cas d'un transformateur qui s'apparente à un multipôle, la technique d'extraction des paramètres Y reste la même. Cependant, pour limiter le nombre de couplages pour chaque mesure, on isole à chaque mesure un quadripôle de deux jeux d'électrodes. Pour cela, on charge toutes les électrodes non concernées par la mesure par l'impédance caractéristique Z_0 . Cette méthode est schématisée Figure IV.3. Elle permet de déterminer ainsi les coefficients S_{ii}, S_{ij}, S_{ji} and S_{jj} du couple (i, j) d'électrodes. Pour compléter la matrice, nous devons réaliser $\frac{n(n-1)}{2}$ mesures, n étant le nombre de jeux d'électrodes considérés. La matrice Y_{tot} s'obtient à partir de la matrice S par :

$$Y_{tot} = \sqrt{Y_{0,n}} (I_{d,n} - S) (I_{d,n} + S)^{-1} \sqrt{Y_{0,n}} \quad (\text{IV.6})$$

où $I_{d,n}$ est la matrice identité de taille $n \times n$ et $\sqrt{Y_{0,n}}$ est la matrice diagonale constituée uniquement des coefficients $\sqrt{Y_0} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}$.

La mesure des paramètres S est réalisée à l'aide d'un VNA de la marque Agilent E5061B dont l'impédance caractéristique est 50Ω . La connexion entre le VNA et le transformateur se fait à l'aide de la carte d'interface présentée précédemment (Figure IV.3).

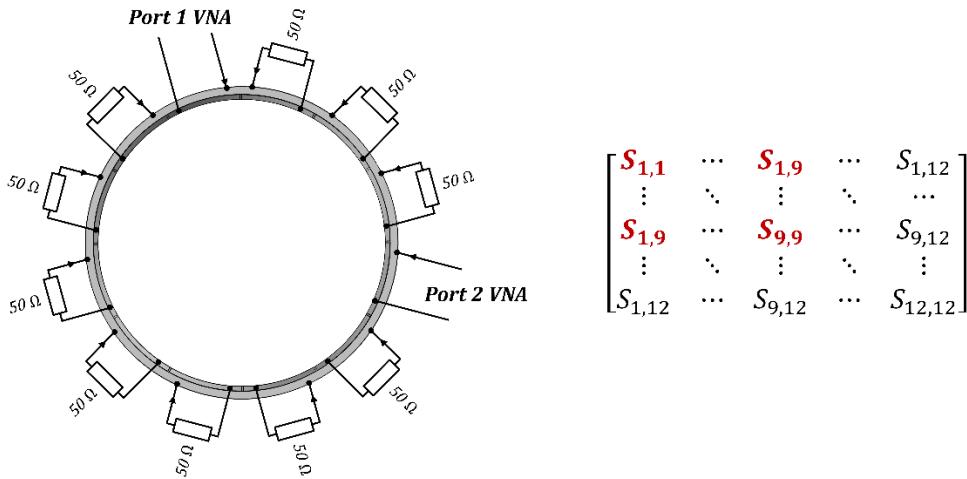


Figure IV.2 : Méthode de mesure pour isoler un quadripôle et déterminer les paramètres Y correspondants

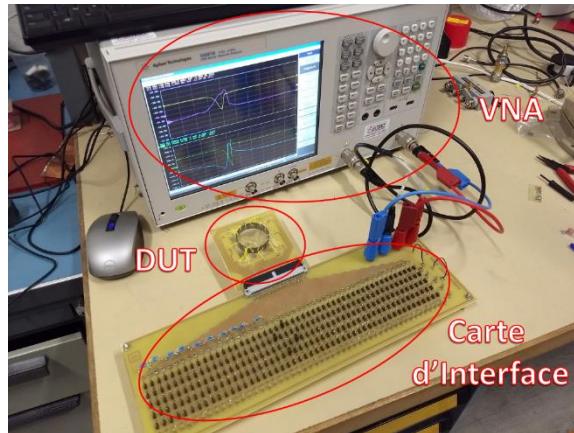


Figure IV.3 : Banc de mesure des paramètres S

Le VNA fonctionne sur une gamme de fréquence allant de 100 kHz à 3 GHz. La mesure en dehors de cette gamme peut induire des incertitudes notamment sur les coefficients de transmission S_{21} qui seront cependant ignorées durant le traitement des résultats.

IV.3 Le transformateur piézoélectrique à onde de volume servant à valider la modélisation

Le transformateur étudié dans ce chapitre est un transformateur cylindrique à onde de volume. Il est représenté à la Figure III.7. Par rapport au transformateur à onde de flexion, sa fréquence de résonance est située autour de 84 kHz. A cette fréquence, le VNA induit quelques incertitudes mais nettement moins que pour le transformateur à onde de flexion résonant à 4 kHz. Il est constitué d'une seule céramique piézoélectrique dure de chez Fuji Ceramics (C213-P) qui a aussi réalisé le dépôt des électrodes sur les surfaces internes et externes. Le PZT est le même que pour le transformateur à onde de flexion dont les propriétés sont présentées dans le Tableau III-2. Le cylindre a un rayon extérieur $R_e = 40$ mm, une épaisseur $h = 1$ mm

et une largeur $w = 10$ mm. Le transformateur présente douze électrodes et est conçu pour exciter le 3^e mode de résonance. Le transformateur est connecté à une carte d'interface de la même manière que précédemment avec une soudure Sn/Ag/Cu.

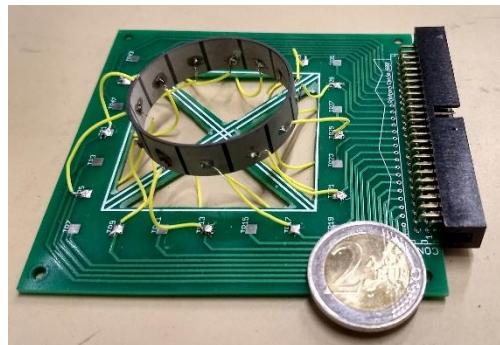


Figure IV.4 : Transformateur piézoélectrique à onde de volume et sa carte d'interface

Tableau IV-1 Paramètres géométriques du transformateur

| Paramètre | Valeur | Unité | Notation |
|-----------------|--------|-------|----------|
| Epaisseur | 1 | mm | h |
| Largeur | 10 | mm | w |
| Rayon extérieur | 20 | mm | R_e |
| Rayon intérieur | 19 | mm | R_i |

IV.4 Allures des paramètres d'admittance extraits

L'intérêt de cette méthode par rapport à la méthode du Chapitre III est d'avoir une précision accrue de la description du comportement du transformateur. Dans un premier temps, nous allons donc nous focaliser sur les paramètres Y obtenus par la mesure au VNA et les comparer à ceux obtenus avec le modèle analytique. De la même façon que pour le transformateur à onde de flexion nous avons mesuré le coefficient de pertes et déterminé le rayon équivalent correspondant du cylindre ($R_{eq} = 18,5$ mm).

On distingue différents types de paramètres Y dans cette matrice : les admittances dites propres notées $Y_{i,i}$ qui représentent l'admittance de l'électrode i si toutes les autres électrodes sont court-circuitées et les admittances dites de couplage $Y_{i,j}$ qui caractérisent le couplage entre deux électrodes. Les premiers paramètres Y représentés sont les admittances propres $Y_{1,1}$ et $Y_{2,2}$. Dans le cas du modèle analytique on a une seule courbe puisque le modèle est symétrique contrairement à la mesure au VNA qui prend en compte les déséquilibres entre électrodes. La fréquence de résonance pour les paramètres mesurés est différente pour $Y_{1,1}$ et $Y_{2,2}$ bien que les

amplitudes soient relativement proches. Ce déséquilibre existe plus généralement entre les électrodes du groupe A et celles du groupe B.

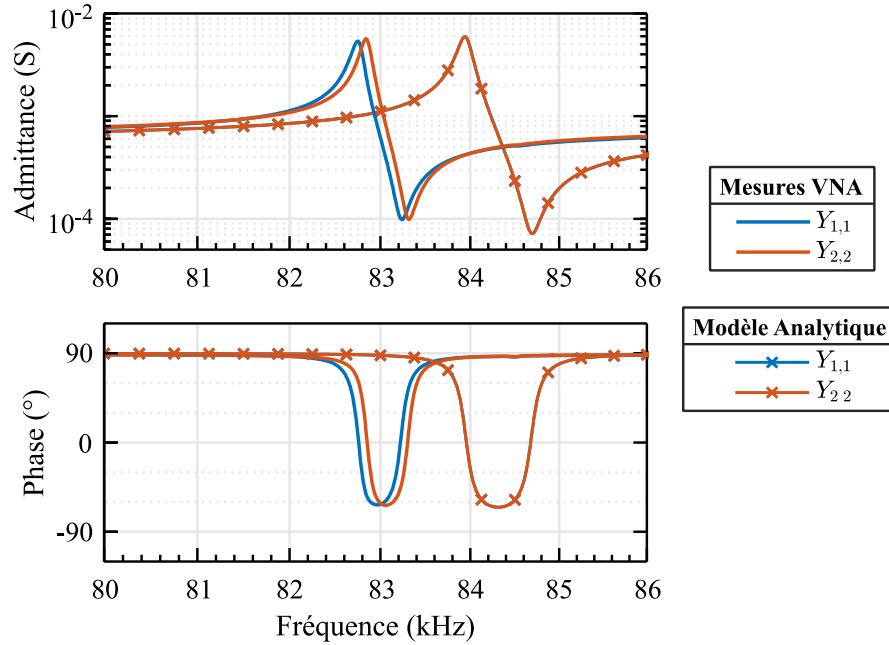


Figure IV.5 : Admittances propres $Y_{1,1}$ et $Y_{2,2}$

Nous nous intéressons maintenant aux admittances $Y_{i,j}$ décrivant le couplage entre électrodes. On peut séparer ces électrodes en deux groupes : les couplages directs avec électrodes du même groupe (entrées A ou B) et les couplages indirects entre électrodes de groupes différents. Les couplages directs sont des couplages forts qui permettent d'obtenir le système polyphasé en sortie. Les couplages indirects sont considérés comme des couplages parasites mais qui auront peu d'influence sur l'allure des tensions en sortie du transformateur.

Dans un premier temps nous avons représenté une admittance de couplage direct sur la Figure IV.6. Les allures sont similaires pour le modèle et la mesure mais comme pour le cas précédent, il y a un décalage de résonance et d'amplitude entre les deux. On note aussi le déphasage de 180° . Ce déphasage correspond à la forme de l'onde stationnaire qui présente des ventres mais dans des directions différentes aboutissant à ce déphasage. Les paramètres Y sont identiques pour les autres couplages directs et seule la phase change suivant l'électrode considérée.

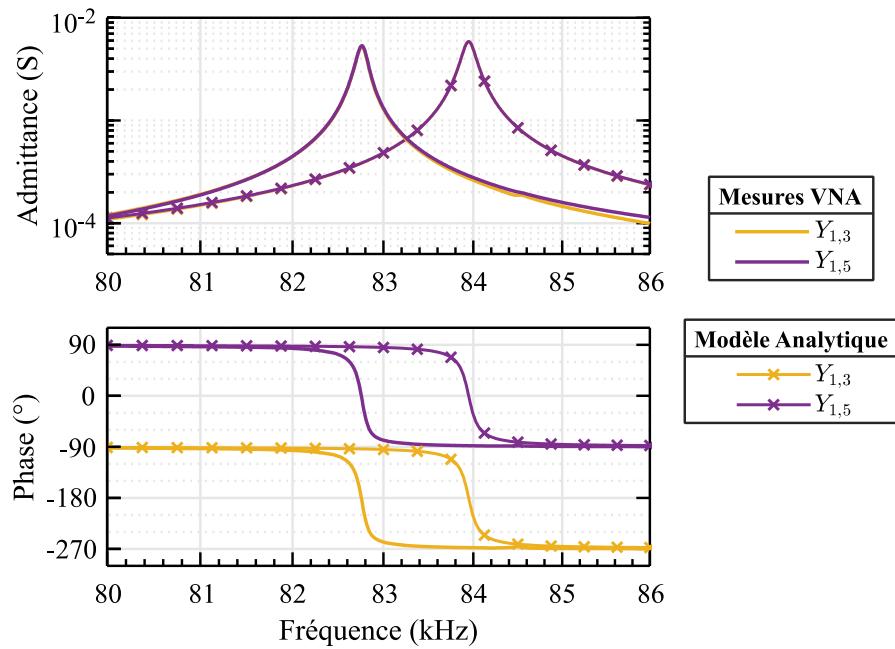


Figure IV.6 : Admittances de couplage direct Y_{13} et Y_{15}

Enfin on s'intéresse aux couplages indirects sur la Figure IV.7. Nous avons représenté deux couplages différents $Y_{1,2}$ et $Y_{1,4}$. Tout d'abord, la valeur des paramètres S déterminés dans ces cas-là étant assez faibles, la mesure présente une incertitude de précision. Cependant, nous estimons que le comportement est bien décrit. Une nette différence existe avec la modélisation ici. Le modèle aboutit à une description de ces admittances de couplage indirect sous forme de capacité avec toutefois un déphasage de 180° . Par la mesure on retrouve, ce comportement capacitif en dehors de la résonance. A la résonance, l'admittance est équivalente à un système d'ordre élevé puisque la phase parcourt l'ensemble des valeurs. Autour de la résonance, l'admittance est complètement différente selon le couple d'électrodes considéré. La valeur en dehors de la résonance donne la capacité inter-électrodes et dépend donc de la distance entre les deux électrodes. Cependant, il existe des différences entre des couplages qui devraient être symétriques selon les résultats de modélisation notamment comme montré sur la Figure IV.7 avec $Y_{1,2}$ et $Y_{1,12}$. Les deux électrodes 2 et 12 sont à côté de l'électrode 1 mais on observe une différence notamment à l'approche de la résonance.

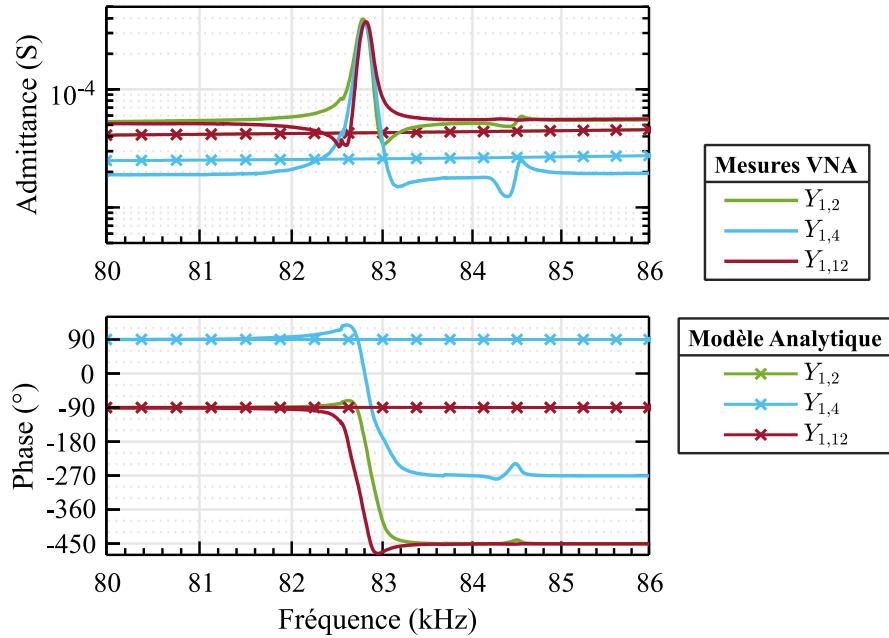


Figure IV.7 : Admittances de couplage indirect $Y_{1,2}$, $Y_{1,4}$ et $Y_{1,12}$

IV.5 Représentation sous forme de circuit équivalent de la matrice Y_{tot}

Une meilleure anticipation des pertes et des éléments parasites rend la conception du convertisseur de puissance plus précise et plus viable. Cette conception passe nécessairement par la simulation du circuit et donc du transformateur piézoélectrique. Jusqu'ici nous nous sommes limités à des études harmoniques des performances du transformateur ou bien en régime établi sur une charge linéaire. La prochaine étape consiste à représenter cette matrice d'admittance par un circuit équivalent compatible avec des simulations en transitoire. Dans cette thèse, nous nous sommes focalisés sur les simulateurs de type SPICE et plus précisément LTSpice et NGSpice. Dans cette partie, nous présenterons tout d'abord la représentation du système complet sous forme de circuit puis nous nous concentrerons sur les circuits équivalents de chaque admittance propre ou de couplage et les limitations des logiciels de type SPICE pour cette représentation.

IV.5.1. Circuit équivalent d'une matrice d'admittance

La représentation des quadripôles sous forme de circuit peut prendre plusieurs formes mais nous nous sommes limités à deux cas simples comme représenté sur la Figure IV.8. Le premier lie les deux sorties par une admittance de couplage alors que dans la seconde représentation, les deux ports sont isolés et le lien se fait par une source de courant contrôlée par la tension de l'autre port. La représentation avec seulement des admittances n'est valable que si le système est réciproque.

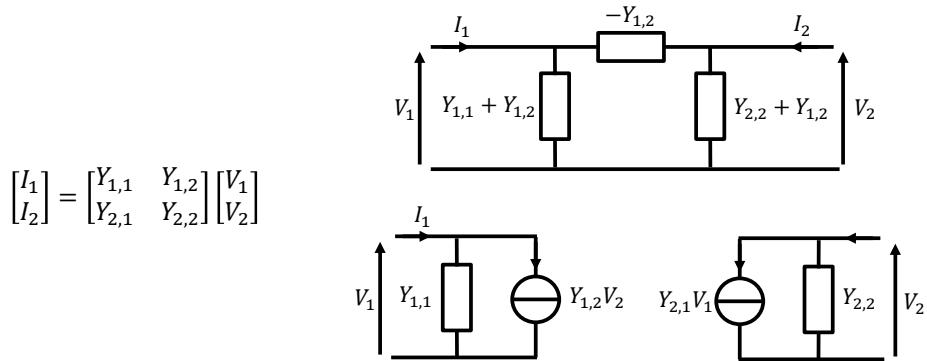


Figure IV.8 : Représentation circuit d'un quadripôle

Ces deux représentations peuvent être mises à l'échelle à un nombre plus élevé de ports. Concernant la première représentation (Figure IV.9), nous nous sommes limités à trois ports pour une meilleure visualisation. L'augmentation du nombre de ports pour la seconde (Figure IV.10) consiste alors simplement à ajouter des sources de courant représentant les couplages avec toutes les autres électrodes.

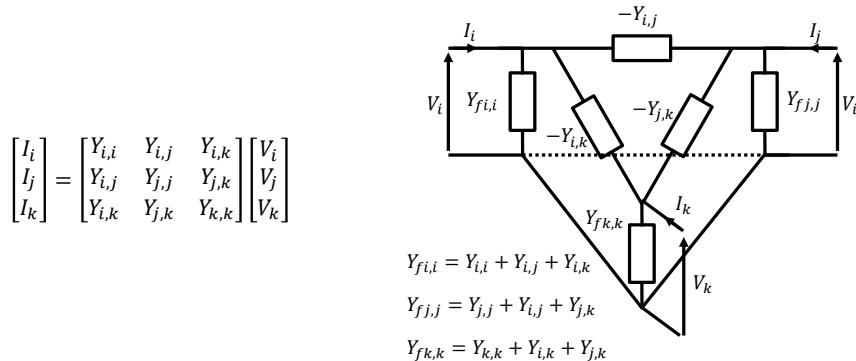


Figure IV.9 : Représentation circuit d'un hexapôle par ces admittances de couplages

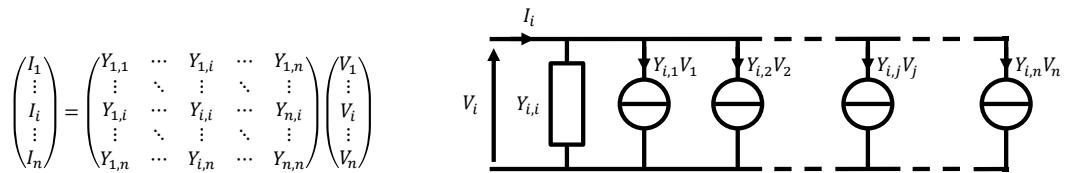


Figure IV.10 : Représentation circuit d'un multipôle par des sources de courant contrôlées

IV.5.2. Choix de la représentation de la matrice sous Spice

L'architecture globale du circuit équivalent étant définie, il faut maintenant représenter les différents éléments que sont les sources de courant et les admittances. Il est possible dans LTSpice de représenter tous ces éléments par des sources de courant ou de tension contrôlées ou arbitraires. On peut les définir par des valeurs de phase et de module sur une gamme de fréquence. Cette solution permet de bien transcrire le comportement sur des analyses

harmoniques mais n'est pas adaptée à des études temporelles ou harmoniques à large bande passante. Le logiciel réalise une interpolation à partir des valeurs définies ce qui aboutit à un manque de précision sur les résultats finaux et à des temps de simulation importants. Pour un circuit RLC série, la simulation classique prend moins de deux secondes alors que le comportement du même circuit représenté par une source de courant contrôlée est simulé en quatre minutes. Finalement, une simplification consiste à représenter les admittances de la Figure IV.9 par des circuits RLC dont les valeurs sont identifiées pour correspondre aux admittances mesurées.

Cependant, la problématique reste présente pour le cas de la Figure IV.10 et la représentation des sources de courant liées. Il est possible de résoudre ce problème en utilisant le logiciel NGSpice. Ce logiciel est un projet open source qui propose en plus de la simulation analogique classique, une interface avec le domaine numérique. La définition des fonctions de transfert et l'interpolation en transitoire se fait en dehors du solveur Spice donnant ainsi une bonne précision. Le comportement du même circuit RLC série que précédemment défini par une fonction de transfert est simulé en moins d'une seconde. Cependant, les admittances de couplage indirect étant d'ordre élevé, la résolution présente parfois des instabilités.

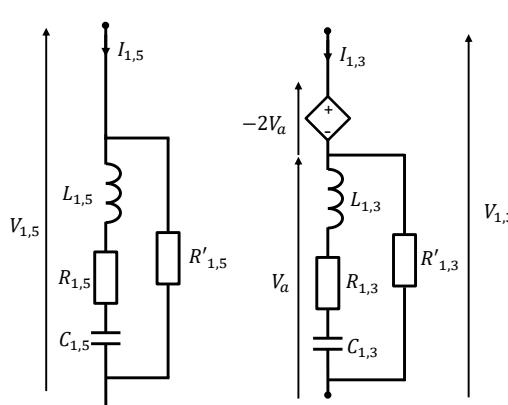
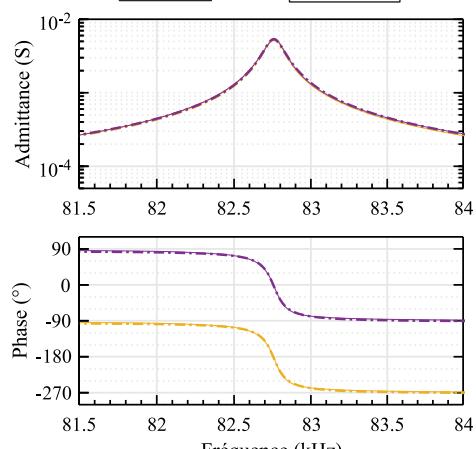
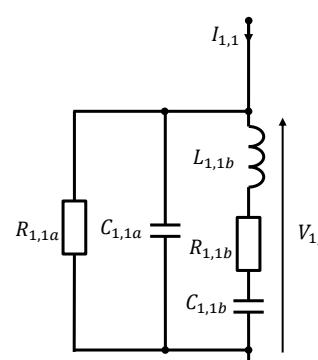
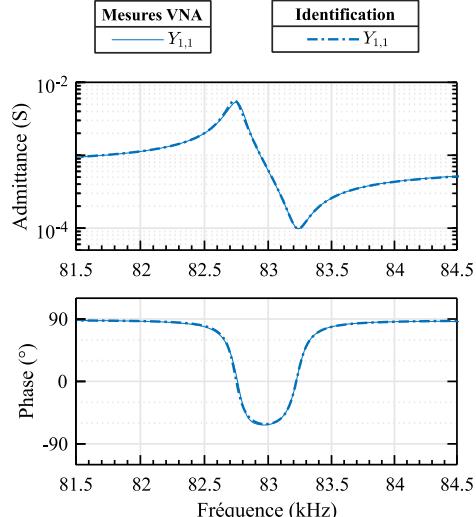
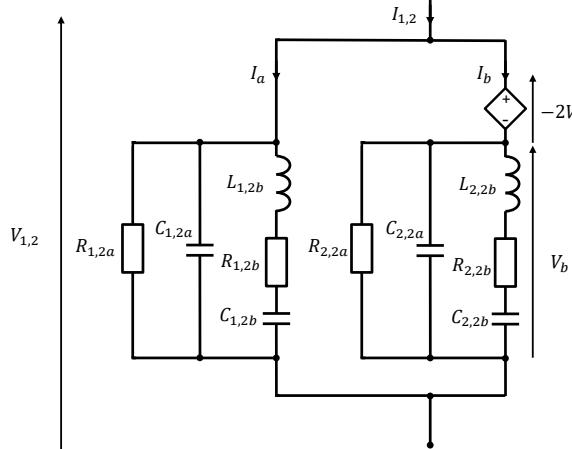
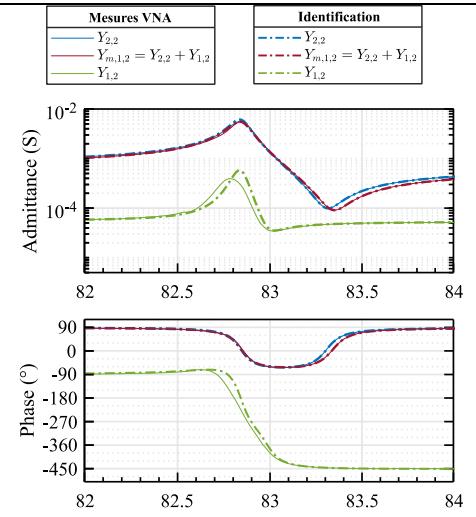
Finalement, la représentation que nous avons retenue pour simuler le transformateur est celle de la Figure IV.9 avec seulement des admittances liant les différents ports du transformateur. Nous cherchons alors à représenter ces admittances par des modèles RLC équivalent dont nous allons décrire le processus de détermination.

IV.5.3. Détermination des circuits RLC équivalents

La représentation du transformateur sous forme de circuits équivalents passe par la représentation de chaque admittance par un schéma équivalent. Ces admittances se séparent en trois catégories en fonction du type de couplage mais la méthode globale d'identification reste la même. Dans chaque cas, on associe une fonction de transfert à l'admittance mesurée à l'aide d'une fonction d'interpolation. L'ordre et la forme de la fonction de transfert dépendant du type d'admittance considéré. On peut alors à partir de l'expression de cette fonction de transfert déterminer le type de circuit RLC équivalent et les valeurs de ses composants. Tous les circuits équivalents ainsi que les diagrammes d'admittance correspondant sont résumés dans le Tableau IV-2.

Nous allons d'abord considérer les admittances de couplage direct $Y_{1,3}$ et $Y_{1,5}$. On voit que l'admittance associée est celle d'un circuit RLC série. Pour ajouter une précision supplémentaire sur l'identification avec la mesure on peut ajouter une résistance en parallèle qui donne un degré de liberté supplémentaire. Cette résistance n'a pas une signification physique mais permet une représentation plus précise de l'admittance. Il existe toutefois une différence de phase de 180° entre les admittances $Y_{1,3}$ et $Y_{1,5}$. Numériquement, cela signifie que l'admittance $Y_{1,5}$ est l'opposée de $Y_{1,3}$. Pour obtenir cette opposition dans un modèle circuit, on ajoute une source de tension contrôlée en tension. On utilise cette technique de même pour obtenir toutes les admittances $-Y_{i,j}$ de couplage dans la représentation globale du transformateur (Figure IV.9)

Tableau IV-2 : Représentation des circuits équivalents associés à chaque type d'admittance et comparaison entre l'admittance mesurée et celle correspondant au circuit

| | Circuit équivalent | Admittances mesurées et identifiées |
|--------------------|---|--|
| $Y_{1,5}, Y_{1,3}$ |  |  |
| $Y_{1,1}$ |  |  |
| $Y_{1,2}$ |  |  |

$$Y_{1,5} = \frac{I_{1,5}}{V_{1,5}} = \frac{1 + j\omega C_{1,5}(R_{1,5} + R'_{1,5}) - L_{1,5}C_{1,5}\omega^2}{R'_{1,5}(1 + j\omega R_{1,5}C_{1,5} - L_{1,5}C_{1,5}\omega^2)} \quad (\text{IV.7})$$

$$Y_{1,3} = \frac{I_{1,3}}{V_{1,3}} = \frac{I_{1,3}}{V_a - 2V_a} = \frac{-(1 + j\omega C_{1,3}(R_{1,3} + R'_{1,3}) - L_{1,3}C_{1,3}\omega^2)}{R'_{1,3}(1 + j\omega R_{1,3}C_{1,3} - L_{1,3}C_{1,3}\omega^2)} \quad (\text{IV.8})$$

Les admittances propres $Y_{i,i}$ comme représentées dans le Tableau IV-2 correspondent à l'admittance d'un circuit RLC série en parallèle avec un condensateur. De la même façon que précédemment, on ajoute une résistance en parallèle pour une précision supplémentaire. Malgré cela on observe sur certaines admittances propres, une identification éloignée de la mesure autour du maximum d'admittance qui ne peut être prédit qu'en augmentant l'ordre de l'admittance considérée. Cependant, nous avons choisi de décrire le plus simplement le comportement de l'admittance $Y_{1,1}$ et ne pas augmenter la complexité du circuit équivalent en se limitant à celui du Tableau IV-2.

$$Y_{1,1} = \frac{I_{1,1}}{V_{1,1}} = \frac{1}{R_{1,1a}} + j\omega C_{1,1a} + \frac{j\omega C_{1,1b}}{1 + jR_{1,1b}\omega C_{1,1b} - L_{1,1b}C_{1,1b}\omega^2} \quad (\text{IV.9})$$

Enfin, les admittances de couplage indirect $Y_{i,j}$ constituent la problématique majeure dans la représentation sous forme de circuit équivalent. On a affaire à des circuits d'ordre supérieur à 3 qui ne correspondent à aucun circuit RLC classique. Cependant, nous avons observé que si l'on fait la somme de l'admittance de couplage indirect, par exemple $Y_{1,2}$ avec une admittance propre correspondante $Y_{2,2}$ on obtient une admittance $Y_{m1,2}$ avec un comportement similaire à $Y_{2,2}$ comme on peut le voir dans le Tableau IV-2. On peut ainsi déduire un circuit équivalent à $Y_{m1,2}$ de la même manière. On obtient alors l'admittance $Y_{1,2}$ visée qui est la différence entre ces deux admittances (IV.10). On en déduit alors le circuit équivalent du Tableau IV-2. Les résultats de l'ajustement sont aussi présentés et on voit que bien que les deux admittances intermédiaires soient bien corrélées, la différence ne correspond pas parfaitement à l'admittance mesurée mais en décrit assez bien l'évolution. De plus, ces admittances de couplage indirect sont très faibles et n'auront pas une forte influence sur les performances du circuit. La corrélation entre la mesure et le circuit équivalent nous convient donc suffisamment.

$$Y_{1,2} = \frac{I_a}{V_{1,2}} + \frac{I_b}{V_b - 2V_b} = Y_{m1,2} - \frac{I_b}{V_b} = Y_{m1,2} - Y_{2,2} \quad (\text{IV.10})$$

IV.5.4. Implémentation du circuit complet

La définition de tous ces circuits équivalents permet l'implémentation du circuit complet pour la simulation du transformateur piézoélectrique à onde progressive. Les implémentations s'inspirent de l'exemple de la Figure IV.9 mais on considère une alternative. Tout d'abord, dans la représentation de la Figure IV.9, toutes les électrodes inférieures sont connectées entre elles. Pour assurer l'isolation entre les électrodes, il est nécessaire de séparer l'admittance de couplage en deux avec une admittance pour chaque branche du quadripôle concerné. Cette implémentation est spécifique à chaque application puisque l'on ne doit pas intégrer une admittance de couplage entre deux électrodes qui seront reliées dans le circuit global. La connexion des deux ports, en effet, annulerait l'admittance de couplage laissant un couplage à $Y_{i,j}/2$ pour le quadripôle complet. Le comportement du transformateur serait alors mal traduit par le modèle. Cette alternative est nécessaire dans les cas où le transformateur est utilisé comme transformateur d'isolement et où l'on doit décrire l'isolation entre primaire et secondaire. Les deux implémentations sont représentées sur la Figure IV.11. On s'intéresse au port 1 d'un hexapôle de 3 ports. Les admittances en entrée sont obtenues par la mise en parallèle de tous les circuits équivalents de couplage définies ci-avant. Dans le cas isolé, l'isolation n'existe qu'entre l'électrode 1 et 3 mais l'admittance en entrée est identique.

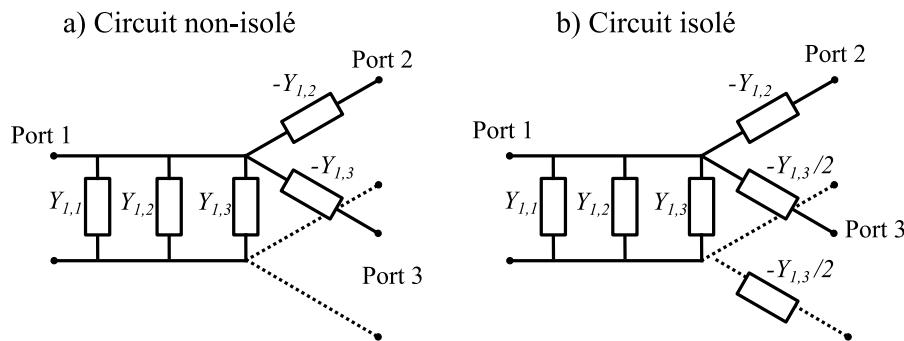


Figure IV.11 : Illustration de la différence d'implémentation du circuit global dans les cas non-isolé (a) et isolé (b)

IV.6 Résultats expérimentaux et validation de l'approche

IV.6.1. Banc de test

Comme pour le modèle analytique, nous allons d'abord procéder à une validation de la modélisation en comparant les résultats avec les mesures réalisées sur le cylindre. Le cylindre est décrit dans la première section de ce chapitre (Figure IV.4). Le circuit de test est sensiblement le même qu'au Chapitre III. Le schéma d'électrodes est représenté sur la Figure IV.12. Le système de tensions secondaires est quadriphasé et la charge est résistive. Le schéma complet avec commande du transformateur est celui de la Figure III.10.

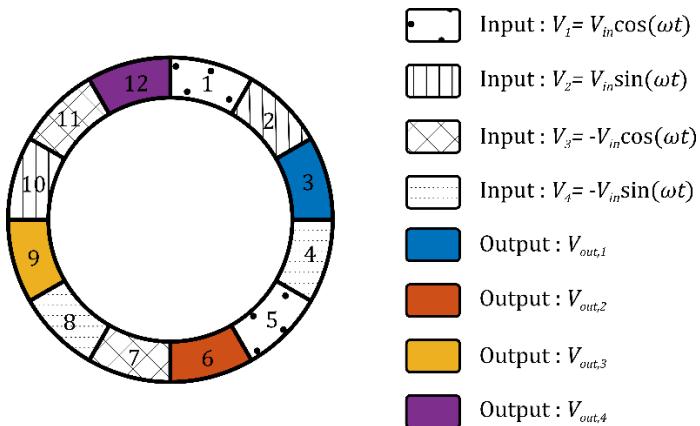


Figure IV.12 : Schéma des électrodes à la surface du transformateur piézoélectrique

Dans la suite, nous allons comparer différents résultats. Les résultats de simulation sont obtenus par le même procédé de résolution que présenté dans la section III.4 mais en utilisant cette fois la matrice d'admittance définie par la mesure à l'aide d'un VNA. Cette méthode nous permet d'obtenir les tensions de sortie sans passer par la détermination du circuit équivalent RLC. On comparera également ces résultats aux simulations réalisées sous LTSpice. Le circuit simulé est sans isolation entre les différentes électrodes.

IV.6.2. Analyse harmonique sur charge résistive

IV.6.2.1. Évolution autour de la résonance

Nous avons représenté sur la Figure IV.13 l'amplitude de la tension de sortie $V_{out,4}$ en fonction de la fréquence pour les deux modèles (résolution numérique et LTSpice) ainsi que la mesure. La tension d'entrée est $V_{in} = 4$ V et la charge $R_L = 3.3$ k Ω . L'évolution des tensions de sortie est assez proche dans les trois cas avec une irrégularité autour de 82.7 kHz. Autour de cette fréquence, les tensions de sortie simulées sous LTSpice donnent des résultats très éloignés du comportement réel avec une tension $V_{out,4}$ allant jusqu'à 22.5 V alors qu'elle est mesurée à 7.5 V. On aperçoit de légères irrégularités sur les résultats issus de l'analyse numérique mais pas autant que ceux issus de LTSpice. Cela nous amène donc à la conclusion que c'est l'ajustement des circuits équivalents aux admittances mesurées qui amène ces irrégularités. Et en effet, on s'aperçoit que les fréquences concernées coïncident avec les maxima des admittances propres $Y_{i,i}$ (Figure IV.5) et de couplage direct (Figure IV.6). L'admittance du circuit équivalent peut dévier légèrement de celle définie au VNA pour ces fréquences et le déséquilibre peut induire ces résultats. Dans un second temps, le manque de précision sur les admittances de couplage indirect induit aussi un écart entre le circuit simulé et l'admittance mesurée au VNA. Malgré tout, on observe aussi ces irrégularités sur la résolution numérique à un degré moindre ce qui peut aussi induire que le décalage de résonance entre les systèmes d'entrée A et B ($Y_{1,1}$ et $Y_{2,2}$ de la Figure IV.5) pose des problèmes dans la résolution du système. Enfin, les incertitudes sur la mesure des paramètres S aux fréquences et magnitudes considérées peut aussi mener à des écarts avec la mesure.

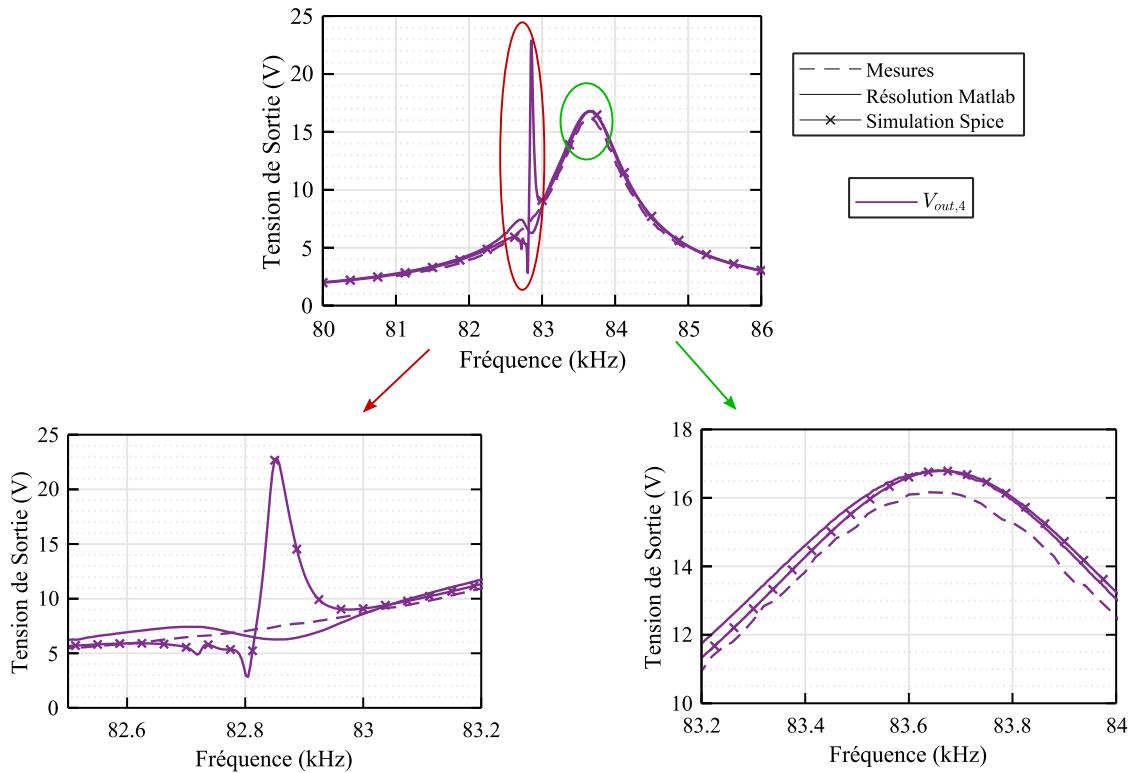


Figure IV.13 : Evolution de l'amplitude de la tension de sortie $V_{out,4}$ en fonction de la fréquence pour $V_{in} = 4$ V et $R_L = 3.3$ k Ω

Ces irrégularités du modèle VNA interviennent cependant à une fréquence fixe et dépendent uniquement du transformateur et non de la charge comme nous le verrons dans la section IV.6.2.2. Dans le cas d'une charge résistive à 3.3 k Ω , le maximum de tension n'est pas impacté par cela et on voit que dans ce cas les évolutions des tensions de sortie à l'optimum sont semblables. Sur la Figure IV.14, nous avons représenté les amplitudes de toutes les tensions de sortie pour la mesure et le modèle simulé. Les différences de fréquences de résonance entre $V_{out,1}, V_{out,3}$ et $V_{out,2}, V_{out,4}$ sont bien anticipées. Il existe tout de même quelques différences d'amplitude entre la mesure et la simulation. On note notamment que l'écart entre $V_{out,1}$ et $V_{out,3}$ est bien plus important dans la simulation Spice que mesuré.

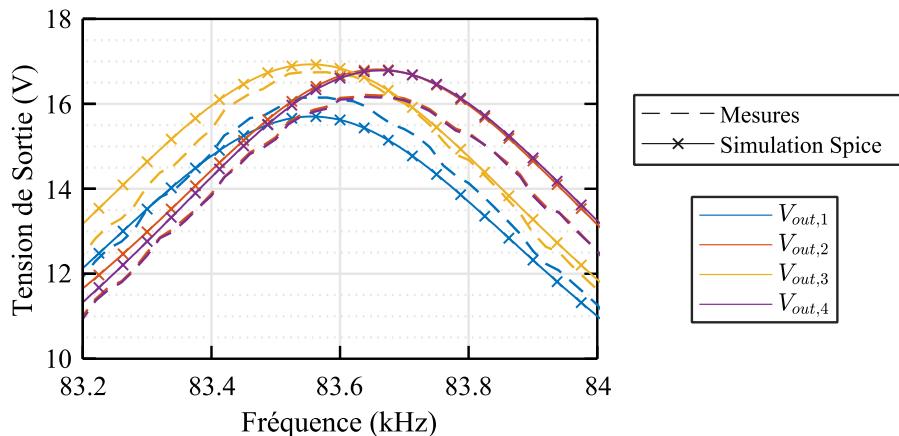


Figure IV.14 : Evolution de l'amplitude de toutes les tensions $V_{out,i}$ autour de la résonance pour $V_{in} = 4$ V et $R_L = 3.3$ k Ω

Une simulation Spice en temporel dont les signaux obtenus sont montrés sur la Figure IV.15 permet de confirmer l'obtention d'un système quadriphasé avec des amplitudes conformes aux résultats d'une simulation harmonique en petit signaux.

En conclusion, pour ce transformateur piézoélectrique, les résultats de simulation correspondent assez bien aux résultats issus de la résolution numérique. L'écart avec la mesure provient plutôt des limites d'utilisation du modèle, i.e. jusqu'à quel point le modèle issu de la mesure des paramètres Y peut décrire pertinemment le comportement du transformateur piézoélectrique. Pour déterminer ces limites, nous nous intéresserons ainsi ci-après à l'évolution de la tension de sortie en fonction de la charge et de la tension d'entrée.

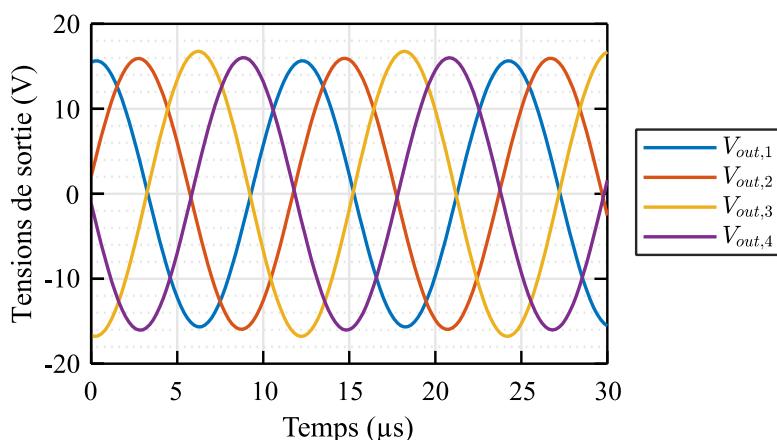


Figure IV.15 : Signaux de tensions en sorite du transformateur pour une fréquence d'excitation $f = 83,5$ kHz

Dans un second temps, nous nous intéressons aux courants en entrée (Figure IV.16) et aux puissances mise en jeu dans le transformateur (Figure IV.17). Nous avons regroupé les courants des mêmes systèmes d'électrodes. En effet, puisqu'on alimente les électrodes de façon différentielle, on mesure seulement les deux courants correspondants soit à une commande en $\cos(\omega t)$ ou en $\sin(\omega t)$. De la même façon, on compare les résultats de mesure à la résolution numérique sous Matlab et la simulation LTSpice. On observe logiquement les mêmes irrégularités que précédemment autour de 82.7 kHz. Cela peut mener à des puissances en entrée

négatives et donc des rendements négatifs ou bien supérieurs à 1. Autour de la résonance, on voit bien les résonances différentes entre I_A et I_B qui correspond à la différence vue précédemment entre $V_{out,1}, V_{out,3}$ et $V_{out,2}, V_{out,4}$. Le courant I_A simulé a une amplitude inférieure aux prédictions de l'analyse numérique puisque les tensions correspondantes étaient elles-mêmes inférieures. On note enfin que la puissance d'entrée simulée est inférieure à la mesure alors que la puissance de sortie est supérieure menant donc à des rendements surestimés en simulation par rapport à la mesure. Dans cette configuration, le rendement en simulation au maximum de puissance est de 83% alors que nous l'avons mesuré à 78%.

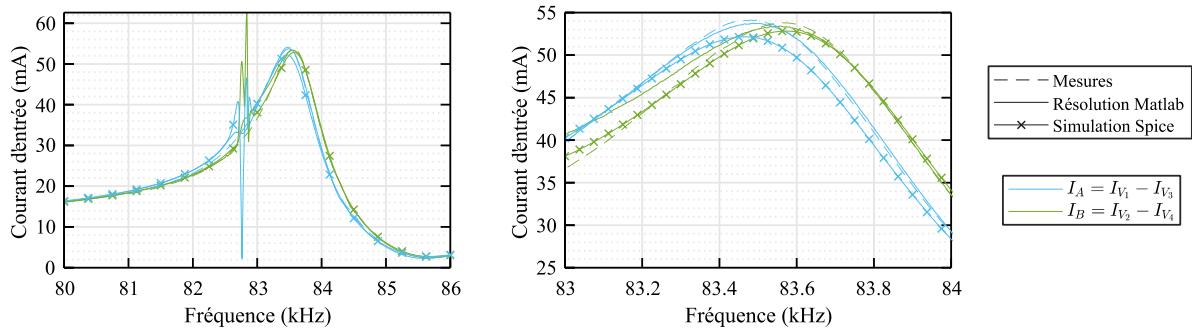


Figure IV.16 : Evolution de l'amplitude du courant en entrée en fonction de la fréquence pour $V_{in} = 4 \text{ V}$ et $R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$

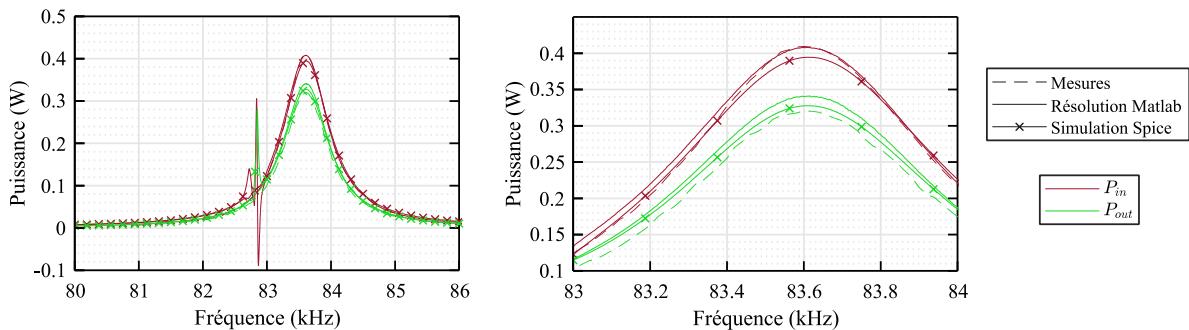


Figure IV.17 : Evolution des puissances en entrée et sortie en fonction de la fréquence pour $V_{in} = 4 \text{ V}$ et $R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$

IV.6.2.2. Évolution en fonction de la résistance et de la tension d'entrée

Pour fixer quelques limites d'utilisation du modèle, nous avons étudié l'évolution de la tension de sortie en fonction de la résistance de sortie sur la Figure IV.18 pour une amplitude en entrée $V_{in} = 4 \text{ V}$. Pour faciliter la lecture nous nous sommes concentrés seulement sur $V_{out,2}$ qui présentait des irrégularités moins marquées que les autres tensions. Les mesures présentées ici sont celles provenant d'un balayage fréquentiel allant des basses fréquences vers les hautes fréquences. On compare ici seulement les résultats obtenus avec LTSpice et les mesures. Au plus la résistance est faible, au plus la fréquence de résonance du transformateur va se trouver dans la zone d'irrégularités. Cependant à 330Ω , la résonance est peu impactée. Les niveaux de

tensions lorsque la charge augmente sont bien anticipés ainsi que la fréquence de résonance. Cependant, on voit que lorsque la résistance de charge augmente, un comportement différent apparaît en mesure. Cela est due à l'apparition de non-linéarités dans le matériau. Nous nous attarderons sur ce comportement plus tard dans le chapitre. Malgré tout, bien que la fréquence soit décalée, l'amplitude de la tension reste proche. Ainsi le modèle propose une description précise des performances du transformateur pour des résistances allant jusqu'à la dizaine de $k\Omega$.

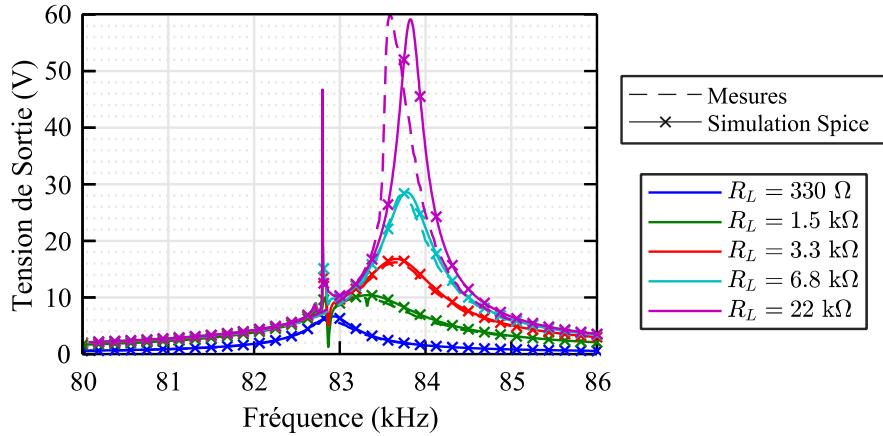


Figure IV.18 : Evolution de la tension $V_{out,2}$ en fonction de la charge pour $V_{in} = 4 \text{ V}$

Le comportement non-linéaire est encore plus marqué lorsque l'on étudie l'évolution de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée comme montré Figure IV.19. Lorsque la tension en entrée atteint 25 V et que la tension de sortie atteint 100 V on voit une nette modification de l'allure de l'évolution de la tension avec la fréquence. Dans ce cas, la simulation donne des résultats directement proportionnels à la tension d'entrée avec donc des allures identiques pour les différentes valeurs de V_{in} . Ainsi on voit que l'utilisation du modèle se limite à des niveaux de tensions inférieurs à 25 V voire inférieurs à 15 V selon le niveau de précision souhaité en simulation.

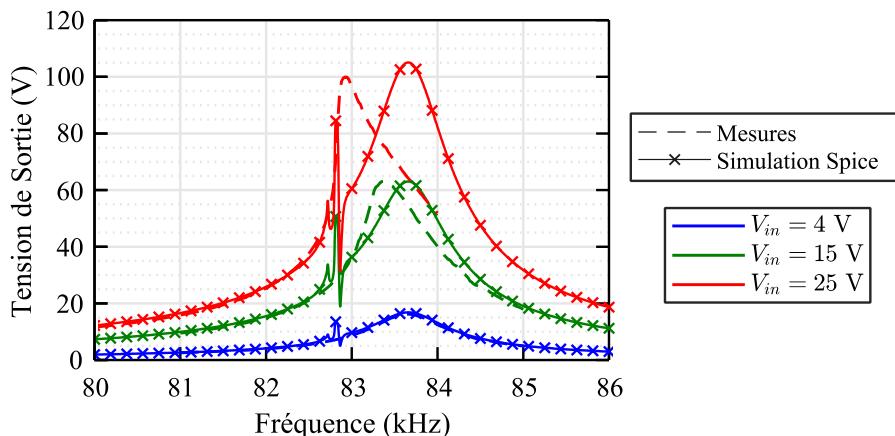


Figure IV.19 : Evolution de la tension $V_{out,2}$ en fonction de l'amplitude de la tension en entrée pour $R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$

Tous ces résultats nous ont permis de valider le modèle comportemental basé sur l'extraction des paramètres d'admittance dans la limite de l'apparition de non-linéarités correspondant ainsi à des niveaux de tensions inférieures à 15 V et des résistances de charge inférieures à 20 k Ω . Suivant cette étude, nous souhaitons maintenant nous concentrer plus en détail sur les performances du transformateur piézoélectrique à onde de volume et conclure à son utilité pour la conversion d'énergie.

IV.7 Performances du transformateur piézoélectrique à onde de volume

Durant cette étude des performances, nous allons tout d'abord nous focaliser sur la puissance et le rendement du transformateur avant de nous intéresser plus particulièrement aux phénomènes non-linéaires apparaissant sous certaines conditions.

IV.7.1. Niveaux de puissance et rendement

IV.7.1.1. Configuration d'électrodes initiale

L'utilisation du transformateur piézoélectrique à onde progressive dans un convertisseur de puissance est intimement liée à son isolation ainsi qu'à la puissance qu'il peut transférer et à la densité de puissance associée. Pour étudier cela, nous avons dans un premier temps mesuré les puissances de sortie et les rendements associés du transformateur en fonction de la charge. Pour chaque charge, on s'est placé à la fréquence donnant le maximum de puissance. Nous avons considéré les résultats pour un balayage des fréquences hautes vers les fréquences basses. Les résultats pour des valeurs V_{in} de 4 V, 15 V et 25 V sont présentés à la Figure IV.20.

On observe dans un premier temps que l'évolution de la puissance change en fonction du niveau de tension en entrée. En effet, deux optimums de puissance sont présents pour $V_{in} = 4$ V mais ces optimums se rapprochent peu à peu pour arriver finalement seulement à un seul optimum pour le cas $V_{in} = 25$ V. Ce phénomène est intimement lié à l'élévation de la température dans le transformateur. Pour le cas d'une charge $R_L = 22$ k Ω , le transformateur atteint une température de 70°C à $V_{in} = 15$ V et cela dépasse 100°C lorsque $V_{in} = 25$ V. Cette élévation induit des pertes dans le transformateur ce qui aboutit au comportement observé. On voit par ailleurs que le rendement diminue avec l'augmentation de la tension de sortie.

Si on s'intéresse plus particulièrement aux puissances mises en jeu, on voit que le transformateur peut transférer jusqu'à une puissance de 5.2 W pour un rendement de 64% ou bien 4.8 W avec un rendement de 76%. Cette puissance est la puissance maximale que l'on a pu observer mais nous étions limités dans le cas présent par l'amplitude des tensions en entrée que pouvait fournir l'amplificateur linéaire de commande sans saturer. Si on considère alors le volume occupé par le cylindre, on trouve une densité de puissance de 0.41 W/cm³. Si on considère seulement le volume de matériau piézoélectrique on atteint une densité de puissance de 4.24 W/cm³. Le rendement maximal est de 82 %, obtenu pour $V_{in} = 4$ V. Ces valeurs sont encore assez éloignées des standards des transformateurs piézoélectriques qui peuvent atteindre

la dizaine de W/cm^3 mais restent cohérentes avec une utilisation en électronique de puissance. De surcroît, le transformateur est un prototype de validation sans optimisation. Enfin, la densité de puissance pour le volume de piézoélectrique montre l'intérêt de tester une géométrie en anneau pour gagner en espace occupé.

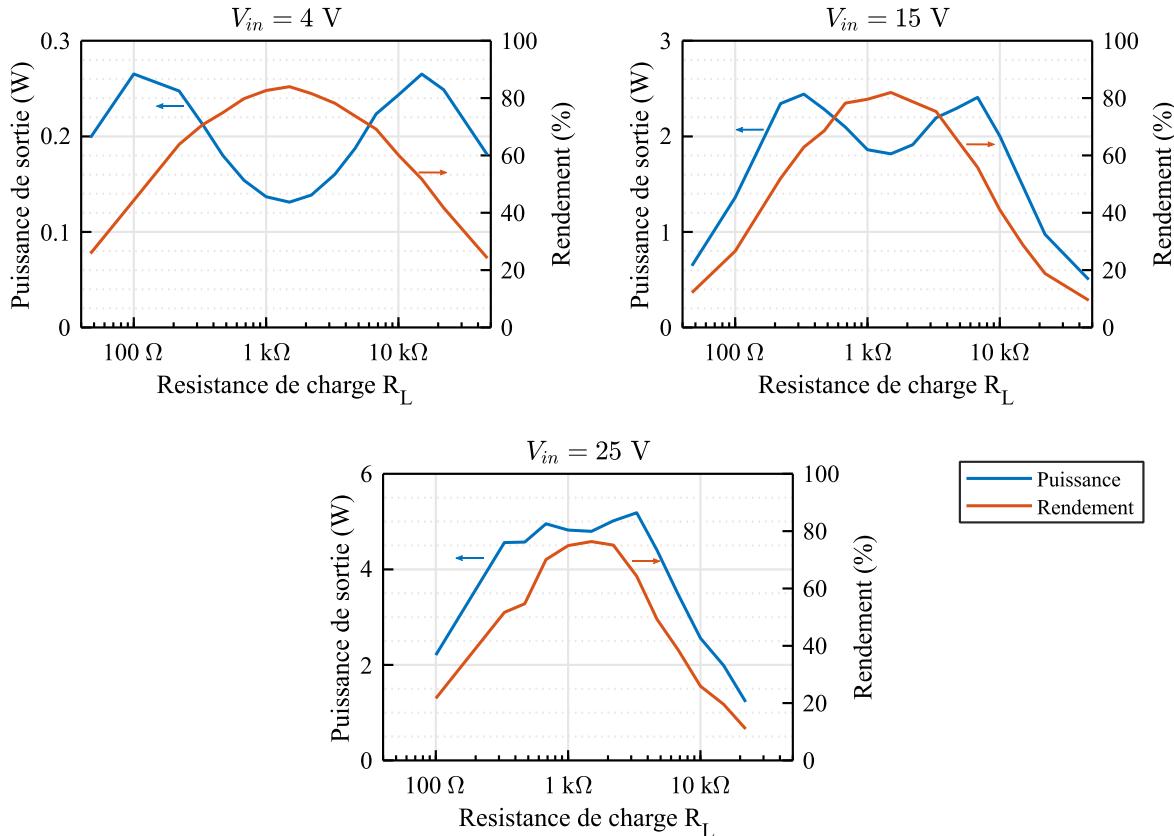


Figure IV.20 : Puissance de sortie et rendement du transformateur en fonction de la charge pour différents niveaux de tension en entrée

IV.7.1.2. Autres configurations d'électrodes

L'intérêt de ce schéma d'électrodes sur le transformateur est aussi de pouvoir modifier facilement le nombre d'électrodes en entrée et en sortie. Ainsi, nous avons étudié les performances du transformateur dans une configuration différente avec cette fois 4 entrées et 8 sorties comme montré sur la Figure IV.21. Dans cette configuration, la surface dédiée à la génération de l'onde progressive est deux fois plus faible. Ainsi à même niveau de tension l'onde progressive aura une amplitude moins grande menant ainsi à des niveaux de puissance plus faibles. Ces résultats expérimentaux sont présentés sur la Figure IV.22. Les niveaux de puissance sont plus faibles que dans la configuration précédente avec une puissance maximale limitée à 1.7 W. Cependant, les rendements sont plus élevés avec un rendement maximal de 95 %. De plus, puisque les puissances en jeu sont moins élevées que précédemment, le couplage reste fort même jusqu'à $V_{in} = 25$ V. Les optima de résistance sont les mêmes que pour le cas précédent avec $V_{in} = 4$ V même si on s'aperçoit que ces optima commencent à se décaler pour $V_{in} = 25$ V.

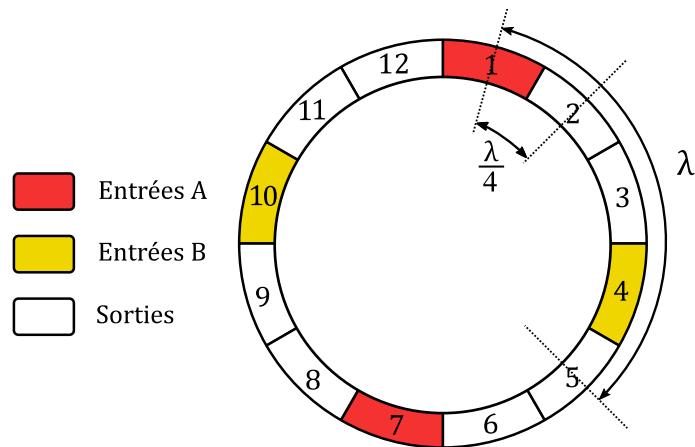


Figure IV.21 : Schéma d'électrodes pour une configuration à 4 entrées et 8 sorties

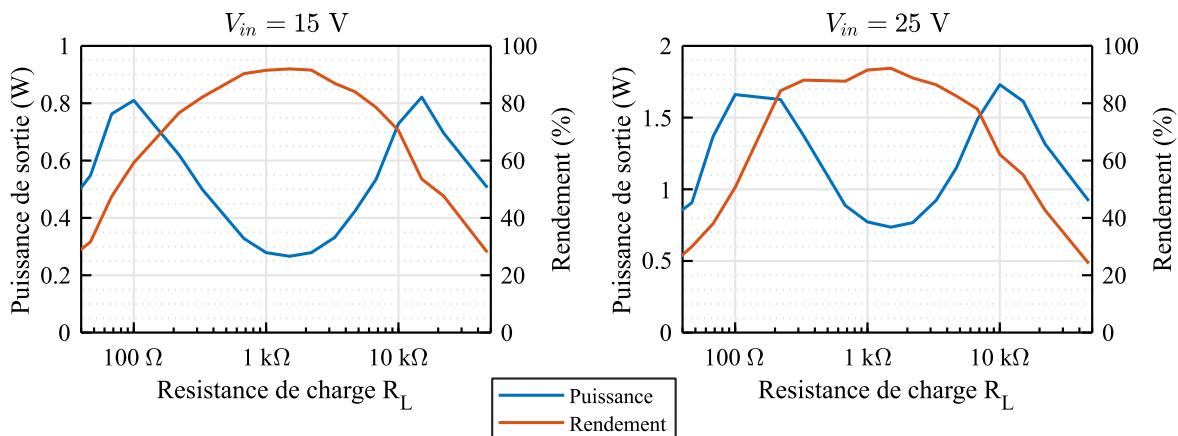


Figure IV.22 : Puissance de sortie et rendement du transformateur en fonction de la charge pour une configuration à 4 entrées et 8 sorties

IV.7.1.3. Comparaison avec un fonctionnement en onde stationnaire

Le peu d'études concernant les transformateurs piézoélectriques à onde progressive ne permet pas de conclure sur leurs performances par rapport à un transformateur à onde stationnaire pour une géométrie et un mode de résonance identiques. Nous avons donc souhaité comparer les deux solutions avec le même transformateur. La commande des électrodes permettant de générer l'onde stationnaire est montré à la Figure IV.23. On ne considère ici plus qu'un seul système d'entrée. Ainsi on met en parallèle deux électrodes côte à côte pour obtenir une électrode de taille $\frac{\lambda}{2}$ pouvant générer l'onde stationnaire au même mode que l'onde progressive précédente. Les quatre sorties, elles, sont séparées et chargées avec une résistance R_L . Dans cette configuration, la répartition du volume entre primaire et secondaire est identique à celle

du schéma pour l'onde progressive de la Figure IV.12. Il faut noter toutefois que ce schéma n'est pas optimal pour la génération de l'onde stationnaire. Pour pouvoir comparer réellement les deux configurations, il serait plus optimal de concevoir des schémas d'électrodes optimisés pour chaque type d'onde sur deux cylindres aux géométries identiques.

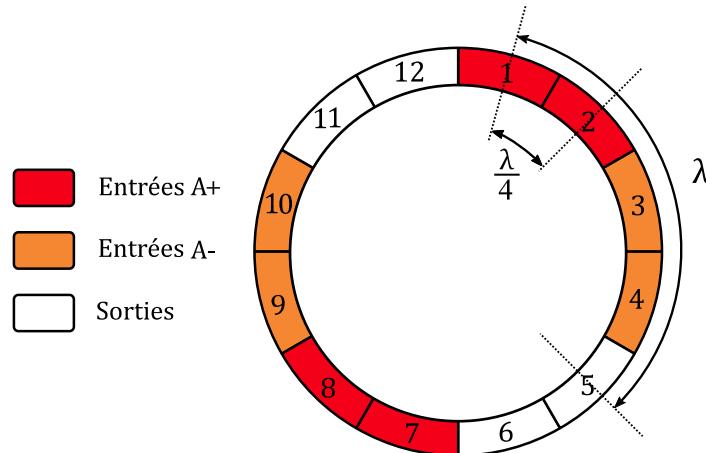


Figure IV.23 : Schéma d'électrode et commande pour la génération de l'onde stationnaire

L'évolution de la puissance et du rendement avec la charge pour l'onde stationnaire et l'onde progressive sont comparées sur la Figure IV.24 pour une tension $V_{in} = 15$ V. On observe ainsi que l'onde stationnaire n'atteint pas les performances de l'onde progressive. Il faut ajouter toutefois que pour des valeurs de charge supérieures à $10 \text{ k}\Omega$, on observait un léger déphasage entre les tensions de sortie qui ne devrait pas exister dans le cas d'une onde stationnaire idéale. Ce déphasage est sans doute dû à la géométrie et aux déséquilibres entre électrodes déjà observés pour l'onde progressive. Cette étude n'a pas pour objectif de démontrer que l'onde progressive permet universellement de transférer plus de puissance mais simplement que l'utilisation d'une onde stationnaire ne présente pas nécessairement de meilleures performances.

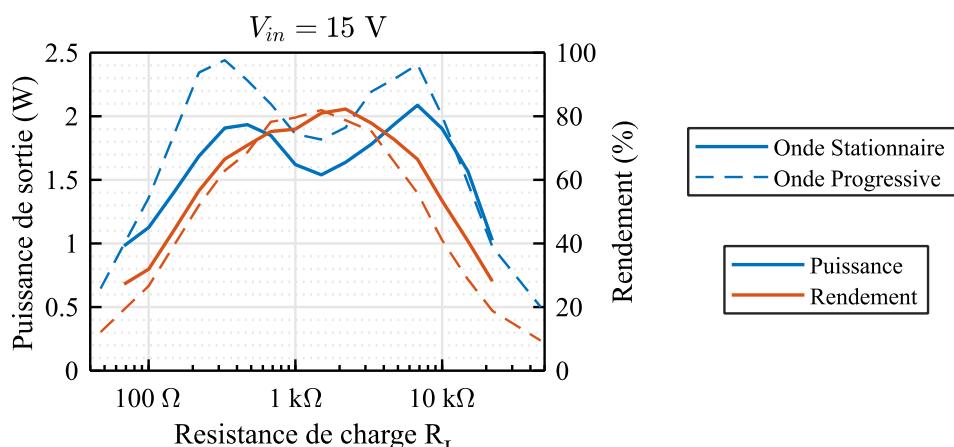


Figure IV.24 : Puissance de sortie et rendement du transformateur en fonction de la charge pour une onde stationnaire et une onde progressive

IV.7.2. Etude des phénomènes non-linéaires

IV.7.2.1. Observations

Les premiers résultats d'évolution de la tension avec la fréquence montraient pour certains cas un accroissement abrupt de l'amplitude à une fréquence donnée. On a pu observer aussi cela lors des mesures de puissance sur le transformateur. Ce phénomène est dû aux non-linéarités qui apparaissent dans le transformateur, dont les origines seront étudiées dans la prochaine partie. La Figure IV.25 présente l'évolution de la tension en fonction de la fréquence pour différentes configurations de charge et de tension de sortie traduisant les différentes régions de fonctionnement du transformateur. Pour chaque cas, les résultats pour des fréquences croissantes et décroissantes sont représentés. Les non-linéarités dans le transformateur piézoélectrique se caractérisent par une élévation abrupte de la tension pour des fréquences croissantes ainsi qu'à un comportement hystérotique avec une chute de tension abrupte à une fréquence inférieure pour un balayage des fréquences décroissantes. Ce comportement apparaît lorsque la tension augmente et pour des charges soit grandes soit faibles, i.e. dans les zones où le rendement est faible. Les instabilités que l'on observe pour une tension $V_{in} = 25$ V et une charge de $22 \text{ k}\Omega$ sont principalement dues à l'instabilité sur la température du transformateur lorsque la tension chute. Une augmentation de la température diminue la fréquence de résonance et la tension chute. Lorsque la température baisse, la fréquence de résonance revient vers des fréquences plus hautes et on observe ces différents pics.

IV.7.2.2. Origines de la non-linéarité

Pour comprendre l'origine de ces non-linéarités, il est nécessaire de revenir aux propriétés ferroélectriques des céramiques piézoélectriques. Les différents domaines ferroélectriques dans le matériau présentent des polarisations rémanentes lorsque le champ est nul. Par définition et comme on peut le voir sur la Figure I.3, pour un matériau ferroélectrique, une relation non-linéaire lie la polarisation et le champ électrique pour des champs élevés. Le domaine de linéarité est restreint à des amplitudes de champ très faibles. Ces phénomènes non-linéaires ne sont pas limités aux transformateurs piézoélectriques mais apparaissent aussi dans les transducteurs lorsque les amplitudes de déplacement sont trop élevées. Dans [1], le caractère non-linéaire du transformateur de Rosen est analysé et modélisé. L'objectif dans cette section n'est pas de modéliser complètement ce comportement non-linéaire mais de comprendre les phénomènes mis en jeu pour pouvoir anticiper leur apparition durant la conception. En général, ces phénomènes sont à éviter dans les convertisseurs de puissance puisqu'ils amènent de l'instabilité et des pertes accrues. Dans [2], D. A. Hall fournit une étude complète des non-linéarités dans les céramiques piézoélectriques, insistant sur les mécanismes responsables de ce comportement ainsi que sur leur modélisation.

$V_{in} = 15 \text{ V}$

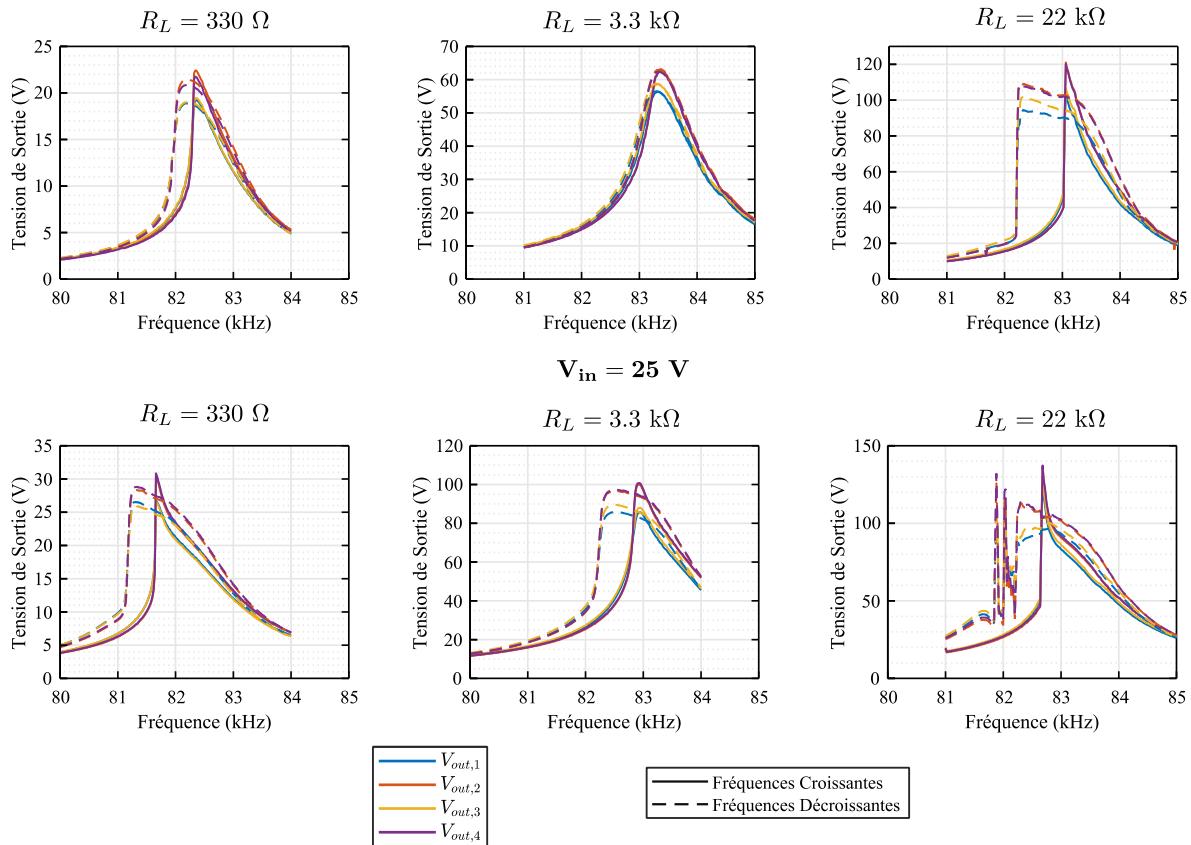


Figure IV.25 : Evolution de la tension dans différentes configurations suivant des fréquences croissantes ou décroissantes

Ainsi, d'après [2], les mécanismes liés aux domaines ferroélectriques ont un impact sur les propriétés diélectriques, piézoélectriques et mécaniques de la céramique. On peut séparer ces mécanismes en trois catégories :

- La vibration des parois des domaines autour d'une position d'équilibre,
- La translation des parois des domaines,
- L'inversion de polarisation des domaines.

Ces phénomènes de mouvement des domaines vont être soumis à différentes variations selon le champ appliqué, la température et la contrainte dans le matériau. On peut ajouter la fréquence d'excitation et le vieillissement dans les causes de non-linéarités. Dans notre cas, les fréquences d'excitation sont trop faibles pour induire des non-linéarités puisque les non-linéarités apparaissent pour des excitations à des fréquences supérieures au GHz. La température, joue directement sur la mobilité des parois des domaines ferroélectriques. Les premiers travaux étudiant la contribution de ces parois sur les propriétés des matériaux piézoélectriques et l'évolution avec la température ont été menés durant les années 90 [3]. Plus récemment dans [4], une étude complète des propriétés de céramiques PZT dures et douces montre cette évolution en fonction de la température. On notera par ailleurs que ce comportement est bien plus accru pour les céramiques douces que dures.

Concernant les propriétés diélectriques, des études ont montré que pour les céramiques dures, il existe différentes zones d'évolution de la permittivité avec le champ appliqué. Dans la première zone, à faible champ, la permittivité est constante. Lorsque le champ dépasse une valeur limite, la permittivité va évoluer avec le champ de façon proportionnelle. La valeur limite peut atteindre jusqu'à 300 V/mm pour des céramiques dures. Dans cette zone, ce sont les translations de parois de domaine qui sont responsables de l'évolution de la permittivité. Lorsque le champ appliqué dépasse la valeur du champ coercitif, on a alors une évolution exponentielle avec le champ, attribuée cette fois aux inversions de polarisation des domaines. Les études concernant les propriétés piézoélectriques montrent aussi une évolution des propriétés du matériau avec le champ électrique et la pression appliqués sur la céramique dues au mouvement des parois de domaine.

Enfin de fortes contraintes peuvent dégrader les propriétés diélectriques et piézoélectriques et même aboutir à la dépolarisation. Cela est dû à un réarrangement forcé des domaines sous l'action mécanique. Une étude de contraintes et déformations des céramiques PZT dans [5] a aussi mis une évidence une évolution non-linéaire entre contrainte et déplacement. Ces phénomènes apparaissent déjà pour des contraintes supérieures à 20 MPa. Cependant, les contraintes étudiées dans cet article sont dans la même direction que la polarisation alors qu'elles sont perpendiculaires dans notre transformateur.

Après avoir détaillé les différentes causes d'apparition des non-linéarités dans les céramiques piézoélectriques, nous cherchons maintenant à déterminer celles qui interviennent dans notre cas. Nous n'avons pas étudié l'évolution des propriétés du matériau sous l'action du champ électrique et nous cherchons simplement à déterminer directement quelle grandeur parmi la température, le niveau de champ électrique ou la contrainte génère les non-linéarités.

Premièrement, les champs électriques maximums mesurés lors de l'opération du transformateur piézoélectrique à onde progressive vont jusqu'à 150 V/mm pour des valeurs de R_L élevés et une tension V_{in} de 25 V pour lesquelles on a l'apparition d'un comportement non-linéaire. Cependant, on distingue cela aussi pour des valeurs de R_L et de V_{in} plus faibles, par exemple pour le cas $R_L = 330 \Omega$ où le champ ne dépasse pas 20 V/mm. Ainsi l'influence du champ électrique sur les non-linéarités est écartée comme cause principale d'apparition des non-linéarités bien qu'il soit possible qu'il y ait une légère modification des propriétés diélectriques pour les cas extrêmes.

Nous avons cherché à caractériser l'influence de la température en réalisant des mesures sur le transformateur piézoélectrique dans deux configurations : une première où le refroidissement se fait par convection naturelle et l'autre par convection forcée. Les tests sont réalisés à $V_{in} = 15$ V et pour une charge $R_L = 22 \text{ k}\Omega$ pour laquelle le comportement non-linéaire est très visible. Le suivi à la caméra thermique permet de déterminer l'élévation de la température maximale dans le transformateur piézoélectrique. Les résultats sont résumés sur la Figure IV.26. Dans le cas de la convection forcée, la température maximale ne dépasse pas les 38°C par opposition aux 70°C pour la convection naturelle. Dans les deux cas, on observe les mêmes comportements. De plus, la non-linéarité apparaît avant l'élévation de la température. On peut en déduire que c'est plutôt le comportement non-linéaire qui induit l'élévation de température

que l'inverse. Les seules différences observées entre les deux cas concernent la tension de sortie, la puissance transférée ainsi que la largeur de l'hystéresis.

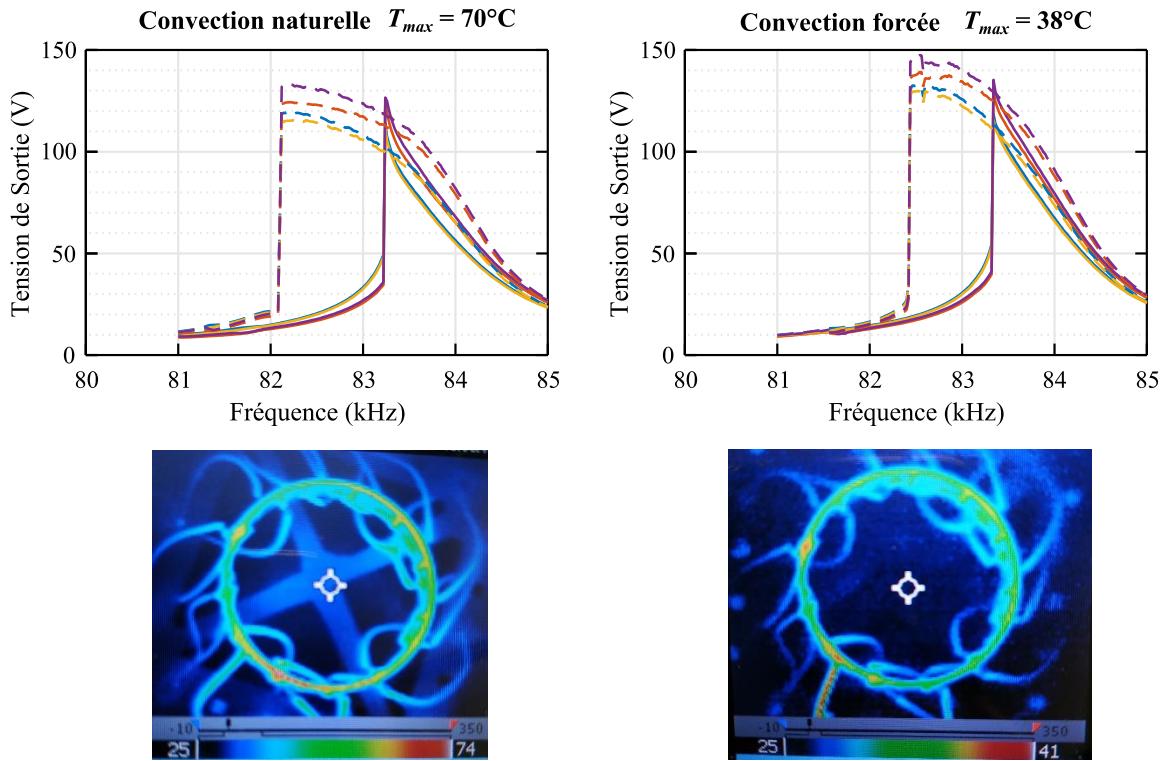


Figure IV.26 : Influence de la température sur le comportement du transformateur

La dernière hypothèse concerne alors la contrainte mécanique. Puisque nous n'avons pas pu réaliser des mesures de contrainte sur le transformateur, on présente les contraintes maximales données par un modèle à éléments finis sur la Figure IV.27. La comparaison avec les courbes de puissance montre que l'optimum de résistance est celui qui donne le maximum de rendement du transformateur. En effet dans ce cas-là, l'énergie est majoritairement transférée en énergie électrique et il y a moins d'énergie mécanique et donc de contrainte dans la céramique. Dans l'étude à éléments finis, aucune non-linéarité n'est programmée et le comportement simulé est ainsi celui obtenu si le transformateur gardait un fonctionnement linéaire. On voit toutefois que la contrainte permet de justifier l'apparition de non-linéarités à la fois pour de faibles et fortes valeurs de R_L . Il apparaît cependant difficile de conclure sur une valeur de contrainte limite à partir de laquelle le transformateur passe en régime non-linéaire. Cependant on peut estimer une région de fonctionnement linéaire autour de l'optimum de rendement et pour des niveaux de tension faibles. Des mesures plus détaillées et une modélisation de ces non-linéarités permettraient de définir plus clairement la limite. La même hypothèse est retenue dans [1] comme origine des non-linéarités associée à une modélisation et une mesure des paramètres non-linéaires.

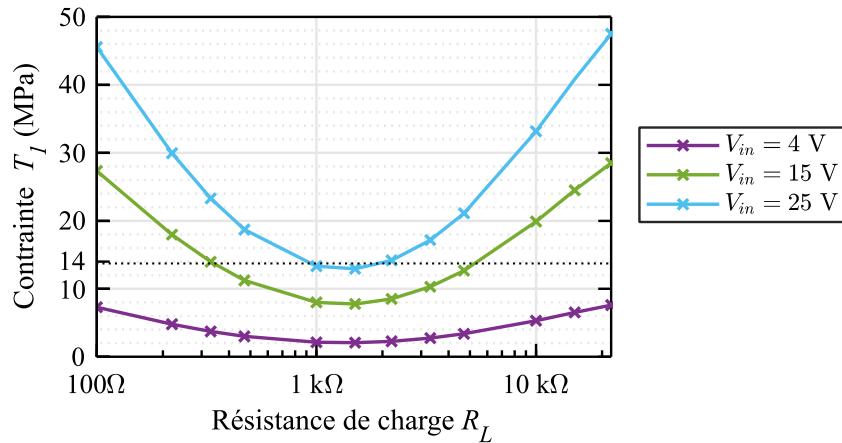


Figure IV.27 : Contrainte maximale dans le transformateur définie par éléments finis

Dans le modèle comportemental, des mesures des paramètres Y à différentes amplitudes d'excitation permettrait d'avoir une meilleure description du comportement du transformateur dans différentes régions de fonctionnement. Un circuit équivalent spécifique pourrait alors être défini pour chaque région. La description du transformateur à onde de volume avec un seul modèle circuit équivalent décrivant les non-linéarités semble plus complexe car elle impliquerait l'utilisation de composants non-linéaires dans le circuit équivalent. De plus, le comportement non-linéaire est à proscrire pour une utilisation en électronique de puissance puisqu'il induit de fortes pertes ainsi qu'une instabilité dans le transformateur. Ainsi, on s'attachera plus à une définition précise de la limite d'apparition de ces non-linéarités qu'à une représentation précise du comportement du transformateur lorsqu'elles sont présentes.

IV.8 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en avant le transformateur cylindrique à onde de volume pour la génération d'une onde progressive permettant d'obtenir un secondaire multi-électrodes entrelacé. Sans optimisation, ce transformateur peut atteindre des puissances de 5 W et des rendements de 85% et cela le rend adapté à une utilisation dans un convertisseur de puissance. La modélisation de ce transformateur par extraction des paramètres Y permet aussi d'avoir une meilleure description de son comportement. La représentation sous forme de circuit équivalent permet par ailleurs la simulation du système tout en prenant en compte les couplages entre les électrodes et les pertes dans le transformateur. La méthode d'extraction du circuit équivalent est aussi utilisable pour la matrice d'admittance obtenue avec le modèle analytique présenté au Chapitre III. La modélisation est valide pour des niveaux de tension inférieurs à 15 V et des charges dans une gamme autour de $1.5 \text{ k}\Omega$ où le rendement est maximal. Cependant, les non-linéarités apparaissant dans le transformateur ne sont pas décrites et modélisées pour le moment. Nous avons tout de même étudié leurs origines liées au caractère ferroélectrique de la céramique. Les pistes évoquées dans cette section permettent d'avoir une meilleure compréhension de leur origine en vue d'une meilleure anticipation durant la conception. Dans le Chapitre V, le transformateur piézoélectrique cylindrique étudié dans ce chapitre est implémenté dans divers convertisseurs de puissance. Le modèle « boite noire » décrit est utilisé pour la conception des circuits et la comparaison entre les mesures et la simulation permettront de compléter la validation du modèle entamée ici.

Bibliographie

- [1] F. Pigache and C. Nadal, *Modeling and identification of Rosen-type transformer in nonlinear behavior*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 58, pp. 2562–2570, 2011, <http://dx.doi.org/10.1109/TUFFC.2011.2119>.
- [2] D. A. Hall, *Review Nonlinearity in piezoelectric ceramics*, Journal of Materials Science, Vol. 36, No. 19, pp. 4575–4601, 2001, <http://dx.doi.org/10.1023/A:1017959111402>.
- [3] Q. M. Zhang, H. Wang, N. Kim, and L. E. Cross, *Direct evaluation of domain-wall and intrinsic contributions to the dielectric and piezoelectric response and their temperature dependence on lead zirconate-titanate ceramics*, Journal of Applied Physics, Vol. 75, No. 1, pp. 454–459, Jan. 1994, <http://dx.doi.org/10.1063/1.355874>.
- [4] R. Georges Sabat, B. K. Mukherjee, W. Ren, and G. Yang, *Temperature dependence of the complete material coefficients matrix of soft and hard doped piezoelectric lead zirconate titanate ceramics*, Journal of Applied Physics, Vol. 101, No. 6, p. 064111, Mar. 2007, <http://dx.doi.org/10.1063/1.2560441>.
- [5] H. Cao and A. G. Evans, *Nonlinear Deformation of Ferroelectric Ceramics*, Journal of the American Ceramic Society, Vol. 76, No. 4, pp. 890–896, Apr. 1993, <http://dx.doi.org/10.1111/j.1151-2916.1993.tb05312.x>.

Chapitre V

Le transformateur piézoélectrique à onde progressive pour les convertisseurs de puissance

Sommaire

| | | |
|-----|--|-----|
| V.1 | Introduction..... | 120 |
| V.2 | Conversion DC-AC : Commande des transformateurs piézoélectriques | 120 |
| V.3 | Conversion AC-AC : Cycloconvertisseur | 124 |
| V.4 | Conversion AC-DC : Redressement polyphasé | 153 |
| V.5 | Conclusion..... | 161 |
| | Bibliographie | 162 |

V.1 Introduction

Dans les précédents chapitres, nous avons mis en place des outils qui permettent une meilleure compréhension du comportement du transformateur piézoélectrique à onde progressive. L'aboutissement de cette démarche est la conception de convertisseurs de puissance utilisant ce transformateur. Pour tous les circuits considérés ci-après, nous nous sommes basés sur le transformateur à onde de volume dont les performances ont été détaillées dans le chapitre IV. Nous avons décomposé ce chapitre en trois parties correspondant chacune à différentes fonctions à réaliser dans un convertisseur de puissance. La première partie se focalisera ainsi sur l'état de l'art des techniques de commande des transformateurs piézoélectriques et le choix d'une stratégie pour le transformateur à onde progressive. Les deux parties suivantes se focaliseront sur le circuit en sortie du transformateur : la conversion AC-AC avec l'exemple d'un cycloconvertisseur et le redressement AC-DC pour l'alimentation de drivers pour des semi-conducteurs à grilles isolées.

V.2 Conversion DC-AC : Commande des transformateurs piézoélectriques

V.2.1. Introduction

Dans les chapitres précédents, lors des mesures, la commande des transformateurs était réalisée par des amplificateurs linéaires. Cette solution permet d'appliquer directement des tensions sinusoïdales en entrée du transformateur afin de satisfaire nos hypothèses de modélisation. Cependant, les amplificateurs linéaires induisent des pertes et il faut prendre en compte le rendement de celui-ci dans le budget global de consommation du système. Cette solution reste utile pour une utilisation dans des convertisseurs très fortes puissances où le transformateur piézoélectrique vient réaliser une fonction auxiliaire et où des niveaux de pertes de l'ordre du watt ne sont pas critiques. En général, la commande des transformateurs piézoélectriques se base sur des structures à commutation douce utilisant le mode ZVS (Zero Voltage Switching : commutation à zéro de tension) pour limiter les pertes. Toutes les structures décrites dans cette section ont été conçues pour la commande de transformateurs à onde de volume stationnaire. Toutes ces structures sont détaillées dans [1] et nous présenterons les grands principes de chaque solution. Nous décrirons ainsi dans cette section les avantages et inconvénients de chacune avant de fixer des pistes pour le choix de la solution la plus adaptée pour un transformateur multi-électrodes à onde progressive et pour les applications visées. Dans chaque cas, nous nous intéresserons à la commande d'une électrode seule qu'on modélisera comme l'association d'une source de courant sinusoïdale représentant le courant dans la branche RLC série dite motionnelle du transformateur (Figure III.2) et d'un condensateur représentant la capacité diélectrique de l'électrode. La valeur du courant est ainsi directement liée à la charge connectée en sortie du transformateur piézoélectrique.

V.2.2. Structures classiques de commande des transformateurs piézoélectriques

La première structure présentée à la Figure V.1 consiste en une structure en demi-pont commandant directement le primaire du transformateur. Pour obtenir une commutation à zéro de tension, il est nécessaire que la tension V_{PT} atteigne zéro ou la tension DC E selon le transistor commuté durant la phase de transition. Or, ce temps de transition t_d est directement lié à la valeur du courant i_m et fixe les limites de fonctionnement. Ce courant est par ailleurs fixé par la valeur de la charge puisqu'il correspond au courant dans la branche motionnelle du transformateur. Le temps t_1 de fermeture des transistors est ainsi limitée à $T/2 - t_d$ pour assurer une commutation en ZVS. La puissance maximale transférée, directement liée au temps t_1 , peut-être très limitée et dépend de la charge en sortie du transformateur. On s'aperçoit de plus que la tension appliquée au transformateur ainsi que la tension de sortie sont peu dépendantes de t_d . Ainsi, pour modifier le niveau de tension, il faut soit s'écartez de la résonance du transformateur soit intégrer un hacheur série en amont pour régler la tension E . En conséquence, cette structure est plus adaptée à des applications où la tension de sortie et la charge sont constantes et la conception permet de fixer toutes les caractéristiques en amont.

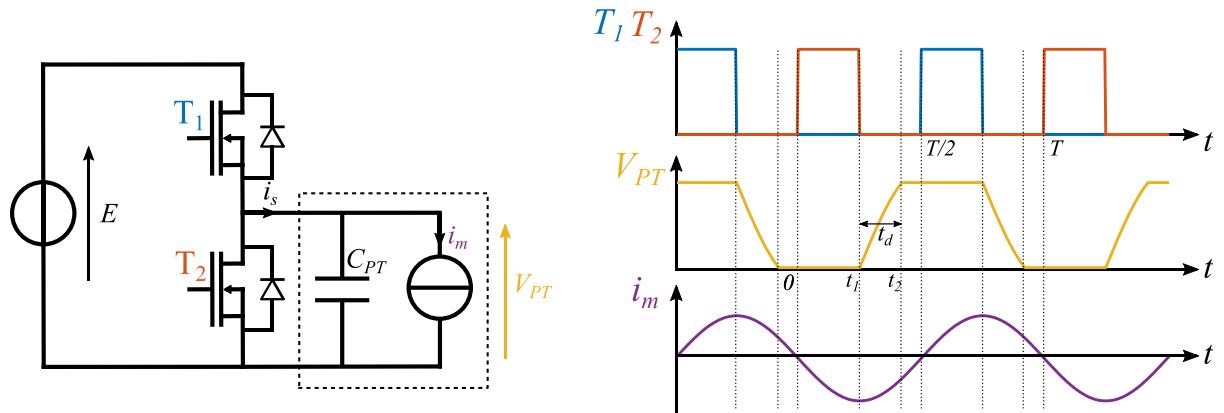


Figure V.1 : Commande demi-pont du transformateur piézoélectrique

Une amélioration de cette structure est réalisée par l'ajout d'une inductance en parallèle de l'électrode (Figure V.2). Cette inductance permet d'augmenter le courant durant la phase transitoire et donc de limiter le temps de transition entre l'état haut et l'état bas de la tension aux bornes de l'électrode concernée. Le condensateur C_D est nécessaire pour obtenir une valeur moyenne nulle aux bornes de L et du transformateur et permettre la variation du courant i_L . Dans le cas d'une commande en pont complet, on peut se passer de ce condensateur. Avec cette solution, on peut alors atteindre des temps t_1 plus proches de $T/2$ et augmenter la puissance transmise tout en s'affranchissant de la dépendance à la charge. Cependant, le réglage de tension reste toujours limité.

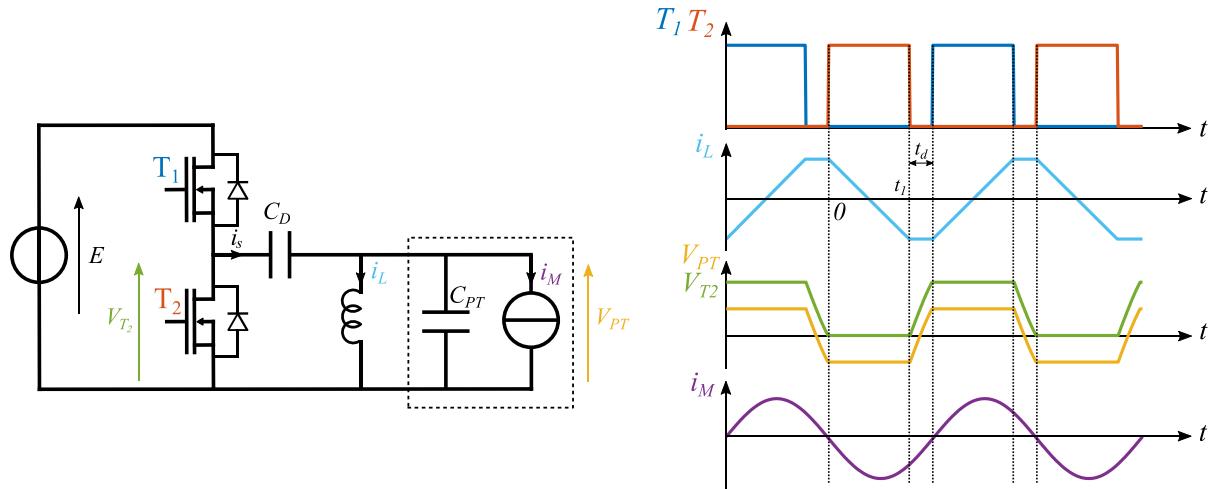


Figure V.2 : Commande demi-pont avec inductance en parallèle du transformateur piézoélectrique

La deuxième solution vise à créer un circuit résonant avec la capacité du transformateur en ajoutant une inductance cette fois en série avec le transformateur piézoélectrique pour en modifier sa nature capacitive. Suivant la valeur de L_s , le comportement du circuit sera différent. Notamment pour une valeur de L_s telle que $L_s C_{PT} \omega^2$ est proche de 1, la tension appliquée au transformateur croît fortement. La limite du fonctionnement du circuit est alors d'avoir le courant i_s en retard sur V_{T2} pour assurer la commutation en ZVS. Il est possible de réaliser une commande en pont complet de la structure pour obtenir une valeur moyenne nulle aux bornes du transformateur. L'intérêt d'une telle structure tient surtout dans le fait que le filtre LC permet d'obtenir une tension quasi-sinusoidale en entrée du transformateur.

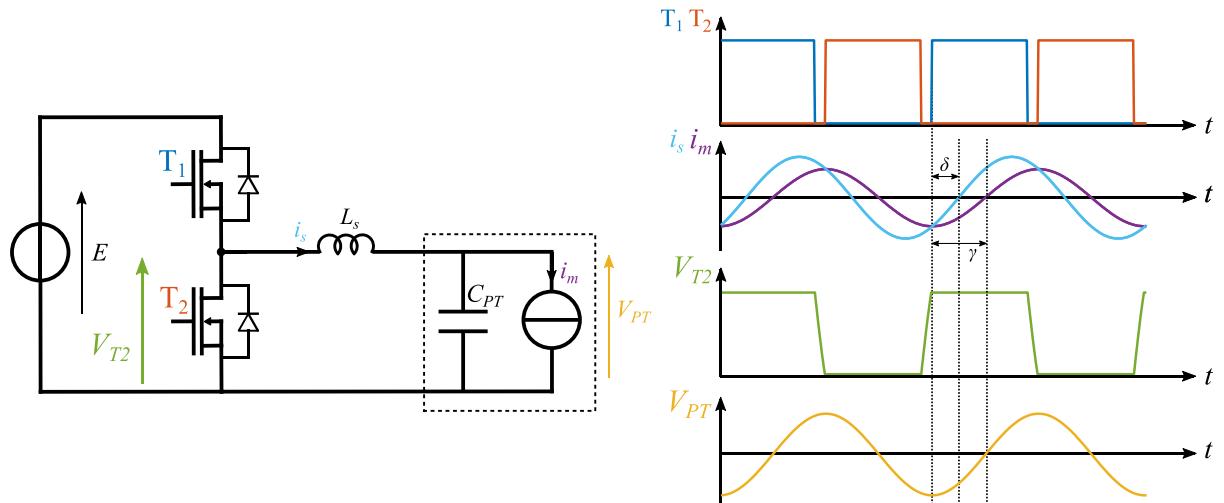


Figure V.3 : Commande demi-pont avec inductance série

La dernière solution vise à modifier la source de tension en entrée en source de courant. Pour cela on place une inductance en série avec la source. Sur la Figure V.4 on a représenté la solution asymétrique avec un seul interrupteur bidirectionnel en courant. Lorsque le transistor est activé, le courant dans l'inductance augmente. A l'ouverture du transistor, un régime oscillant se crée entre L_1 et C_{PT} et correspond à la phase de transfert de puissance entre la

source et le transformateur. La période T_0 est ainsi directement liée au produit $L_1 C_{PT}$ et la tension maximale atteinte par V_{PT} dépend du temps t_1 de fermeture de l'interrupteur. Pour assurer la commutation en ZVS il convient de s'assurer que $T_0 < T - t_1$. Avec cette première solution, le transfert de puissance se fait au maximum sur une demi-période et la tension aux bornes du transformateur présente de nombreux harmoniques. On peut compléter cette structure en commandant une autre branche qui alimente l'électrode inférieure du transistor comme montré Figure V.5. Avec cette solution, on peut augmenter la puissance transmise. De plus, lorsque la période de la sinusoïde se rapproche de $T/2$, le signal est quasi sinusoïdal. On peut alors contrôler le niveau de tension en jouant directement sur la largeur des signaux de commande.

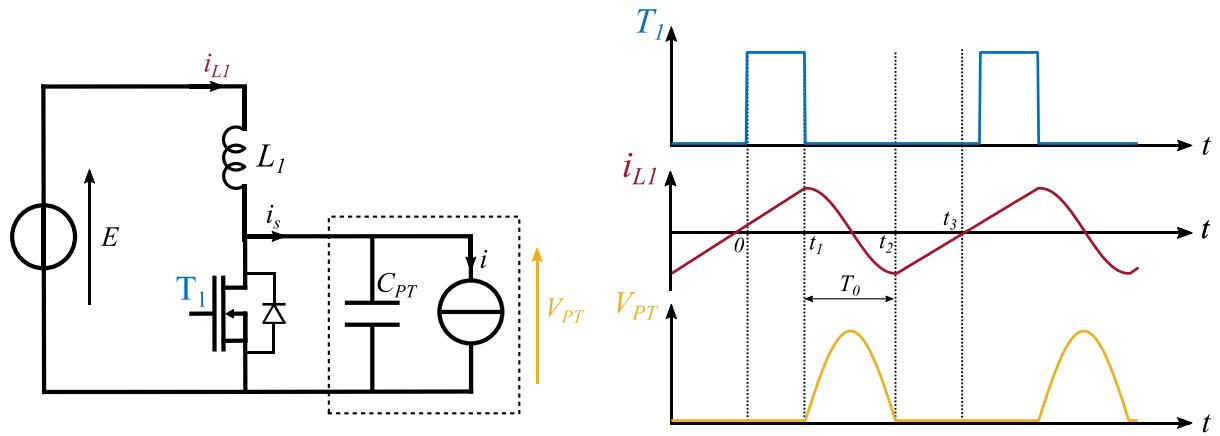


Figure V.4 : Commande type « push-pull » à un interrupteur

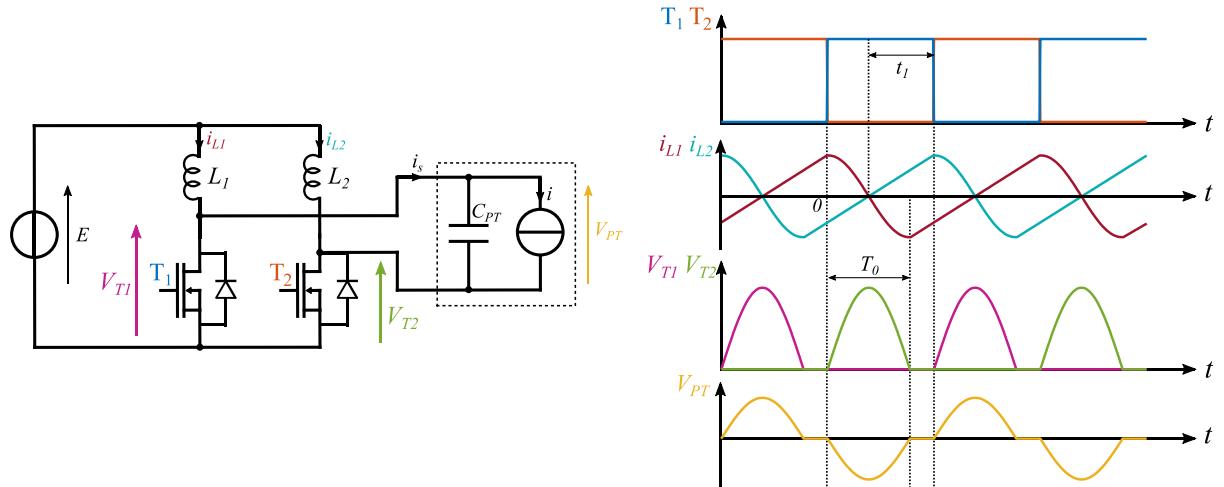


Figure V.5 : Commande type « push-pull » à deux interrupteurs

V.2.3. Pistes de réflexion pour la commande du transformateur piézoélectrique à onde progressive

Toutes ces structures assurent une commutation douce en ZVS mais avec des particularités différentes. En premier lieu, un aspect important pour la commande du transformateur piézoélectrique est le type de signal en entrée. Pour les premières solutions, le transformateur piézoélectrique est excité par un signal proche d'un créneau. En théorie, le transformateur agit comme un filtre et cela n'influe pas l'allure des tensions en sortie. Cependant, l'ajout d'harmoniques peut induire des pertes et les tests réalisés sur le transformateur à onde progressive commandé par un créneau ont montré que cela détériorait fortement les rendements. Un autre aspect important est le contrôle de la tension appliquée et de la puissance transférée au transformateur. Nous verrons dans la suite que pouvoir modifier l'amplitude de la tension appliquée est crucial dans le contrôle des convertisseurs utilisant le transformateur piézoélectrique à onde progressive. Ainsi, les premières structures présentées ne semblent pas adaptées. Enfin, les dernières solutions ont un intérêt supplémentaire du fait de l'inductance en série qui permet de réduire les perturbations en CEM mode commun.

Concernant les deux solutions restantes, elles peuvent fournir des signaux quasi-sinusoidaux aux électrodes mais nous avons vu jusque-là des déséquilibres assez marqués entre les phases dus au déséquilibre entre les systèmes d'électrode. Dans le cas de la structure présentée à la Figure V.3, l'ajout d'une inductance série qui résonne avec les électrodes peut ajouter à ce déséquilibre et il sera difficile de pouvoir régler les niveaux de tension pour chaque système d'électrode. Ainsi, la solution qui nous semble la plus adaptée pour la commande du transformateur à onde progressive est celle de type « push-pull ». La conception de l'inductance doit assurer une commutation en ZVS mais il est ensuite possible de directement influer sur le rapport-cyclique de t_1 pour régler le niveau de tension tout en appliquant une tension en entrée quasi-sinusoidale. De plus, cette solution permet de limiter le nombre d'interrupteurs. Pour la commande du transformateur piézoélectrique à onde progressive, il est nécessaire de combiner deux bras complets en push-pull pour chaque système d'électrodes. Le circuit complet de commande est alors constitué de quatre inductances et de quatre transistors.

V.3 Conversion AC-AC : Cycloconvertisseur

V.3.1. Introduction sur les convertisseurs directs AC-AC

Les circuits de conversion AC-AC se répartissent en deux grandes catégories : les convertisseurs directs et indirects. La seconde catégorie se caractérise par la présence d'un élément de stockage intermédiaire entre l'entrée et la sortie. Ces convertisseurs sont en réalité constitués d'un convertisseur AC-DC (redresseur) en entrée et d'un convertisseur DC-AC (onduleur) en sortie. Les convertisseurs directs n'incluent pas cet intermédiaire et la conversion se fait directement de l'alternatif vers l'alternatif. Ce principe est principalement utilisé dans deux types de convertisseur : le cycloconvertisseur et le convertisseur matriciel. Ces deux convertisseurs sont les deux faces d'un même circuit mais avec des différences notamment

dans le type d'interrupteurs utilisés et dans les lois de commande. Le principe général de ces deux circuits est semblable : les tensions de sortie alternatives sont obtenues en prélevant des portions d'un système polyphasé de tension en entrée. Le choix des portions et de la phase prélevée est défini par la loi de commande. Ces convertisseurs sont utiles puisqu'ils constituent des solutions réversibles permettant d'obtenir des signaux réglables en amplitude et en fréquence. Ils ont particulièrement été utilisés dans la commande des moteurs de forte puissance mais ont aussi des applications comme interface entre réseaux de fréquences différentes. Ainsi les fréquences en jeu dans ce type de circuit sont la plupart du temps de l'ordre de la centaine de Hz. Dans la suite, nous commencerons par étudier les deux types de convertisseur avant de nous intéresser à l'application pour le transformateur à onde progressive. Ces circuits ont déjà fait l'objet de nombreuses études notamment dans [2] dont nous détaillons les résultats ici.

V.3.1.1. Le cycloconvertisseur

La première solution étudiée pour la conversion directe de fréquence est le cycloconvertisseur dont le schéma-type est montré sur la Figure V.7 pour un système polyphasé en entrée du système. Les entrées sont considérées comme des sources idéales de tension à la pulsation ω_{HF} alors que la sortie est une source de courant idéale sinusoïdale à la pulsation ω_{BF} . On cherche à obtenir une tension en sortie V_{ref} à la pulsation ω_{BF} . Le cycloconvertisseur se base sur un redresseur à pont de thyristors dont le schéma à trois thyristors est représenté Figure V.6. Les thyristors sont des composants proches des diodes mais dont on peut déclencher la conduction par une commande d'amorçage retardé par rapport au cas idéal de la diode. On appelle cet angle, l'angle de retard à l'amorçage α . Par ailleurs, dans ce circuit, on considère une charge suffisamment inductive pour assurer la conduction continue des thyristors. Les formes d'ondes du redresseur sont représentées de même sur la Figure V.6.

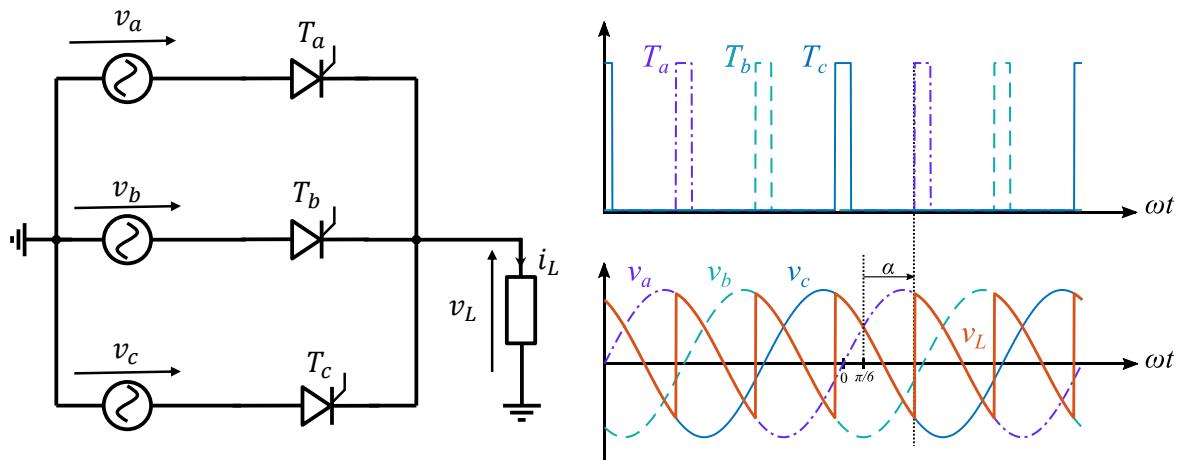


Figure V.6 : Redresseur à thyristor triphasé et les formes d'ondes correspondantes.

On cherche alors à déterminer la valeur moyenne de la tension en sortie :

$$\begin{aligned}
 V_m &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} V_a \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{3V_A}{2\pi} \left(\cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) \right) \\
 &= \frac{3V_A}{2\pi} \sqrt{2}\sqrt{3} \cos \alpha
 \end{aligned} \tag{V.1}$$

On s'aperçoit ainsi de l'intérêt de la structure en conduction continue : la valeur moyenne de la tension de sortie est proportionnelle au cosinus de l'angle de retard au déblocage des thyristors et ne dépend pas de la charge. On peut généraliser ce résultat peu importe le nombre de phases en entrée :

$$V_m = V_0 \cos(\alpha) \tag{V.2}$$

Le cycloconvertisseur utilise ce principe en faisant varier l'angle α de retard à une pulsation donnée de telle façon qu'on obtienne :

$$V_0 \cos(\alpha) = V_L \sin(\omega_{BF} t) \tag{V.3}$$

Dans la pratique ainsi pour le cycloconvertisseur, la sortie est connectée alternativement à chaque phase d'entrée pour obtenir un signal en sortie composée d'arcs de sinusoïdes dont le fondamental est à la pulsation ω_{BF} . Les signaux représentatifs de ce circuit sont représentés sur la Figure V.8.

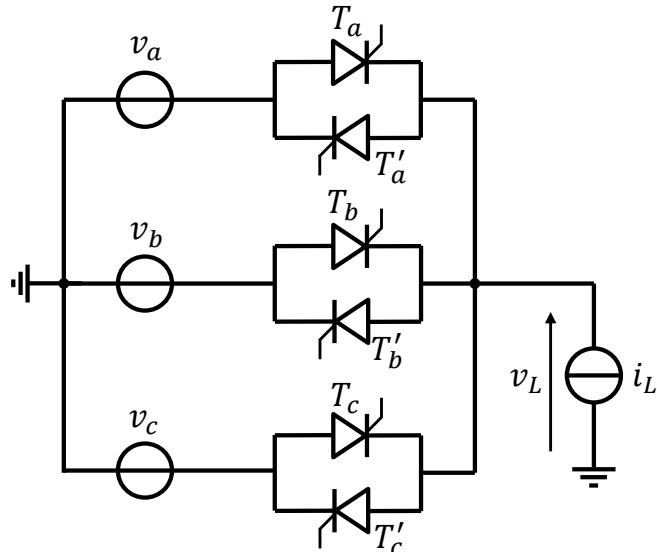


Figure V.7 : Circuit simple réalisant la fonction de cycloconvertisseur

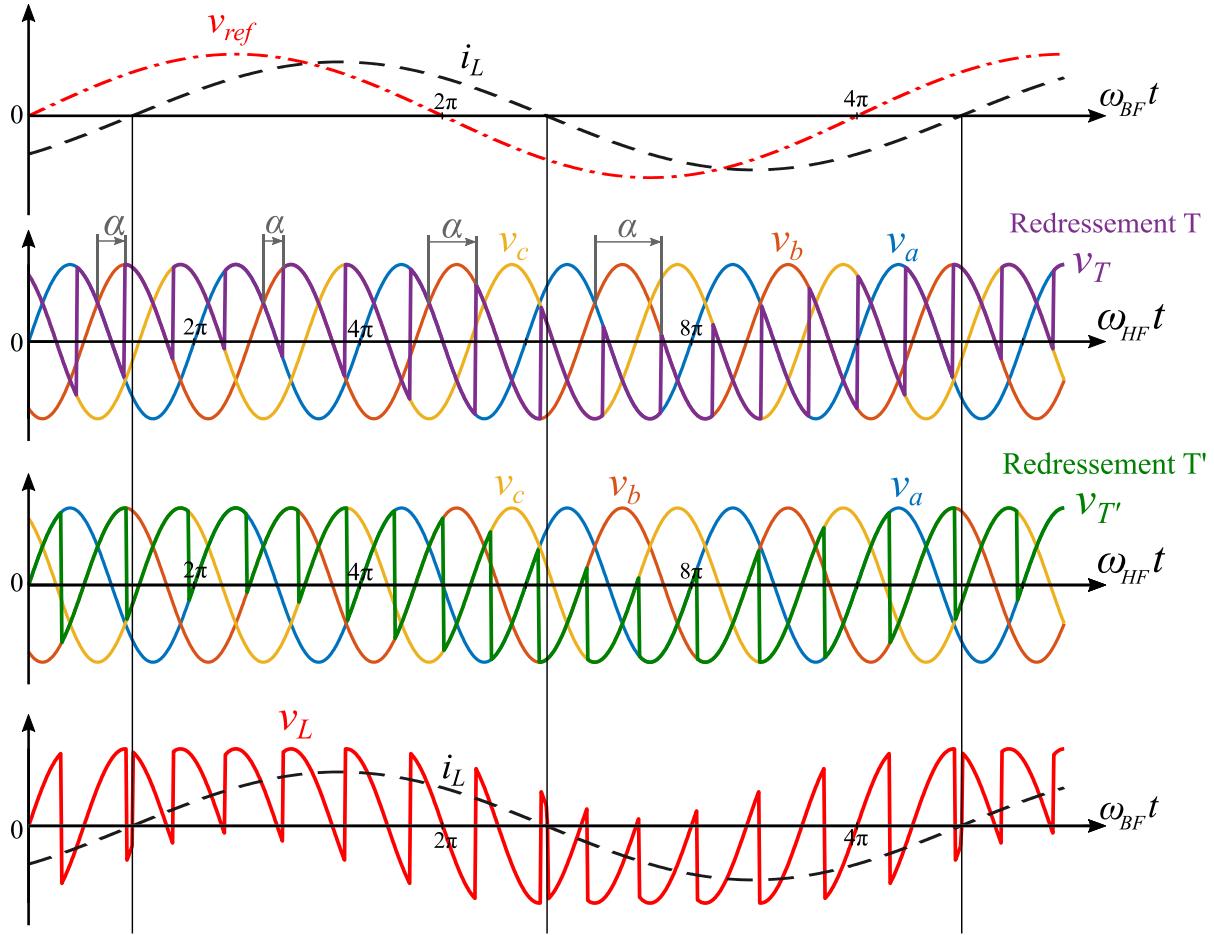


Figure V.8 : Formes d'ondes des tensions et courants dans le cycloconvertisseur

Cependant, il est nécessaire de mettre en œuvre des interrupteurs bidirectionnels en tension et courant afin d'avoir un fonctionnement dans les quatre quadrants puisque les courants et tensions sont sinusoïdales. Ainsi, pour chaque source de tension, la connexion avec la sortie se fait par deux thyristors tête-bêche. Les thyristors T assurent le passage du courant lorsque i_L est positif et les thyristors T' dans le sens contraire. On voit ainsi en violet et en vert, les courbes de sortie pour chaque système de thyristor et la courbe v_L qui correspond soit à v_T soit $v_{T'}$, selon le signe de i_L .

La détermination des instants de commande des thyristors et de la phase concernée se fait par comparaison entre une onde de référence proportionnelle v_{ref} et des ondes de modulation de pulsation ω qui sont l'image des tensions en entrée du convertisseur mais avec un déphasage dépendant du nombre de phases en entrée. On considère tout d'abord les tensions v_a , v_b et v_c :

$$v_a = V_i \sin(\omega_{HF} t), \quad v_b = V_i \sin\left(\omega_{HF} t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad v_c = V_i \sin\left(\omega_{HF} t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (V.4)$$

On s'intéresse dans un premier temps au redresseur à thyristor constitué des interrupteurs T. On définit tout d'abord l'angle γ tel que $\gamma = 0$ lorsque la valeur moyenne en sortie du redresseur est nulle. Comme montré sur la Figure V.9, pour un système triphasé, l'angle de

retard α correspondant à une valeur moyenne nulle est $\alpha = \pi/2$. Ainsi on définit $\gamma = \pi/2 - \alpha$. En utilisant le résultat (V.3), pour obtenir la loi de commande, il faut faire varier γ de telle façon que :

$$\begin{aligned} V_0 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right) &= V_L \sin(\omega_{BF}t) \\ \gamma &= \arcsin\left(\frac{V_L}{V_0} \sin(\omega_{BF}t)\right) \end{aligned} \quad (V.5)$$

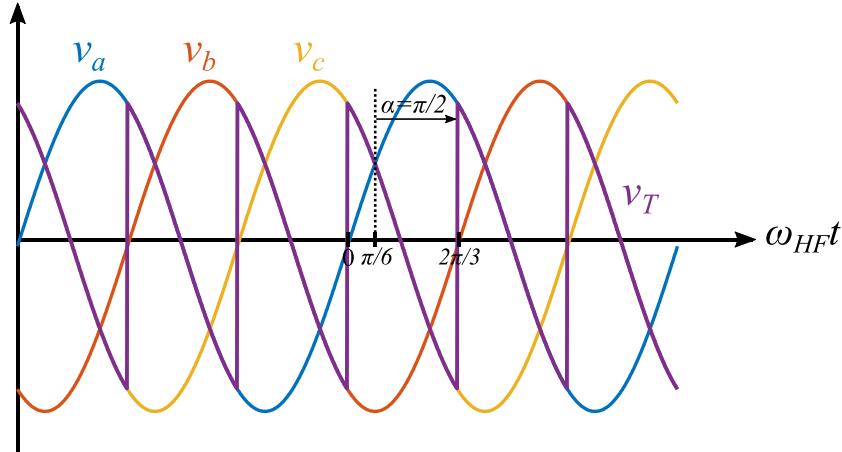


Figure V.9 : Formes d'ondes des tensions pour le cas où la valeur moyenne de v_T est nulle

Un procédé analogique simple permettant de réaliser cette fonction se base sur la comparaison entre la tension de référence $V_L \sin(\omega_{BF}t)$ et une onde de modulation déphasée par rapport à la tension d'entrée correspondante. Cette onde de modulation doit passer par 0 à l'angle auquel débute la conduction du thyristor correspondant lorsqu'on est dans le cas $\gamma = 0$. Ainsi, comme on le voit sur la Figure V.9, l'onde de modulation $v_{m,a}$ passe par 0 à $2\pi/3$ et ainsi on a :

$$v_{m,a} = V_0 \sin\left(\omega_{HF}t + \frac{\pi}{3}\right) \quad (V.6)$$

Dans le cas général, le déphasage de l'onde de modulation avec la tension en entrée correspondante dépend directement de l'indice de pulsation p et est égal à π/p . Dans le cas du système triphasé présenté ici, on a représenté sur la Figure V.10, le croisement de l'onde de modulation avec l'onde de référence. On a alors :

$$\begin{aligned} V_0 \sin\left(\omega_{HF}t_a + \frac{\pi}{3}\right) &= V_L \sin(\omega_{BF}t_a) \\ V_0 \sin\left(\omega_{HF}t_0 + \frac{\pi}{3}\right) &= 0 \end{aligned} \quad (V.7)$$

On a ainsi :

$$\gamma(t_a) = \omega_{HF}(t_a - t_0) = \arcsin\left(\frac{V_L}{V_0} \sin(\omega_{BF}t_a)\right) \quad (V.8)$$

Cette comparaison permet ainsi la linéarisation de la loi de commande définie dans (V.5). La commande des thyristors T, correspondant à un courant positif, est déterminée par le croisement de l'onde de référence avec l'onde de modulation dans la phase descendante. La commande des thyristors T' se fait elle par la comparaison de l'onde de référence avec l'onde de modulation en phase ascendante.

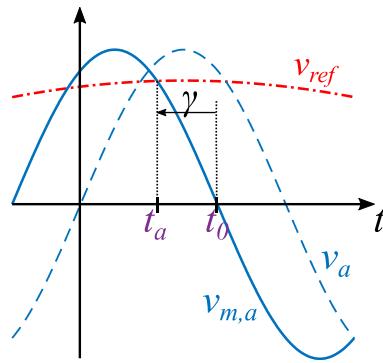


Figure V.10 : Détermination de l'amorçage du thyristor T_a

Comme pour le redresseur à diodes, au plus l'indice de pulsation p du cycloconvertisseur est élevé, au plus la tension en sortie est proche de la tension de référence. Sur la Figure V.11, on a représenté les tensions v_L pour différentes valeurs de p . Dans le cas $p = 12$ on voit que les oscillations autour de la valeur du fondamental sont nettement réduites. De plus, une augmentation du nombre de phases induit aussi une augmentation de la fréquence apparente du signal v_L permettant de réduire la taille du filtre en sortie du cycloconvertisseur.

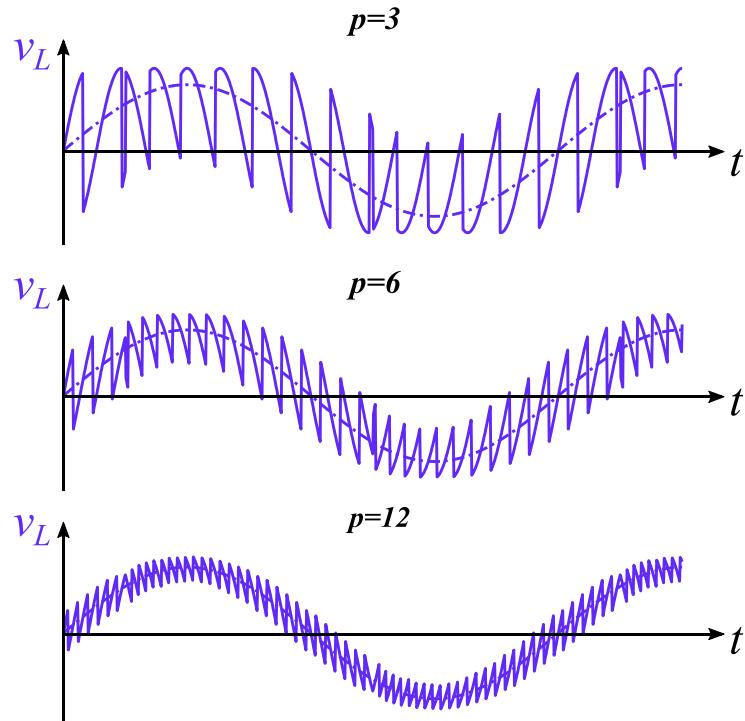


Figure V.11 : Allure de la tension en sortie du cycloconvertisseur en fonction de l'indice de pulsation p

V.3.1.2. Le convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel repose sur le même principe de conversion direct mais tient son nom au fait qu'on utilise une matrice d'interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension permettant de connecter une source à m phases à une charge à n phases. Introduite au début des années 80 par Venturini [3], cette structure s'est développée grâce aux avancées concernant la gestion des commutations des interrupteurs bidirectionnels et les lois de commande. Le schéma d'un tel circuit est représenté Figure V.12. Le convertisseur est ici composé de trois cellules de commutation triphasées constituées des K_{1i} pour la première, K_{2i} pour la seconde et K_{3i} pour la dernière. Pour éviter la mise en court-circuit des sources de tension et en circuit ouvert des charges, à chaque instant, un et un seul interrupteur doit être fermé par cellule de commutation.

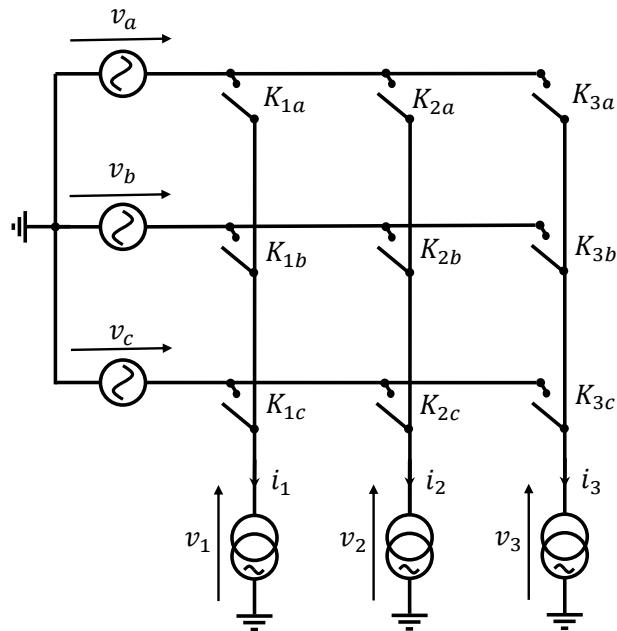


Figure V.12 : Schéma du convertisseur matriciel pour une source et charge triphasées

La commande des interrupteurs d'un convertisseur matriciel a fait l'objet de nombreuses études aboutissant à différentes techniques résumées dans [4]. La particularité du convertisseur matriciel par rapport au cycloconvertisseur est d'utiliser directement des interrupteurs bidirectionnels en courant et tension en lieu et place des thyristors. Les thyristors tête-bêche utilisés dans le cycloconvertisseur sont des interrupteurs bidirectionnels à blocage naturel et commande d'amorçage. Cependant, dans les convertisseurs matriciels, les fréquences de fonctionnement sont plus élevées notamment dus à la commande par MLI et il est nécessaire d'avoir une commandabilité complète de l'interrupteur. Les principales combinaisons permettant de réaliser cet interrupteur quatre quadrant sont détaillés sur la Figure V.13 [5]. La première solution présente l'avantage de sa simplicité avec un seul transistor à commander mais présente de fortes pertes en conduction avec trois composants (un transistor et deux diodes) sur le passage du courant. La seconde solution est la plus utilisée car elle limite les pertes en conduction mais nécessite une gestion plus fine des commutations pour éviter le court-circuit ou l'ouverture des différentes sources et charges. La dernière solution est l'association de deux

interrupteurs bidirectionnels en tension : les RB-IGBT (Reverse-Blocking IGBT) qui sont l'équivalent d'un IGBT en série avec une diode mais obtenue directement lors de la fabrication du composant. Cela permet de réduire encore plus les pertes en conduction bien que la commande reste complexe par rapport à la première solution. Elle permet de plus de limiter le nombre d'alimentations isolées nécessaire.

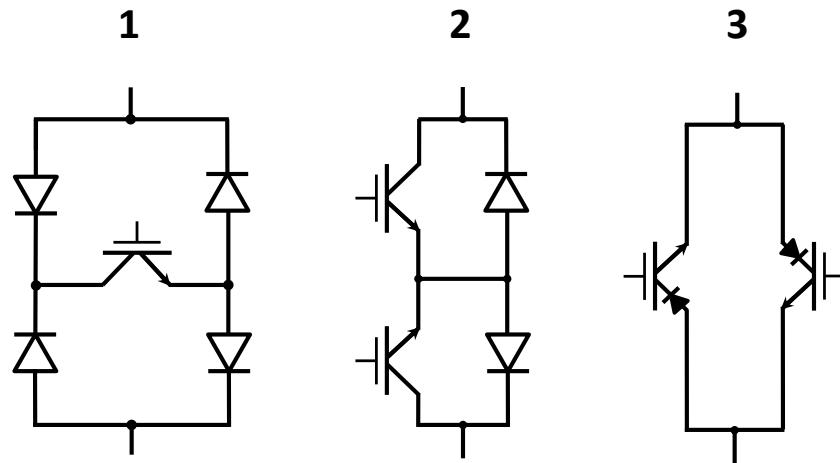


Figure V.13 : Solutions permettant d'obtenir des interrupteurs quatre quadrants

V.3.2. Application au transformateur piézoélectrique à onde progressive

V.3.2.1. Problématiques propres au transformateur piézoélectrique à onde progressive

L'intérêt du transformateur piézoélectrique à onde progressive est de produire un système polyphasé de tensions, ce qui converge parfaitement avec le principe de fonctionnement d'un cycloconvertisseur. Sur la Figure V.14, on voit ainsi la différence entre le circuit de conversion direct associé au transformateur piézoélectrique et le cycloconvertisseur classique. Dans le cas d'un cycloconvertisseur, le système en entrée est généralement un réseau de tensions d'alimentation triphasé. Dans notre cas l'objectif est, partant d'une tension continue, d'obtenir un système polyphasé assurant une conversion AC-AC optimale sans nécessiter un filtre volumineux en sortie du convertisseur.

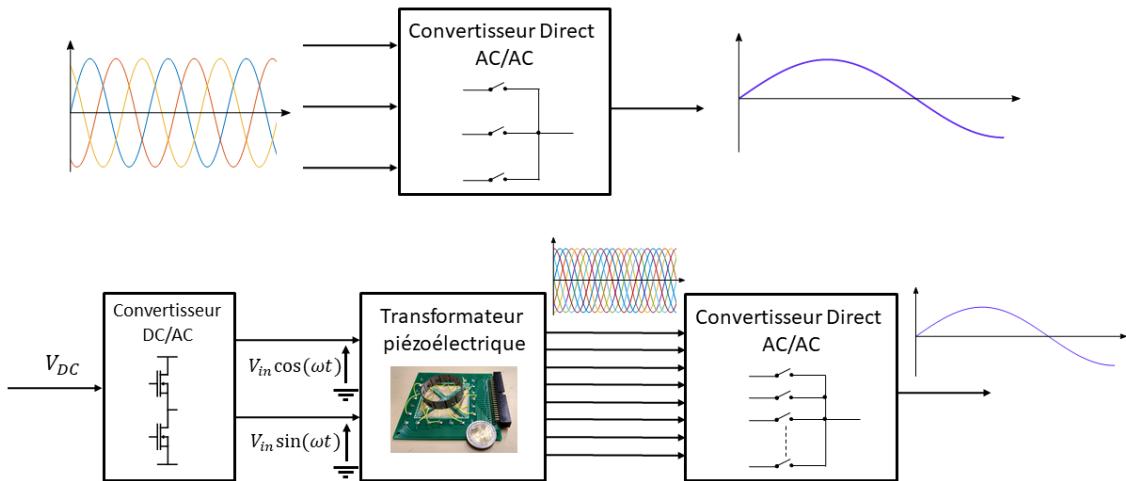


Figure V.14 : Cycloconvertisseur et circuit de conversion direct AC/AC utilisant le transformateur piézoélectrique à onde progressive

Il existe toutefois des différences propres au transformateur piézoélectrique. Dans les circuits étudiés précédemment, on considère des sources de tension idéales en entrée. La sortie du transformateur piézoélectrique peut difficilement être considérée comme telle. Dans la littérature, la sortie d'un transformateur piézoélectrique classique est représentée par une source de courant alternatif associée à un condensateur représentant le caractère diélectrique de l'électrode. Cette capacité n'est pas assez grande pour assimiler l'ensemble à une source de tension idéale. Ainsi l'entrée du convertisseur matriciel ne peut pas être représentée par une source idéale de courant ou de tension. Cela modifie ainsi le comportement global du circuit et donc la loi de commande des interrupteurs.

De plus, l'utilisation de thyristors dont le temps de blocage est supérieur à la dizaine de μ s n'est pas compatible avec la fréquence de fonctionnement du transformateur piézoélectrique (84 kHz pour le transformateur à onde de volume décrit au Chapitre IV). Ainsi, nous proposons une architecture hybride entre le convertisseur matriciel et le cycloconvertisseur. Les interrupteurs seront des interrupteurs bidirectionnels comme dans le cas du convertisseur matriciel. Cependant, la loi de commande du circuit de conversion s'inspirera de celle du cycloconvertisseur.

Enfin, l'objectif ici n'est pas d'alimenter des moteurs de forte puissance ou de raccorder des réseaux électriques de fréquences différentes puisque la puissance transférable par le transformateur piézoélectrique est de l'ordre du W. Cependant on peut imaginer, un tel système pour l'alimentation de transducteurs électromécaniques à faible puissance nécessitant des tensions alternatives à des amplitudes supérieures quelques dizaines de volt.

L'objectif de cette étude est ainsi de valider le concept du convertisseur AC-AC à fréquence variable en s'intéressant à une charge quelconque et en cherchant à maximiser l'amplitude de la tension en sortie. Le deuxième objectif est une confirmation de la validité du modèle boîte noire avec la simulation d'un système complet utilisant le transformateur à onde progressive.

V.3.2.2. Architecture proposée

L'architecture proposée pour réaliser la conversion AC-AC à partir du transformateur est montrée sur la Figure V.15. Comparativement au convertisseur matriciel présenté précédemment, nous avons ici quatre phases en sortie du transformateur et un seul signal en sortie du convertisseur. Les interrupteurs K_i sont des interrupteurs quatre quadrants. La source de courant idéale des circuits précédents est remplacée dans ce cas par une charge RLC. Cette charge a ainsi deux objectifs : l'inductance permet de réaliser la fonction de source de courant alors que l'ensemble a une fonction de filtre pour obtenir une tension sinusoïdale en sortie et limiter les harmoniques notamment à la fréquence d'excitation du transformateur piézoélectrique.

On notera ici l'ajout de charges R_L aux sorties du transformateur piézoélectrique. Idéalement, ces résistances n'ont pas lieu d'être puisqu'elles dissipent de l'énergie qui n'est pas transférée à la charge utile. Cependant, les premières observations et simulations ont montré l'importance de charger directement les électrodes en sortie du transformateur. En effet, v_{out} varie à une fréquence plus faible que les tensions de sortie $v_{o,i}$. A l'échelle d'une période de résonance HF, on connecte ainsi une électrode de sortie du transformateur à une tension qui apparaît continu. Cela induit alors une évolution de la valeur moyenne de $v_{o,i}$ qui suit l'évolution BF de v_{out} et influe directement sur les performances du circuit. Ce phénomène est inhérent à la structure proposée mais l'ajout d'une charge R_L identique pour toutes les sorties permet de limiter les variations de valeur moyenne. L'influence de cette résistance R_L et les solutions pour remédier à sa présence seront détaillées dans les sections V.3.3.3 et V.3.4 respectivement.

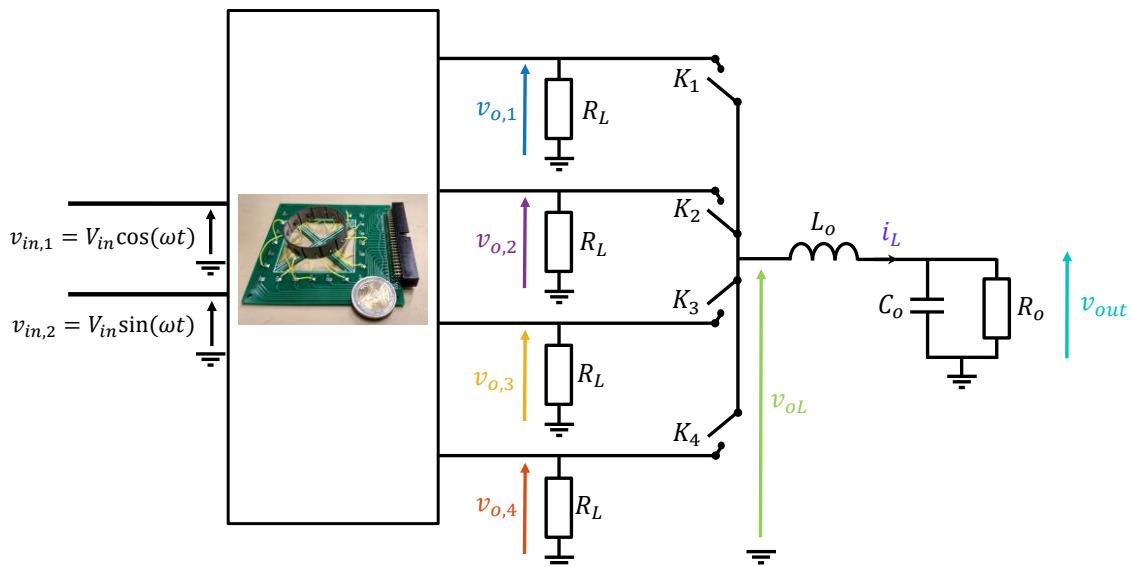


Figure V.15 : Circuit proposé de conversion AC-AC en sortie du transformateur piézoélectrique à onde progressive

V.3.2.3. Loi de commande

Nous choisissons une loi de commande pour ce convertisseur qui s'inspire de celle du cycloconvertisseur. Cependant ici, la valeur moyenne et l'amplitude des signaux en sortie du transformateur varient au cours de l'opération et en fonction de la commutation des interrupteurs. Il est possible d'avoir un asservissement en boucle fermé permettant d'obtenir des ondes de modulation image des tensions $v_{o,i}$. Toutefois, avant d'implémenter une boucle de contrôle, nous souhaitons valider le fonctionnement global du convertisseur. Ainsi, dans un premier temps, nous sommes donc partis d'une loi de commande en boucle ouverte. Le postulat de départ est le suivant : bien que présentant une fluctuation notamment sur la valeur moyenne, le système de tensions en sortie reste quadriphasé et donc on peut lui associer un système d'ondes de modulation $v_{m,i}$ quadriphasé pour la comparaison avec la tension de référence $v_{ref} = V_{ref} \sin(\omega_{BFT} t)$. Dans le cas du cycloconvertisseur, pour chaque signal $v_{m,i}$, le déphasage par rapport à $v_{o,i}$ devrait être égal à $\pi/4$. Dans le cas présent, aucun contrôle n'est fait sur les signaux $v_{o,i}$ et nous définissons alors un déphasage arbitraire φ tel que :

$$\begin{aligned} v_{m,1} &= V_i \sin(\omega t + \varphi), & v_{m,2} &= V_i \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \varphi\right), \\ v_{m,3} &= V_i \sin(\omega t + \pi + \varphi), & v_{m,4} &= V_i \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi\right) \end{aligned} \quad (V.9)$$

On cherchera alors à déterminer la valeur de φ qui permettra d'obtenir un signal sinusoïdal en sortie du convertisseur. La charge RLC a une influence directe sur le déphasage des tensions en sortie du transformateur et donc sur le paramètre φ à déterminer pour avoir un signal sinusoïdal en sortie. Lorsque la charge est fixée et le paramètre φ déterminé, le contrôle de l'amplitude en sortie du convertisseur se fait alors en contrôlant le rapport V_{ref}/V_i .

La génération des signaux de commande des interrupteurs est alors obtenue par le système de la Figure V.16. Un monostable génère un signal d'une durée de 100 ns correspondant au front montant du signal en sortie du comparateur. Enfin différents blocs set-reset génèrent les signaux de commande des interrupteurs S_{Ki} . Le système suivant est choisi pour sa simplicité et sa facilité d'implémentation dans LTSpice.

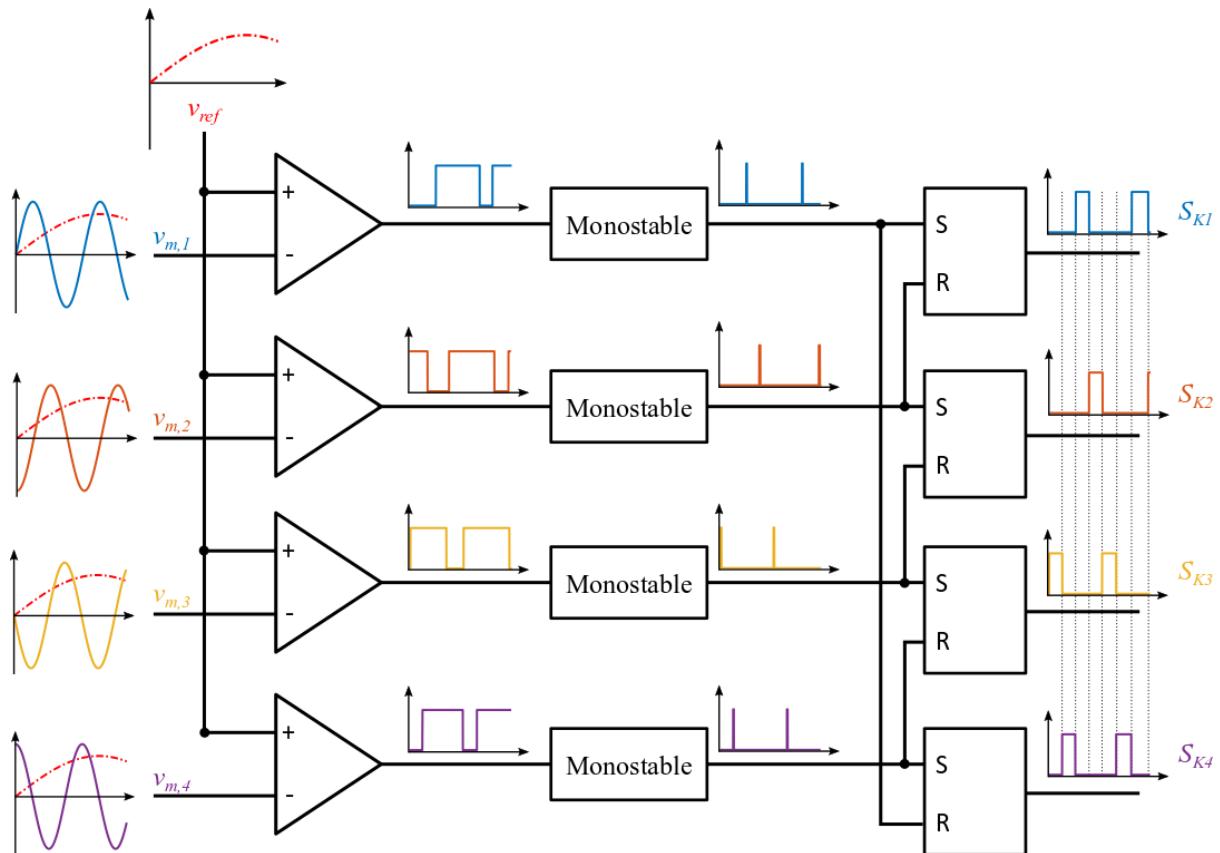


Figure V.16 : Génération des signaux de commandes des différents interrupteurs

V.3.2.4. Simulation du circuit et dimensionnement de la charge RLC

Avant la validation expérimentale, une première phase de simulation sous LTSpice permet une validation du bon fonctionnement du convertisseur. Nous utilisons ainsi le modèle comportemental représentant le transformateur piézoélectrique à onde de volume présenté dans le Chapitre IV. Le modèle considéré est le modèle non-isolé avec douze entrées et sorties. Les interrupteurs bidirectionnels sont représentés par des interrupteurs idéaux commandés par le circuit présenté Figure V.16.

Dans un premier temps, nous visons à dimensionner la charge RLC. La fréquence de résonance du transformateur dans ces conditions est $f_{HF} = 83,9$ kHz. On alimente le transformateur piézoélectrique avec des signaux d'amplitude $V_{in} = 5$ V. Nous cherchons à générer un signal de sortie à la fréquence $f_{BF} = 2$ kHz. Le rapport d'amplitude entre le signal de référence et l'onde de modulation V_{ref}/V_i est de 0,9.

Dans un premier temps nous nous intéressons au dimensionnement de la charge RLC en sortie du convertisseur. Le circuit RLC en sortie se comporte comme un filtre passe-bas du 2nd ordre pour réduire les harmoniques de la tension v_{oL} . Cependant, on voit sur la Figure V.17 que pour une même fréquence de coupure de 16 kHz, les signaux en sortie du convertisseur ont des

amplitudes différentes selon les valeurs de L et C . Lorsque l'on réalise la décomposition en série de Fourier du courant dans l'inductance (Figure V.18), on s'aperçoit que le courant à la fréquence visée ω_{BF} a la même amplitude quelle que soit la valeur d'inductance. Ainsi, dans le cycloconvertisseur, l'amplitude de la tension en sortie v_{out} sera définie par l'impédance de la charge RC à la fréquence f_{BF} .

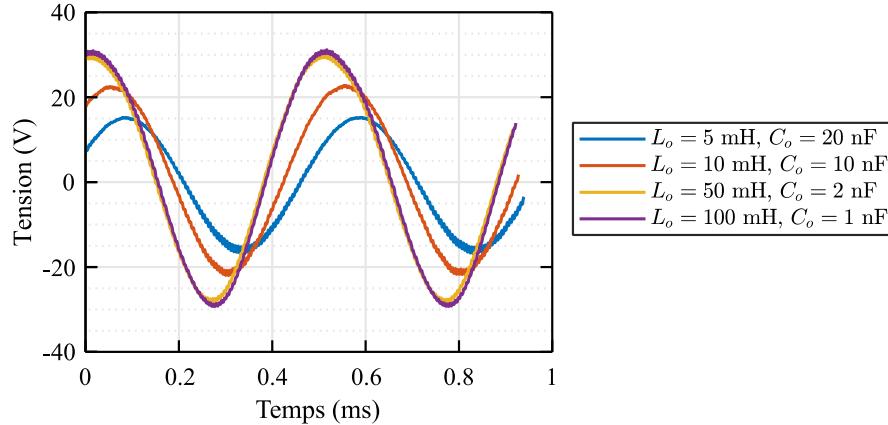


Figure V.17 : Tension de sortie v_{out} en régime établi pour différentes valeurs du filtre LC à la même fréquence de coupure et une charge $R_o = 10 \text{ k}\Omega$

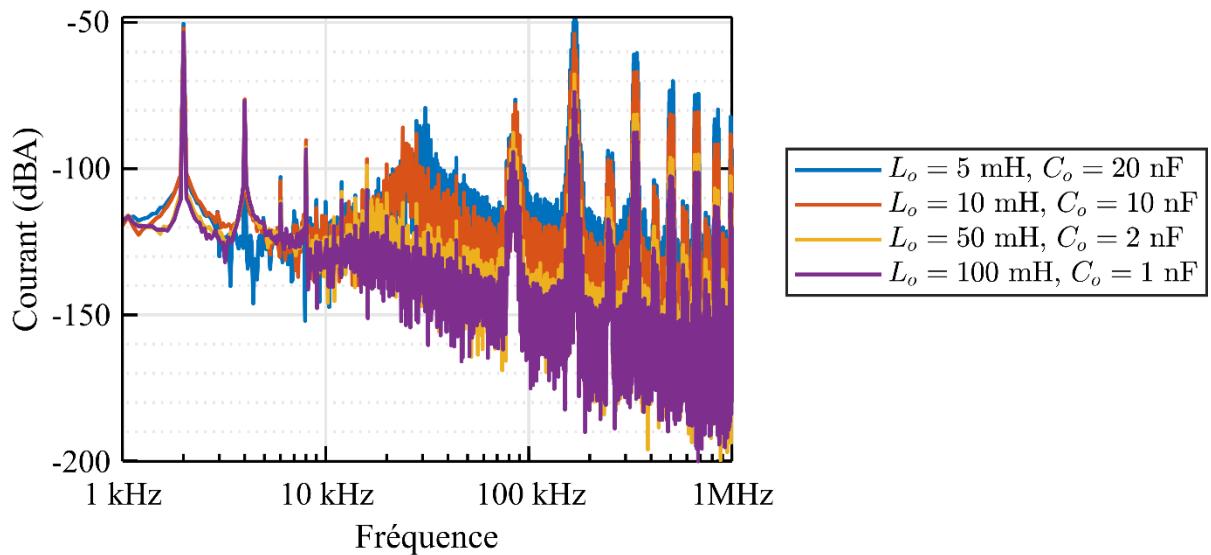


Figure V.18 : Décomposition en série de Fourier du courant dans l'inductance pour différentes valeurs du filtre LC

Selon le type d'application, la valeur de l'impédance RC dépend de la nature de la charge et ne peut être considérée comme modifiable. On fixe alors la valeur d'inductance de telle façon que les harmoniques provenant de l'excitation du transformateur soient réduites.

L'utilisation du transformateur à onde progressive est particulièrement intéressant pour réduire la taille des composants passifs en sortie du convertisseur. On voit sur la Figure V.18 que l'on a des harmoniques particulièrement importants à une fréquence $f = 2f_{HF}$ (186 kHz). Ces

harmoniques sont présents puisque l'on a un déséquilibre entre les deux différentes phases en sortie du transformateur. Sur la Figure V.19, nous avons représenté la décomposition en série de Fourier de la tension v_{oL} pour une simulation où nous avons cette fois utilisé le modèle analytique représentant le même transformateur cylindrique à onde de volume. Dans ce cas, il n'y a pas de déséquilibre entre les phases et le premier harmonique apparaît à la fréquence $f = 4 f_{HF}$. En augmentant encore le nombre de phases, il serait aussi possible de réduire d'avantage la taille de l'inductance en sortie du cycloconvertisseur.

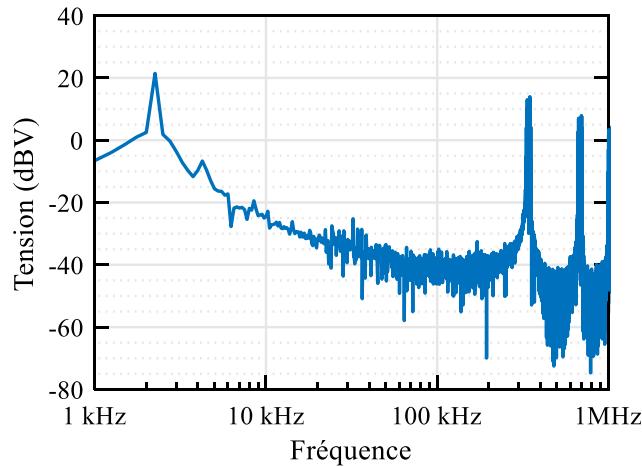


Figure V.19 : Décomposition en série de Fourier de la tension v_{oL} dans le cas de la simulation du modèle analytique avec $L_o = 10 \text{ mH}$, $C_o = 10 \text{ nF}$, $R_o = 10 \text{ k}\Omega$

Nous compléterons ces résultats dans la prochaine section en comparant les simulations et mesures sur le système. Nous étudierons notamment plus en détail les allures des signaux dans le convertisseur.

V.3.3. Validation expérimentale

Les premières simulations ont permis une première validation théorique de l'opération du convertisseur que l'on cherche à compléter avec un prototype expérimental. Nous détaillerons la mise en place expérimentale que ce soit concernant les composants du convertisseur ou l'implémentation de la loi de commande avant de commenter les résultats de mesure.

V.3.3.1. Architecture globale et loi de commande

Le transformateur piézoélectrique utilisé est celui à onde de volume progressive de volume présenté au Chapitre IV qui a des niveaux de puissance et des rendements bien supérieurs au transformateur à onde de flexion. Concernant l'architecture des interrupteurs bidirectionnels, au vu des différentes solutions présentées Figure V.13, nous choisissons la première solution composée d'un transistor et de quatre diodes. Bien que présentant des pertes en conduction plus élevés, l'objectif ici est la validation du concept. Le choix de cette topologie se fait notamment pour sa facilité de commande comparé aux autres solutions. Pour réduire tout de même les pertes en commutation, les diodes utilisées sont des diodes Schottky BAT41

présentant une tenue en tension de 100 V et un courant maximal de 100 mA. Le transistor choisi est un MOSFET IRLML0100 de Infineon ayant une tenue en tension de 100 V et une résistance drain-source de 235 mΩ.

Le transformateur est alimenté avec des tensions sinusoïdales à une fréquence $f = 83,9$ kHz qui peut évoluer selon la valeur de la charge pour rester à la résonance. L'amplitude en entrée est $V_{in} = 2,5$ V. Les sorties du transformateur sont chargées par des résistances $R_L = 100$ kΩ. La charge de sortie est constituée d'une inductance $L_o = 10$ mH, un condensateur $C_o = 10$ nF et une charge résistive $R_o = 10$ kΩ. La valeur du filtre LC est choisie pour avoir une fréquence de coupure à 16 kHz. La valeur de R_o est définie arbitrairement observer des niveaux de tension en sortie suffisamment élevés tout en chargeant suffisamment la sortie. Une carte d'interface est conçue sur laquelle se branche le transformateur piézoélectrique comme montré sur la Figure V.20. La carte fait la connexion à la fois avec les signaux d'excitation provenant du circuit d'amplification et avec le circuit de conversion AC-AC en sortie. Les borniers en bord de carte reçoivent les signaux isolés V_{gs} de commande des quatre transistors.

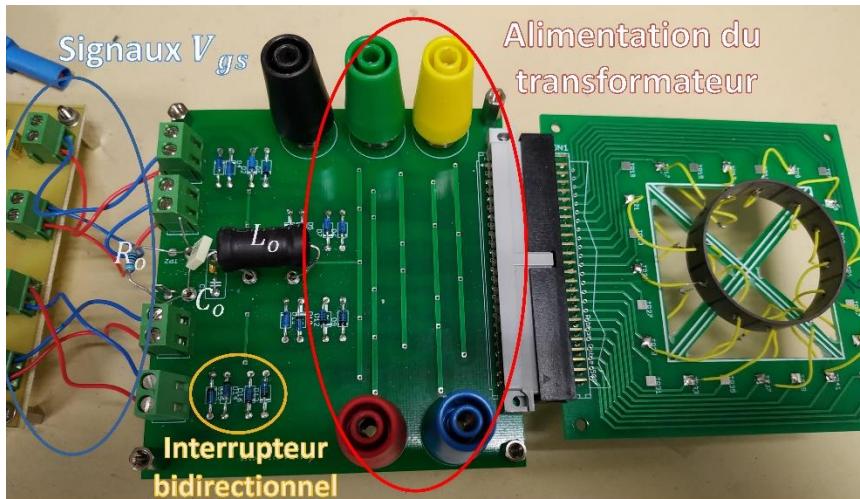


Figure V.20 : Carte d'interface comprenant l'alimentation du transformateur et le circuit en sortie avec les interrupteurs et la charge RLC.

Nous avons choisi d'implémenter la loi de commande sur FPGA. Le FPGA choisi est un FPGA NEXYS 4 de Digilent avec une horloge interne de 100 MHz et 32 sorties numériques. Le FPGA produit aussi les signaux d'excitation du transformateur piézoélectrique pour assurer la synchronisation entre les signaux de commande et les tensions en sortie du transformateur. Le nombre points définis pour chaque sinusoïde est de 144. Un nombre aussi élevé permet d'avoir une sensibilité assez élevée pour la loi de contrôle avec une précision du sinus de 2.5° tout en gardant une période d'échantillonnage suffisamment élevée. Ainsi les signaux d'excitation, de modulation et le signal de référence sont définis par un tableau de 144 entrées codant les valeurs du sinus sur une période. Un indice de position définit pour chaque signal la position dans le tableau du sinus et donc la valeur à un instant donné comme montré Figure V.21. Le numéro entre crochets indique pour chaque signal la position dans le tableau. Le déphasage entre les signaux est représenté par des indices de départ différents. La fréquence du signal est définie par le temps entre deux incrémentations de cet indice de position. On a ainsi dans ce cas :

$$\Delta t_{HF} = \frac{1}{144} \frac{1}{f_{HF}}, \quad \Delta t_{BF} = \frac{1}{144} \frac{1}{f_{BF}} \quad (V.10)$$

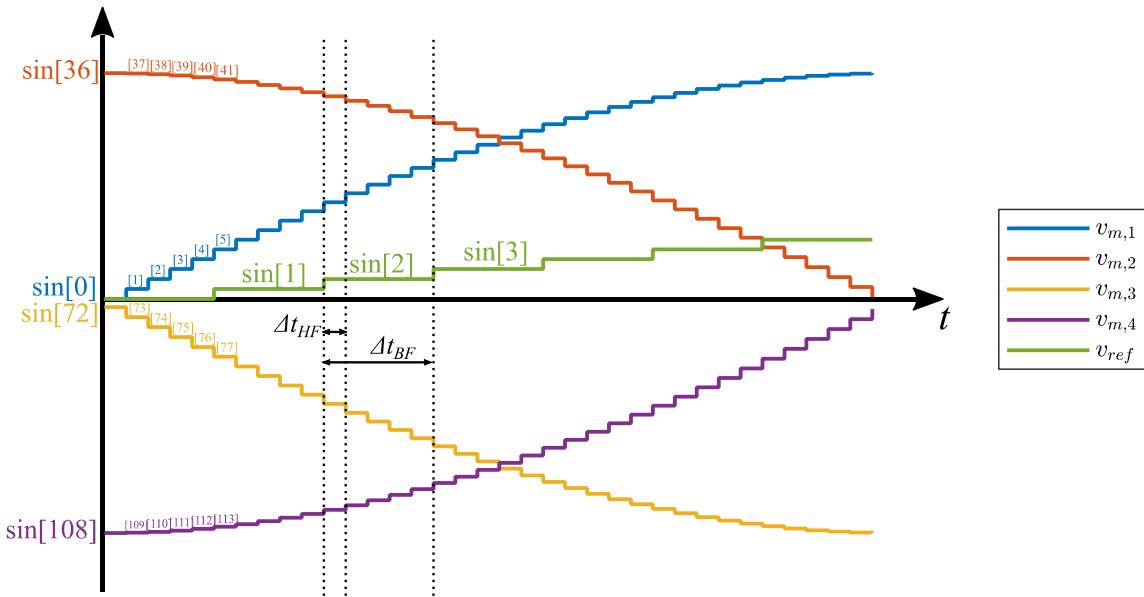


Figure V.21 : Codage des signaux sinusoïdaux en fonction de l'indice de position dans le tableau représentant les valeurs de la sinusoïde

Les tensions d'excitation sont codées sur 12 bits et deux convertisseurs numériques analogiques DAC902 génèrent les signaux sinusoïdaux appliqués aux entrées du circuit d'amplification. On peut jouer sur la fréquence d'excitation en sortie grâce à des PLL permettant de réduire l'horloge globale du FPGA.

Une comparaison, à chaque pas de calcul, des ondes de modulation avec l'onde de référence permet de définir l'interrupteur à commuter et les signaux de commande correspondants. Un driver isolé à commande en impulsions fines conçu précédemment au laboratoire pour d'autres applications permet d'adapter le signal en sortie du FPGA en un signal de commande isolé V_{gs} entre +15 V et -15 V. Le FPGA et le driver isolé sont montrés sur la Figure V.22.

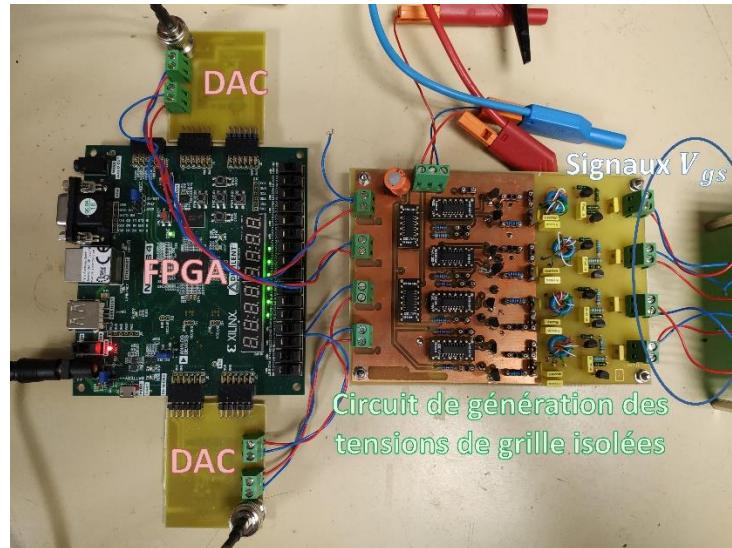


Figure V.22 : FPGA et carte du driver isolé à impulsions fines

V.3.3.2. Résultats de mesure et comparaison avec la simulation

Dans la suite, nous allons présenter les résultats de mesure pour différentes configurations. Durant cette section, nous focaliserons l'étude sur le comportement du convertisseur notamment concernant la tension de sortie. Nous n'avons pas réalisé ici d'étude complète en puissance/rendement de l'ensemble transformateur + convertisseur compte tenu du stade non optimisé de ce premier prototype destiné à la preuve de concept.

Sur la Figure V.23, nous nous sommes d'abord concentrés sur la tension en sortie du cycloconvertisseur à la fois en simulation et expérimentalement. Sur cette figure, est représentée en bleu la tension v_{out} observée à l'oscilloscope et en noir la composante fondamentale de cette tension $v_{out,fo}$. Dans la pratique, le signal de sortie est proche d'une sinusoïde mais avec des surtensions qui correspondent aux instants de commutation des interrupteurs. En simulation, la synchronisation des instants de commutation annule les surtensions. Les différences d'amplitude entre les deux cas s'expliquent de deux façons. Dans un premier temps, nous avons observé les limites du système de commande en entrée puisque la commutation induit de fortes perturbations que l'on observe sur la qualité du signal appliquée sur le transformateur piézoélectrique comme montré sur la Figure V.24. Dans ce cas-là, nous n'avons plus des sources de tension idéales en entrée du transformateur comme c'est le cas en simulation.

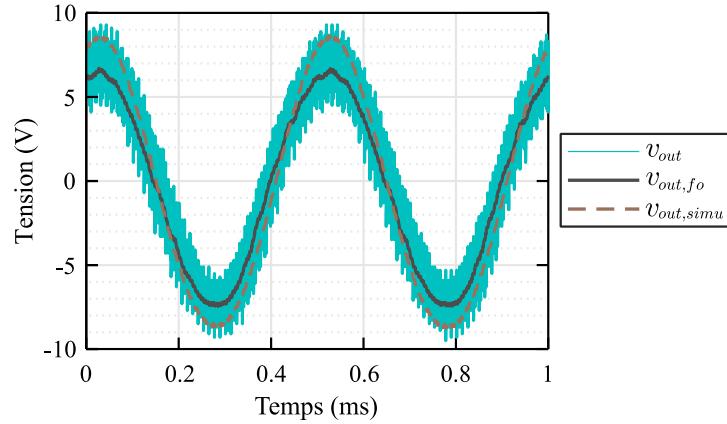


Figure V.23 : Tension de sortie v_{out} mesurée et donnée par la simulation

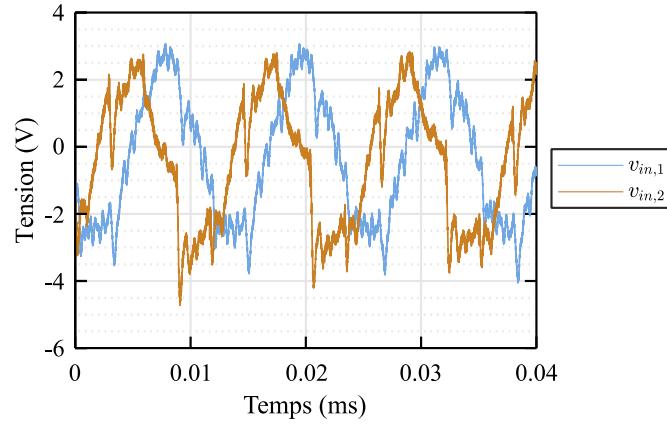


Figure V.24 : Signaux de tension en entrée du transformateur.

Le second point concerne le système polyphasé de tensions en sortie du transformateur. Dans la configuration testée, on note une différence entre la mesure et la simulation comme montré Figure V.25. Dans le cas de la mesure, les amplitudes des signaux sont assez proches mais le déphasage n'est pas de 90° . Cependant les signaux de modulation sont définis en amont pour cette valeur de déphasage. Ainsi dans cette configuration, les sections de sinusoïdes extraites ne correspondent pas au cas optimum et l'amplitude du signal en sortie est réduite. Un contrôle en boucle fermé permettrait la prise en compte de cela mais l'écart avec le déphasage de 90° limite de toute façon les performances du cycloconvertisseur. Nous verrons ensuite que la valeur de R_L a une influence sur ce point. Dans la simulation, les déphasages entre phases sont proches de ce qui est attendu mais il existe de forts déséquilibres d'amplitude entre les systèmes d'électrode.

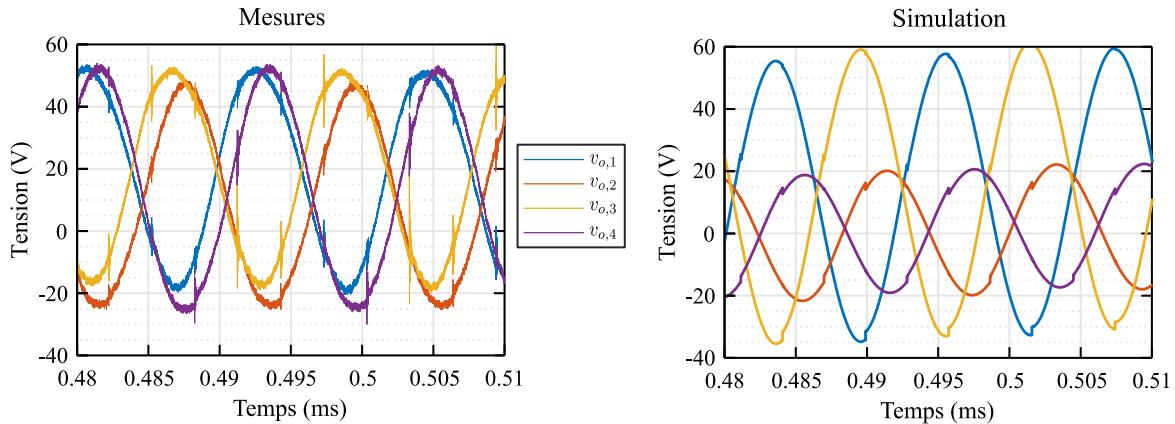


Figure V.25 : Allure des tensions $v_{o,i}$ pour $R_L = 100 \text{ k}\Omega$, $L_o = 10 \text{ mH}$, $C_o = 10 \text{ nF}$ et $R_o = 10 \text{ k}\Omega$ en mesure et en simulation

Dans un second temps, nous avons souhaité nous concentrer sur le comportement des tensions de sortie $v_{o,i}$ du transformateur en fonction de la valeur de la tension en sortie du convertisseur. On peut séparer le comportement en trois cas selon si la valeur de v_{out} est proche de son minimum, de son maximum ou de zéro. Sur la Figure V.26, pour chaque cas, on a représenté la tension de sortie v_{out} , la tension en sortie des interrupteurs v_{oL} et la tension $v_{o,3}$ en sortie du transformateur piézoélectrique ainsi que le courant dans l'inductance. Lorsque la valeur de v_{out} est maximale, les portions de sinusoïdes sont situées au maximum de $v_{o,3}$ et inversement pour le minimum. Lorsque la valeur est proche de zéro, ce sont les arcs dans la phase ascendante ou descendante. Cependant, dans le cas du transformateur à onde progressive, on voit que la valeur moyenne de la tension en sortie du transformateur change en fonction de la valeur de v_{out} comme nous l'avons évoqué précédemment. C'est pour cela que les amplitudes des tensions v_{oL} et v_{out} sont nettement limitées par rapport à l'amplitude des tensions $v_{o,i}$. Ce comportement induit de plus une contrainte très élevée sur les diodes et transistors qui nous a poussé à limiter l'amplitude en entrée V_{in} à 2,5 V pour éviter le claquage des semi-conducteurs. Enfin, pour chaque cas, on voit que le courant dans l'inductance présente des pics de courant à chaque commutation dues au ΔV lors de la fermeture des interrupteurs. Les surintensités sont maximales lorsque la tension v_{out} est proche de zéro puisque dans ce cas-là les valeurs de ΔV sur les interrupteurs sont les plus extrêmes. Ces pics de courant ont une influence dans la conception du circuit notamment dans le choix des interrupteurs et peut induire des perturbations CEM.

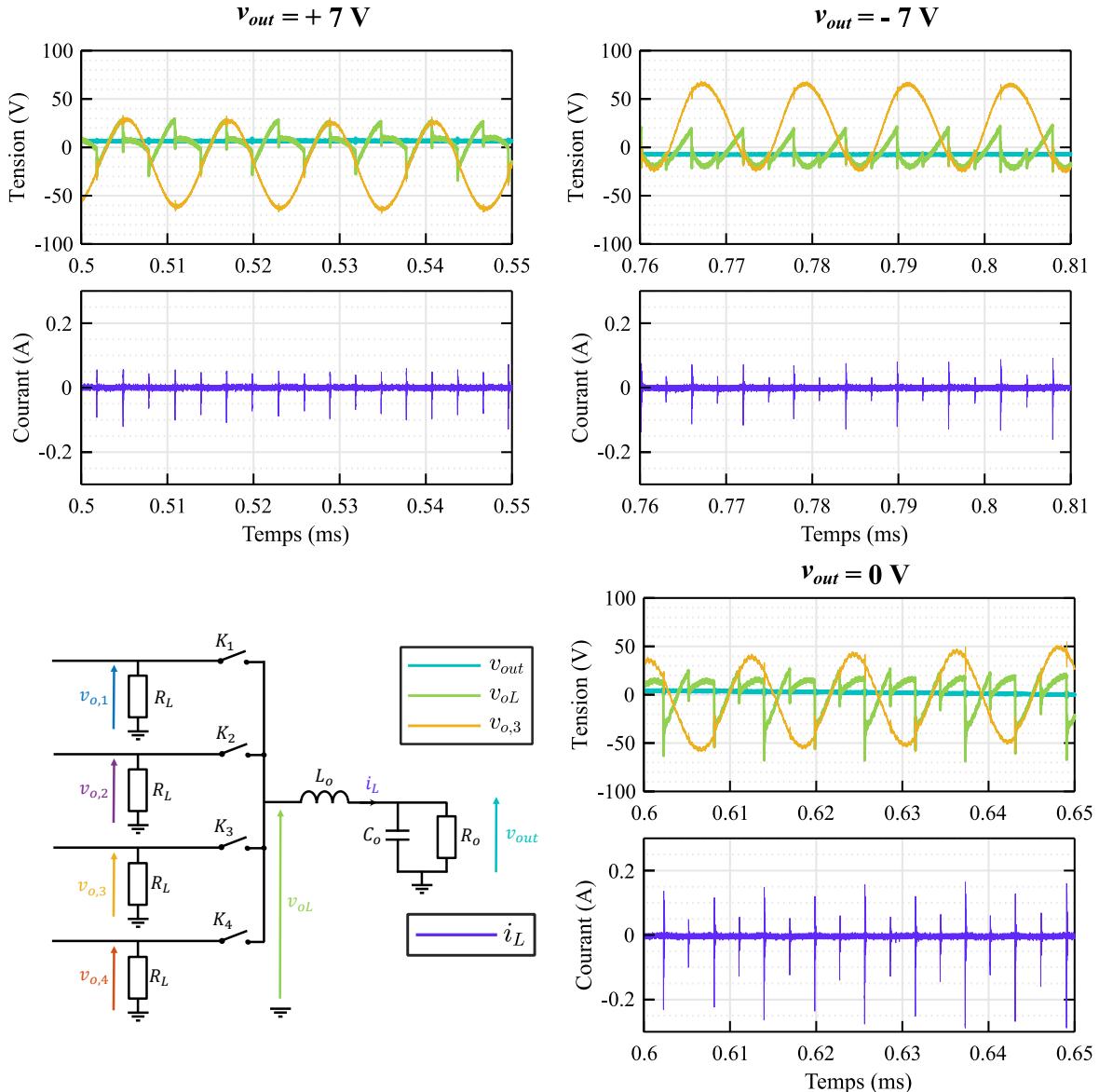


Figure V.26 : Signaux de tension et de courant mesurés dans le cycloconvertisseur suivant la valeur de v_{out}

Ce comportement est cependant bien anticipé par la simulation du convertisseur avec le modèle expérimental. Sur la Figure V.27, on observe ainsi nettement l'évolution de la valeur moyenne de $v_{o,3}$ en fonction de l'évolution de la tension de sortie v_{out} . Les différences entre le modèle et la simulation tiennent alors simplement dans la différence d'amplitudes observée entre les phases. On peut voir par ailleurs sur le signal v_{oL} la différence d'amplitudes entre les phases comme observé sur la Figure V.25.

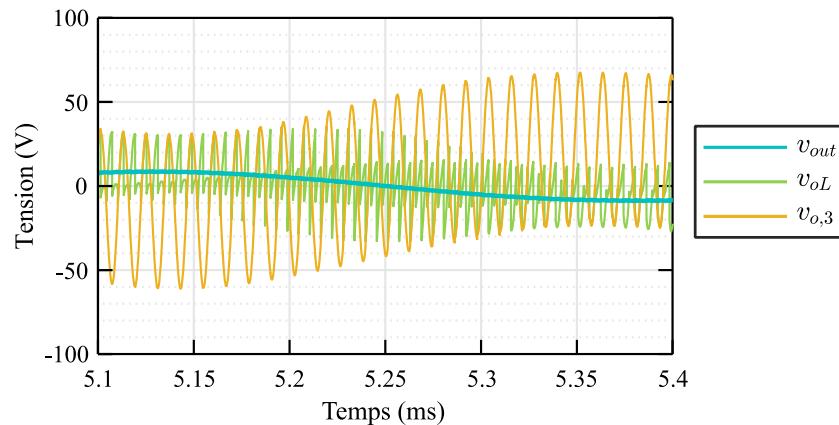


Figure V.27 : Formes d'ondes des différents signaux caractéristiques obtenus par simulation du convertisseur avec le modèle expérimental du transformateur

V.3.3.3. Influence de la charge R_L sur les performances du convertisseur

Les charges résistives R_L aux sorties du transformateur assurent un bon fonctionnement du convertisseur mais dissipent de l'énergie. Nous étudions alors l'influence de cette charge sur les performances du cycloconvertisseur. L'évolution de l'amplitude de la tension de sortie en fonction de R_L est montrée Figure V.28 à la fois pour la simulation et la mesure. Dans un cas idéal, l'amplitude de la tension en sortie devrait croître avec la valeur de résistance. Cependant, ici, on voit un maximum pour une valeur de $R_L = 22 \text{ k}\Omega$, le maximum étant plus marqué en mesure qu'en simulation. On observe par ailleurs que la valeur optimale de R_L n'est pas liée à la charge R_o en sortie du convertisseur. Pour les résultats de mesure, une première explication provient du déséquilibre entre phases évoqué précédemment. Les tensions $v_{o,i}$ sont représentées Figure V.29 pour $R_L = 22 \text{ k}\Omega$. Comparés aux résultats de la Figure V.25, on voit ici qu'on se rapproche plus d'un système quadriphasé. Ainsi, les signaux de modulation correspondent plus aux tensions $v_{o,i}$ et l'amplitude de v_{out} augmente.

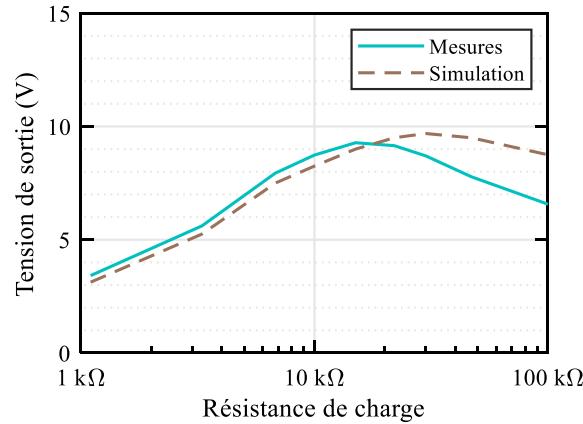


Figure V.28 : Evolution de l'amplitude de v_{out} pour différentes valeurs de R_L

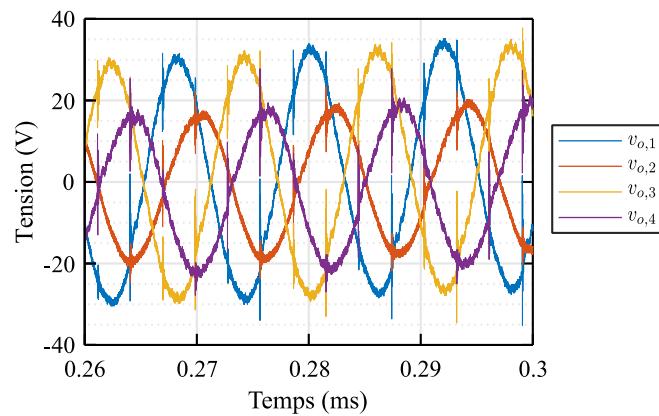


Figure V.29 : Système de tensions en sortie du transformateur pour une charge $R_L = 22 \text{ k}\Omega$

La deuxième raison pour ce maximum vient du comportement des tensions $v_{o,i}$. On a vu sur la Figure V.26, que la valeur moyenne des tensions $v_{o,i}$ fluctuait en fonction de la valeur de v_{out} . Augmenter la charge permet cependant de limiter ce comportement. Ainsi on voit sur la Figure V.30 que la valeur maximale de $v_{o,4}$ est plus élevée pour $R_L = 22 \text{ k}\Omega$ que pour $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ même si l'amplitude est plus élevée dans le second cas. Ainsi l'arc de sinusoïde extrait a aussi une valeur plus grande ce qui influence directement l'amplitude de v_{out} .

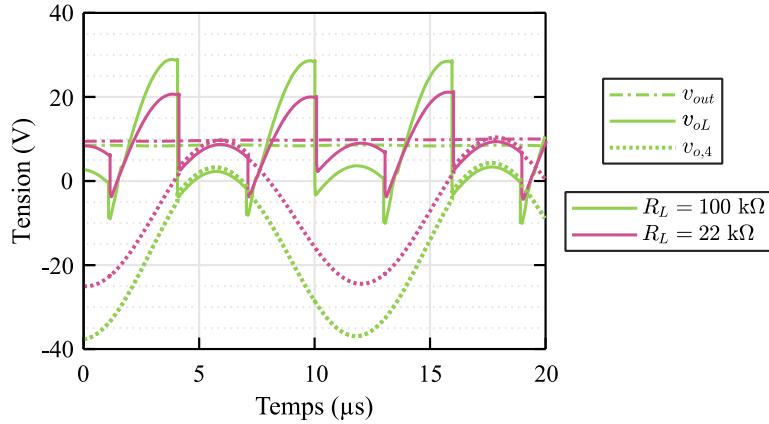


Figure V.30 : Allure des signaux dans le cycloconvertisseur pour des valeurs de charge de $100 \text{ k}\Omega$ et $22 \text{ k}\Omega$

V.3.3.4. Influence du ratio V_{ref}/V_i

Les différents résultats présentés précédemment permettent déjà de démontrer la validité du modèle expérimental pour la simulation du cycloconvertisseur. Pour compléter cet aspect, nous avons modifié le ratio V_{ref}/V_i dans la loi de commande et déterminer son influence sur l'amplitude de la tension en sortie. Nous nous sommes placés dans le cas $R_L = 22 \text{ k}\Omega$. La charge RLC reste la même. On voit ainsi une évolution linéaire de l'amplitude de v_{out} avec ce ratio. De plus, on note que dans cette configuration, les amplitudes mesurées et simulées sont très proches. Comparativement aux résultats de la section V.3.3.2, on s'aperçoit que la diminution de la résistance R_L augmente la précision du modèle. Notamment, le comportement du système de tensions en sortie du transformateur piézoélectrique et les déphasages entre les tensions sont mieux prédits lorsque le transformateur est plus chargé.

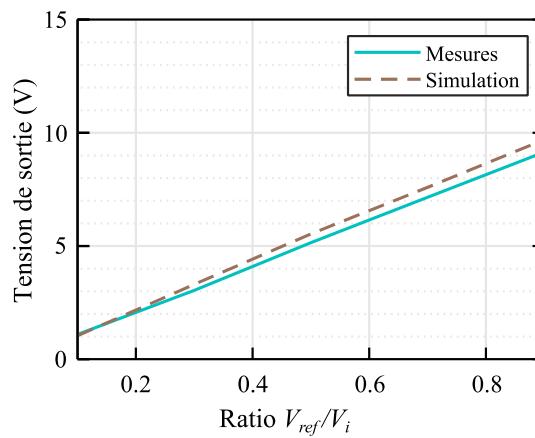


Figure V.31 : Amplitude de v_{out} en fonction du ratio V_{ref}/V_i dans la loi de commande

V.3.3.5. Autres signaux obtenus en sortie du transformateur

Enfin, nous avons travaillé jusque-là à une fréquence de sortie de 2 kHz. Le convertisseur peut cependant générer des signaux sur une large gamme de fréquence. Sur la Figure V.32, nous avons ainsi représenté la tension de sortie à des fréquences de 500 Hz et 16 kHz. Lorsque la fréquence augmente, l'amplitude du signal diminue comme anticipé dans la section V.3.2.4.

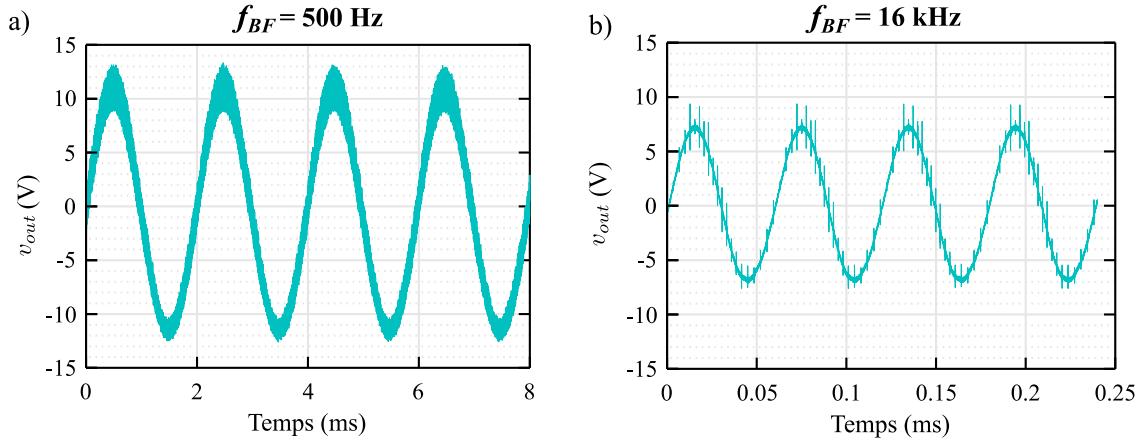


Figure V.32 : Tensions de sortie V_{out} obtenue à des fréquences de 500 Hz et 16 kHz.

Enfin, suivant l'application visée par le cycloconvertisseur, il est possible de générer des signaux carrés ou en dent de scie simplement en modifiant l'allure du signal de référence. L'allure du signal en sortie dépend évidemment de la fréquence de coupure du filtre par rapport à la fréquence visée. Sur la Figure V.33, sont représentés ainsi un signal carré et en dents de scie obtenues à la fréquence de 200 Hz.

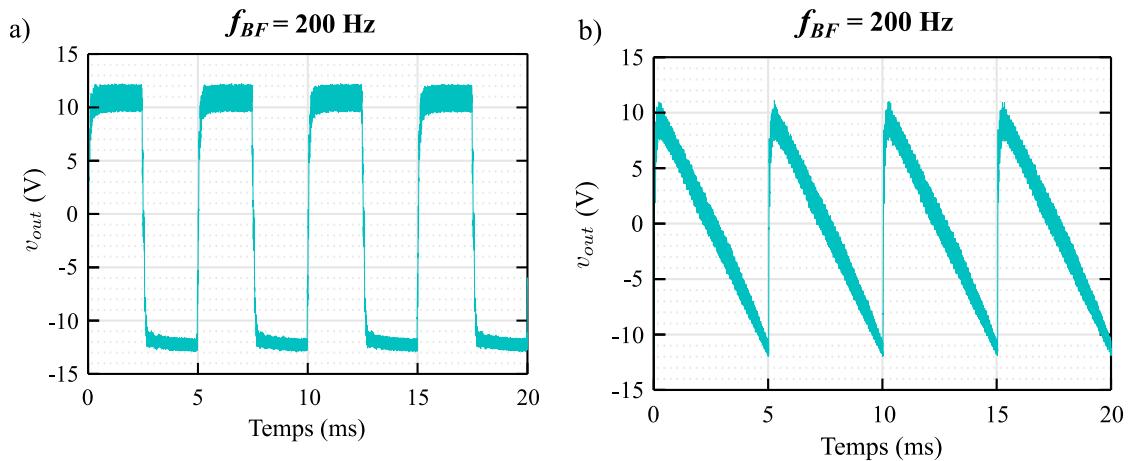


Figure V.33 : Signaux carrés et en dent de scie obtenus à la sortie du convertisseur à une fréquence de 200 Hz.

V.3.4. Amélioration de la structure

V.3.4.1. Architecture proposée

Les différents comportements observés dans le fonctionnement du cycloconvertisseur limitent l'amplitude de la tension que l'on peut obtenir par rapport à l'amplitude des tensions en sortie du transformateur. Une solution que nous proposons est de symétriser la structure présentée précédemment en ajoutant une cellule de commutation constituée de quatre interrupteurs bidirectionnels en courant et tension. Le schéma complet du circuit amélioré est représenté Figure V.34 avec les signaux de commande de chaque interrupteur. Dans le cas du système quadriphasé, les commandes sont complémentaires : le signal de commande $S_{K_{1,m}}$ est le même que $S_{K_{3,p}}$ grâce à la symétrie des phases. Dans un cas général, pour les signaux $S_{K_{i,m}}$, la technique de génération est identique aux $S_{K_{i,p}}$ (Figure V.16). Seulement, l'onde de référence $v_{ref,m}$ doit être en opposition de phase avec l'onde de référence originale v_{ref} et le déclenchement de la commutation se fait cette fois sur des fronts montants de l'onde de modulation.

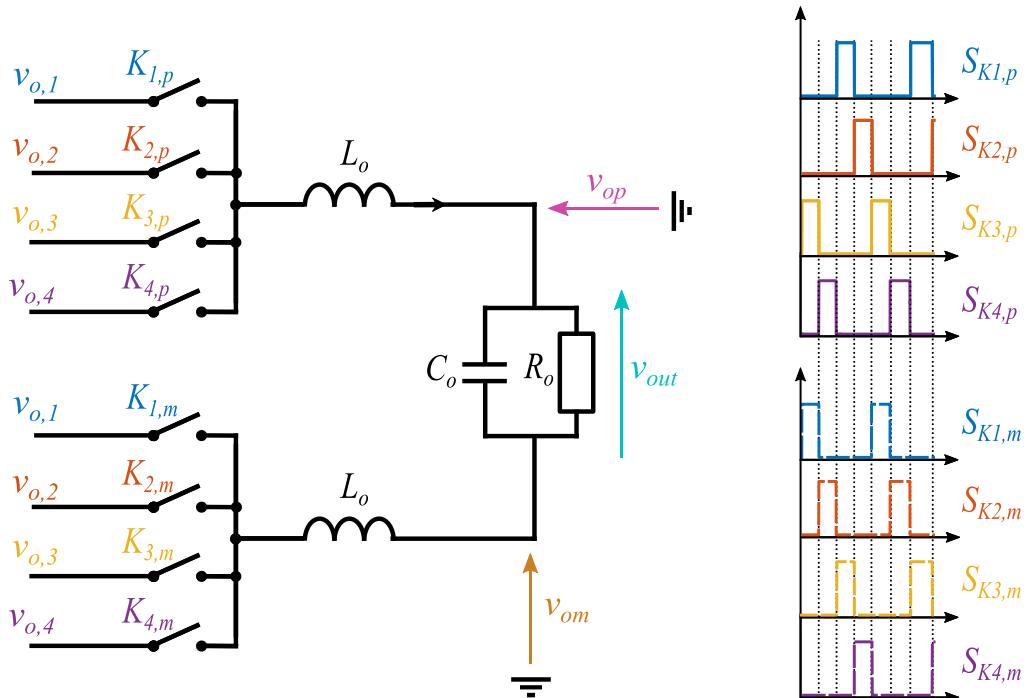


Figure V.34 : Modification du cycloconvertisseur original pour limiter les fluctuations de valeur moyenne des tensions $v_{o,i}$

L'intérêt d'une telle structure est, sur une période d'oscillation du transformateur, d'extraire à la fois une section de sinusoïde et son opposée. Cela limite la dérive de la valeur moyenne des tensions en sortie du transformateur piézoélectrique. Les intérêts sont multiples. D'une part, on augmente les niveaux d'amplitude en sortie du convertisseur puisque le niveau en sortie dépendra directement de l'amplitude des $v_{o,i}$. D'autre part, on limite la contrainte sur les semi-

conducteurs ou du moins cette contrainte est seulement liée à l'amplitude de v_{out} . La stabilisation des tensions $v_{o,i}$ permet un contrôle plus simple de la structure. Enfin, l'utilisation d'une telle structure permet de supprimer les résistances R_L en sortie du transformateur puisque la symétrie permet de maintenir une valeur moyenne nulle.

V.3.4.2. Résultats de simulation

Nous n'avons pas testé expérimentalement la structure mais nous avons réalisé des simulations à l'aide du modèle expérimental du transformateur. Dans un premier temps, nous nous sommes placés dans des conditions identiques aux précédentes. L'amplitude en entrée du transformateur est $V_{in} = 2,5$ V. La charge est constituée d'un condensateur $C_o = 10$ nF et d'une résistance $R_o = 10$ k Ω et l'inductance est séparée en deux, on a donc $L_o = 5$ mH. On cherche à obtenir une tension sinusoïdale à une fréquence de 2 kHz. Sur la Figure V.35, sont représentés les signaux en sortie du convertisseur. On note tout d'abord que l'amplitude de v_{out} a quadruplé par rapport au circuit précédent, passant de 8,5 V à 34 V. Surtout, le circuit permet de réaliser un gain en tension de 14 par rapport à la tension en entrée. On voit néanmoins que les commutations induisent de nombreuses surtensions sur v_{op} et v_{om} qui s'annulent en simulation grâce à la synchronisation des commandes mais dont il faudra quantifier l'importance en mesure.

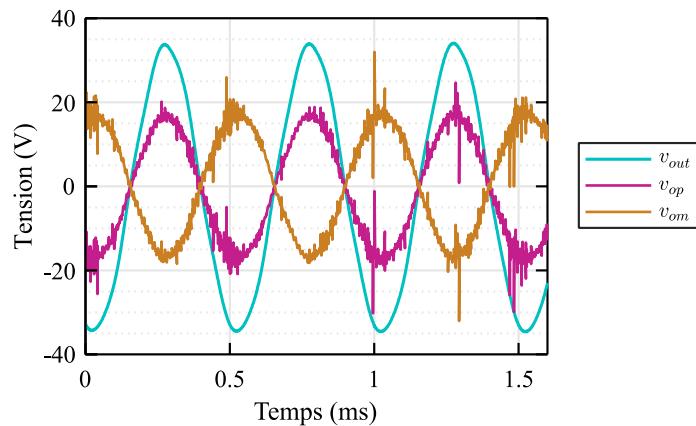


Figure V.35 : Allure des tensions en sortie du cycloconvertisseur à deux cellules de commutation pour $R_L = 100$ k Ω

Enfin, sur la Figure V.36, sont représentés les tensions $v_{o,i}$ en sortie du transformateur piézoélectrique. Avec cette solution, ces tensions oscillent toutes autour d'une valeur moyenne nulle. La prochaine étape pour améliorer les performances se concentrerait alors sans doute sur le transformateur piézoélectrique à onde progressive lui-même pour limiter le déséquilibre entre phases.

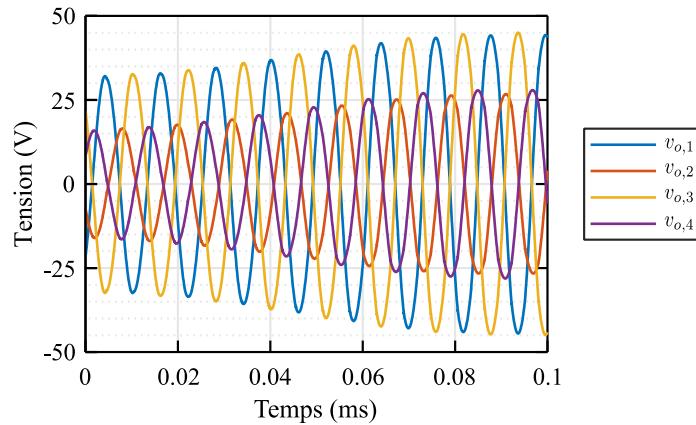


Figure V.36 : Allure des tensions $v_{o,i}$ à la sortie du transformateur pour le cycloconvertisseur à deux cellules de commutation

V.3.4.3. Simulation de la commande d'un actionneur piézoélectrique

Durant la présentation du circuit de conversion AC-AC associé au transformateur piézoélectrique à onde progressive, nous avons évoqué, comme application possible, la commande d'actionneurs piézoélectriques. Ces actionneurs piézoélectriques doivent généralement être alimentés avec de hauts niveaux de tension (> 50 V) pour induire de forts déplacements. Dans certains cas, les niveaux de tension requis atteignent les 1000 V notamment pour les actionneurs piézoélectriques empilées (stack actuators) [6]. Le convertisseur proposé ici réalise de forts gains en tension et peut générer des tensions sinusoïdales à forte amplitude pour la commande de ces actionneurs. On peut modéliser les actionneurs piézoélectriques par un condensateur de forte valeur associée à une résistance en parallèle représentant les pertes diélectriques. Le modèle peut être affiné pour tenir compte des autres pertes et des non-linéarités [7]. Le fort caractère capacitif de l'actionneur peut poser des problèmes pour la conversion de puissance. Dans notre cas, la forte capacité influence le gain en tension mais un fonctionnement à basse fréquence permet de s'affranchir de cela. Pour tester notre circuit, nous considérerons toutefois un cas simple et nous nous basons sur l'actionneur utilisé dans [8]. Dans cet article, l'objectif est de fournir une tension sinusoïdale à une fréquence de 100 Hz avec une amplitude de 40 V à l'actionneur. La capacité de l'actionneur est égale à 260 nF et on considère une résistance de pertes de 100 k Ω en parallèle.

Nous avons ainsi simulé la structure améliorée du cycloconvertisseur avec cette charge et le modèle expérimental du transformateur piézoélectrique à onde progressive de volume. Pour filtrer les harmoniques, nous fixons la valeur de L_o de chaque branche à 50 μ H. On voit ainsi une nette réduction de la taille de l'inductance pour cette application. Les résultats de la Figure V.37 montrent ainsi l'évolution de la tension de sortie pour une amplitude en entrée $V_{in} = 5$ V. On obtient ainsi en sortie un signal quasi-sinusoïdal à 100 Hz et une amplitude de 40 V.

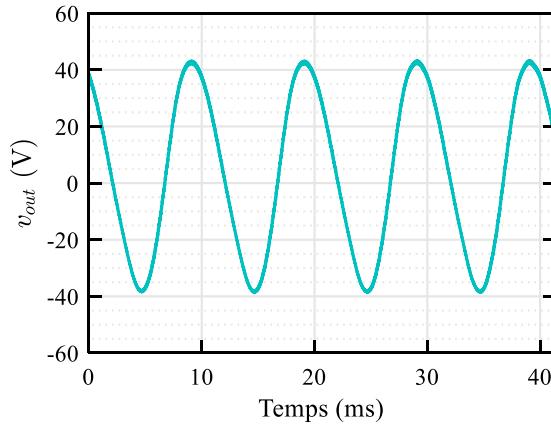


Figure V.37 : Tension en sortie du cycloconvertisseur pour l'alimentation d'un actionneur piézoélectrique

V.3.5. Réflexions sur le contrôle du cycloconvertisseur

Jusqu'ici, le contrôle du cycloconvertisseur se faisait en boucle ouverte. Cependant, nous avons vu que lorsque le système polyphasé n'est pas parfait, cela peut limiter les performances du transformateur. Cette réflexion est séparée en deux points. Le premier aspect concerne l'obtention des ondes de modulation pour réaliser la loi de commande. Le second point concerne le contrôle de la tension en sortie du cycloconvertisseur.

Pour le premier point, la seconde structure apporte une nette amélioration par rapport à la première solution en gardant une valeur moyenne nulle pour les tensions en sortie du transformateur piézoélectrique. Ainsi, pour générer les ondes de modulation il est possible de détecter le passage à zéro de chaque tension de sortie et générer l'onde de modulation avec le retard correspondant au déphasage optimal selon le nombre de phases, i.e. $\pi/4$ pour un système quadriphasé. Dans ce cas-là, l'amplitude de l'onde de modulation n'est pas liée à l'amplitude de la tension $V_{o,i}$ et le seul paramètre important pour l'amplitude de la sortie est le rapport V_{ref}/V_{amp} ce qui nous amène au second point.

L'amplitude de la tension en sortie du cycloconvertisseur est directement liée à ce rapport. Ainsi, un contrôle en boucle fermée de la valeur de V_{ref} permet d'obtenir l'amplitude souhaitée en sortie du convertisseur, dans la limite bien entendu de la tension maximale que peut fournir le cycloconvertisseur. Il est possible alors de réaliser un contrôle de l'amplitude de V_{in} pour atteindre des tensions plus élevées.

Il sera important dans la phase de conception de bien fixer les limites de fonctionnement du circuit notamment vis-à-vis des tensions maximales tenues par les semi-conducteurs. Ainsi, on préférera travailler avec un rapport V_{ref}/V_{amp} le plus proche de 1 et contrôler la tension en entrée puisque peu importe la valeur de V_{ref} les tensions en sortie du transformateur auront toujours la même amplitude et donc le dimensionnement des interrupteurs sera identique.

V.3.6. Pistes pour la conception du transformateur

Tous les résultats présentés dans cette partie sont basés sur l'utilisation du transformateur à onde de volume cylindrique. Ce transformateur a été conçu pour valider le concept du transformateur à onde progressive et non dans une démarche d'optimisation pour une application de conversion AC/AC. On note toutefois que les premiers résultats permettent une validation de son utilisation avec des performances convaincantes. On peut alors s'interroger sur les pistes à étudier pour améliorer les performances du transformateur pour ce type d'application.

Dans un premier temps, nous avons vu qu'avoir un système de tensions équilibrées en sortie du transformateur permet d'augmenter la fréquence du premier harmonique et limiter la taille du filtre en sortie du convertisseur. Un autre aspect que nous avons évoqué précédemment est le nombre de phases en sortie du transformateur. En augmentant le nombre de phases en sortie, on peut réduire d'autant plus le filtre. De plus on voit sur la Figure V.11 qu'en augmentant le nombre de phases, on réduit les différences de tension et pour chaque commutation on peut réduire l'énergie dissipée. Cependant, on augmente aussi le nombre de commutations sur une période de fonctionnement et ainsi un compromis doit être réalisé pour minimiser les pertes. De même, augmenter la fréquence de fonctionnement du transformateur piézoélectrique peut être intéressant. Cela va de paire avec une miniaturisation du système qui peut être intéressante pour l'intégration du circuit. Une augmentation de la fréquence permettrait aussi la génération de sinus à des fréquences plus élevées mais accentuerait les pertes par commutation sur une période du signal de sortie. Selon le type d'application visée et notamment la fréquence du signal en sortie, une conception optimale permettrait de déterminer la fréquence d'excitation optimale permettant de réduire au maximum la taille du transformateur et du filtre tout en minimisant les pertes par commutation.

V.3.7. Conclusions et perspectives

Les premiers travaux présentés ici ont présenté un nouveau type de conversion AC-AC à partir du transformateur piézoélectrique à onde progressive, utilisant le système polyphasé en sortie du transformateur pour générer des signaux à des fréquences variables. Avec une première structure, nous avons validé l'approche expérimentalement avec un circuit capable de générer des signaux à des fréquences allant jusqu'à 30 kHz et des gains en tension de 4 vis-à-vis de l'entrée. Les résultats de mesure ont permis aussi de valider d'avantage le modèle expérimental présenté dans le Chapitre IV et son utilisation pour la simulation de convertisseurs de puissance.

Une étude a permis de démontrer les limites de cette première solution et la deuxième structure proposée permet de résoudre les problèmes liés à la fluctuation de la valeur moyenne des tensions en sortie du transformateur piézoélectrique. La nouvelle structure ne nécessite pas de charger les sorties du transformateur piézoélectrique et on peut générer des signaux en sortie avec des gains en tension très importants. Le circuit est alors très intéressant pour la génération de tensions sinusoïdales à haute tension avec des tensions d'alimentation ne dépassant pas

quelques V et à des fréquences modifiables de façon continue. Notamment, nous avons pu simuler le comportement du circuit pour l'alimentation d'un actionneur piézoélectrique.

La problématique de ce circuit reste la commutation des transistors qui induit de nombreuses surtensions et pertes par commutation. Une étude en termes de puissance transmise et de rendement devra être réalisée pour évaluer cela. Les pistes pour l'amélioration du transformateur piézoélectrique avec cet aspect ont ainsi été détaillés. Enfin, pour compléter le circuit, le contrôle en boucle fermée doit être réalisé pour obtenir le signal en sortie à l'amplitude et à la fréquence souhaitée.

V.4 Conversion AC-DC : Redressement polyphasé

Le circuit présenté précédemment était propre au transformateur à onde progressive puisqu'il utilisait le système polyphasé en sortie. En général, les applications des transformateurs piézoélectriques classiques se limitent à des convertisseurs DC-AC à fréquence fixe ou DC-DC. Dans les applications DC-AC notamment l'alimentation de tubes CCFL, la tension alternative en sortie du transformateur est directement appliquée à la charge. La conception du transformateur et la commande de celui-ci permette alors le contrôle de la tension appliquée. Dans le cas d'un convertisseur DC-DC, un circuit de redressement doit être placé entre la charge et le transformateur. Ce circuit de redressement peut prendre la forme d'un redressement mono-alternance avec ajout d'une inductance ou directement un redressement avec capacité en tête. Il est possible d'obtenir des structures élévatrices de tension en ajoutant un circuit de type pompe de charge en sortie constitué de condensateurs et de diodes. Toutes ces structures sont détaillées dans [1] et nous nous concentrerons dans cette section sur le circuit de redressement appliqué au transformateur piézoélectrique à onde progressive pour une application d'alimentation isolée pour la commande de semi-conducteurs à grille isolée.

V.4.1. Les transformateurs piézoélectriques pour l'alimentation isolée de drivers de semiconducteurs à grille isolée

Dans les alimentations à découpage, la commande des transistors nécessite un interfaçage entre le transistor et sa commande. Lorsque les transistors ne sont pas référencés par rapport à la masse, il est nécessaire de fournir une tension isolée référencée par rapport à la tension de source du transistor pour assurer la commutation. Cette contrainte d'isolation est encore plus importante avec la montée en fréquence des convertisseurs et avec le développement de structures multi-niveaux comme représenté sur la Figure V.38. Ces structures permettent de limiter les contraintes sur les interrupteurs en utilisant des interrupteurs basse-tension mais cela accroît la complexité des circuits de commande. Le driver représenté sur ce schéma permet d'assurer l'isolation de la commande et la puissance pour alimenter la grille de transistor. Cette isolation peut être magnétique, optique ou bien mécanique. Pour fournir une tension référencée par rapport à V_s , plusieurs solutions sont possibles notamment les techniques de bootstrap pour les convertisseurs multi-niveaux [9]. Cependant, ces techniques limitent les fréquences de fonctionnement du bras et il peut être nécessaire de passer par un transformateur couplé à un

redresseur. La plupart des alimentations isolées de drivers utilisent des transformateurs magnétiques mais quelques travaux ont montré l'intérêt du transformateur piézoélectrique pour ces applications [10], [11]. Les fortes isolations galvaniques statiques et leur forte tenue en tension dynamique en font des solutions intéressantes pour l'alimentation isolée de drivers de grille.

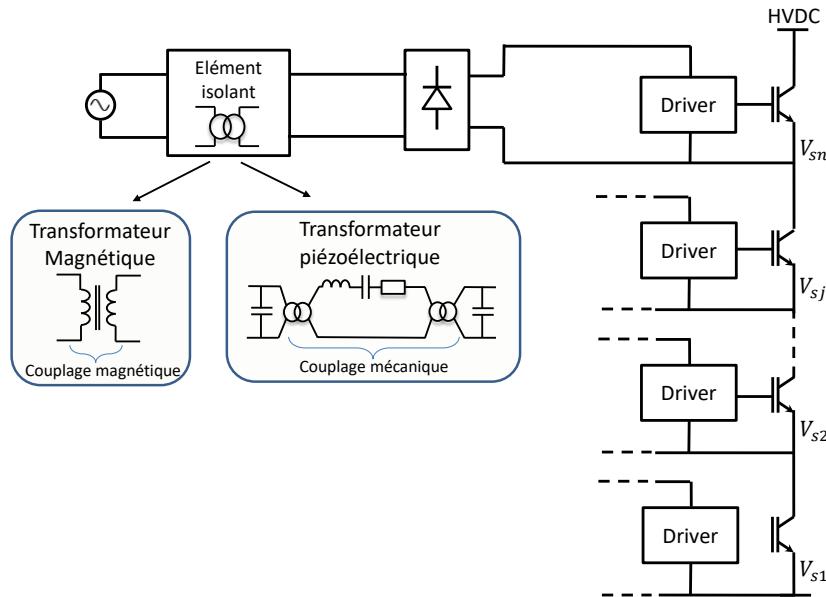


Figure V.38 : Schéma-type de l'alimentation isolée de driver pour convertisseurs multi-niveaux

Dans [11], le redressement est assuré par un circuit doubleur de tension comme montré sur la Figure V.39. Dans cet article, le transformateur permet à la fois l'isolation de la puissance mais aussi la transmission de la commande à l'aide de modulation en tension de la commande.

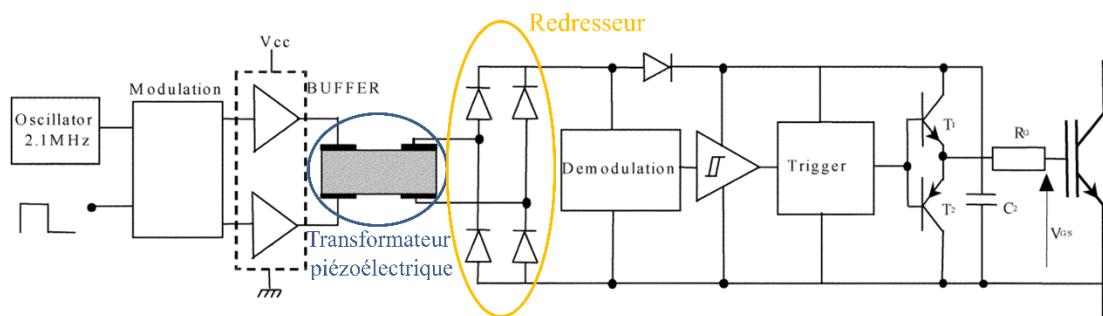


Figure V.39 : Circuit du driver à base de transformateur piézoélectrique présenté dans [11]

V.4.2. Intérêt du transformateur piézoélectrique à onde progressive pour l'alimentation isolée de drivers et choix de la structure

Bien que présentant de nombreux intérêts pour l'alimentation de drivers, les transformateurs piézoélectriques à onde stationnaire ne peuvent fournir qu'une seule tension d'alimentation isolée pour les raisons évoquées au Chapitre II (Section II.2). Ainsi dans les solutions présentées précédemment, il faut un transformateur piézoélectrique pour chaque driver de grille. Au contraire, le transformateur à onde progressive peut fournir autant de tensions en sortie isolées entre elles. Ainsi, il est possible d'alimenter directement plusieurs drivers dans les limites de la puissance que peut fournir le transformateur.

De plus, le système polyphasé que fournit le transformateur à onde progressive permet de séparer les différentes phases pour chaque driver et ainsi de réaliser un redressement polyphasé. Comme précédemment, plus le nombre de phases sera élevé, plus il sera possible de réduire la taille des composants passifs notamment les capacités en sortie du redresseur.

Ainsi la structure générale retenue pour la réalisation de l'alimentation isolée est présentée sur la Figure V.40. Sur ce schéma, huit tensions sont disponibles en sortie et séparées en quatre pour alimenter quatre drivers. La conversion AC-DC est faite par un redresseur doubleur à deux phases. Le point milieu entre les deux capacités en sortie a deux intérêts. Il permet tout d'abord d'annuler la composante DC aux bornes des électrodes de sortie du transformateur. De plus, en se référençant par rapport à ce point, on obtient à la fois une tension positive et une tension négative nécessaires pour l'ouverture et le blocage des composants semi-conducteurs.

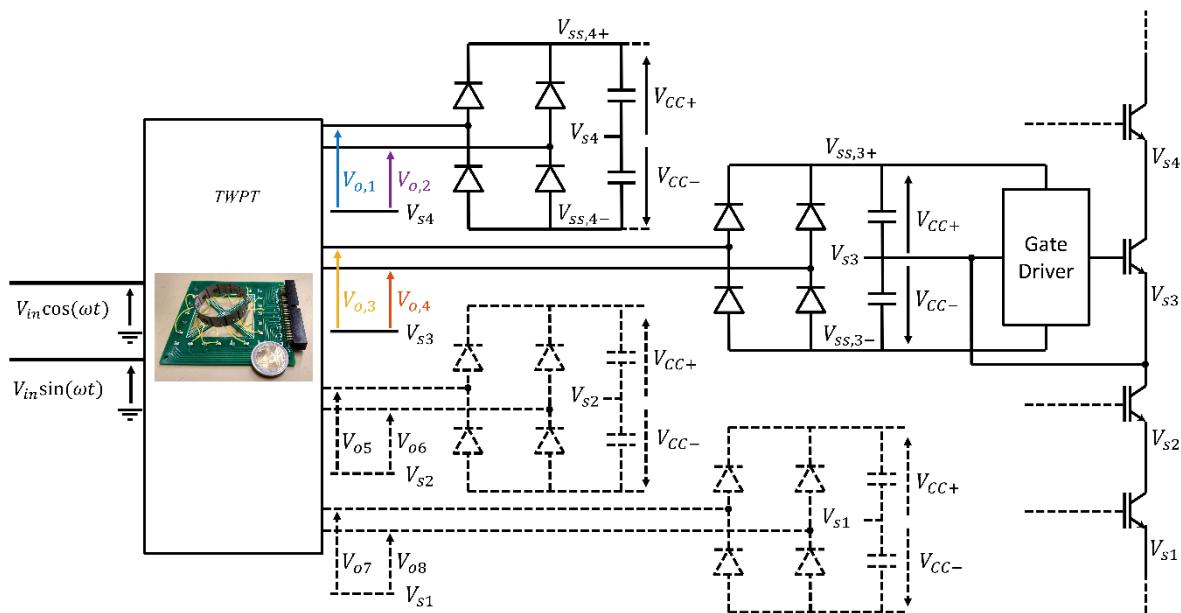


Figure V.40 : Circuit de conversion AC-DC en sortie du transformateur piézoélectrique à onde progressive pour l'alimentation de drivers de grille.

V.4.3. Mise en place expérimentale et cahier des charges

Dans un premier temps, nous avons cherché à valider l'opération du circuit et notamment la puissance transférable par le transformateur piézoélectrique. Le circuit de test en sortie est présenté Figure V.41. Les tests sont réalisés sur un bras d'onduleur constitué de deux transistors MOSFET avec une tension maximale de 150 V regroupés dans un même package ITFI4019. La charge RL en sortie de l'onduleur consomme un courant de 1,5 A.

Nous utilisons toujours le transformateur piézoélectrique cylindrique à onde de volume. Dans le cas présent, nous limitons le nombre de sorties à quatre séparées en deux et chaque groupe alimentant un driver. L'isolation de la commande est réalisée par des optocoupleurs A3120 et les résistances de charge ont une valeur $R_g = 220 \Omega$.

Le circuit de redressement est constitué de diodes Schottky BAT41. Pour chaque redresseur, le point milieu entre les condensateurs de sortie est la tension de source du transistor concerné. Cette tension est aussi la tension de référence pour les deux électrodes en entrée du redresseur. Pour valider l'opération du circuit, nous fixons une fréquence de commutation des transistors à 150 kHz. Un circuit supplémentaire non-représenté sur le schéma fixe les temps-morts à 200 ns entre les deux signaux de commande. Pour assurer une bonne commutation des interrupteurs, nous déterminons que le redresseur doit fournir une tension bipolaire +15 V/-15 V. Enfin, nous faisons l'hypothèse que chaque driver consomme une puissance de 1 W.

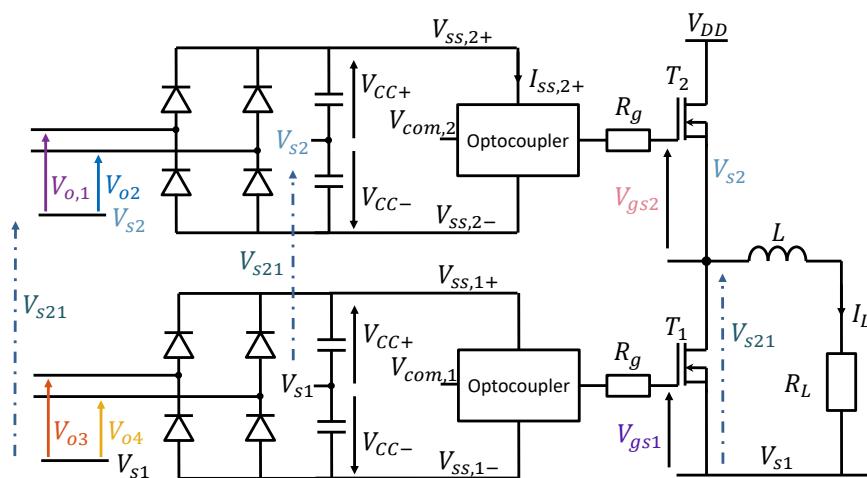


Figure V.41 : Circuit complet de test pour l'alimentation de drivers isolée de deux transistors d'un bras d'onduleur

V.4.4. Résultats de mesure

V.4.4.1. Performances du redresseur sur une charge résistive

Avant de tester le circuit présenté Figure V.41, nous avons réalisé une étude du circuit de redressement sans la partie puissance ni le driver avec les contraintes fixées précédemment. L'objectif de cette étude est de déterminer en amont si l'ensemble transformateur + redresseur

peut fournir les 2 W nécessaires au bon fonctionnement du bras d'onduleur. Le circuit de test est présenté Figure V.42. Des résistances R_L sont branchées directement en sortie du redresseur. La valeur de R_L est de 470Ω pour émuler une consommation de 1 W. Durant ce test, on varie la fréquence d'excitation du transformateur. Pour chaque point, on détermine alors le niveau de tension en entrée minimum pour atteindre les spécifications de $+15 \text{ V}/-15 \text{ V}$. Les résultats montrent donc que sur une plage de fréquence de 1 kHz on peut garder un niveau de puissance en sortie constant. Un contrôle de l'amplitude en entrée permet alors d'atteindre les conditions fixées. Sur cette gamme de fréquence, le rendement est aussi constant à une valeur de 60%.

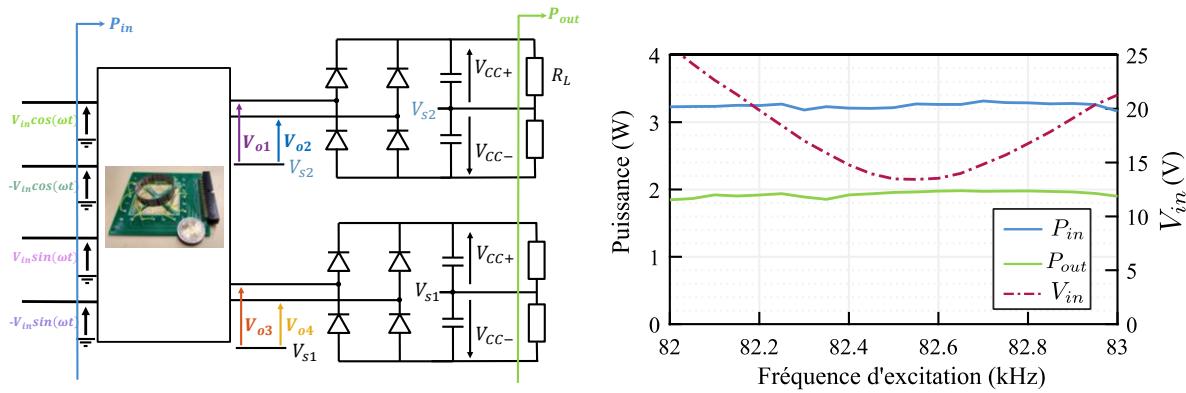
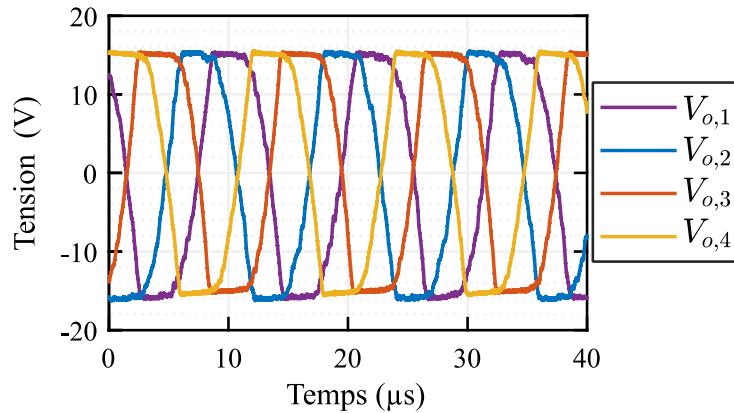


Figure V.42 : Circuit de test sur une charge résistive et résultats de puissance obtenus en mesure

V.4.4.2. Tests en conditions réelles

Après ces tests sur le redresseur, on a testé le circuit de la Figure V.41. La démarche est identique que sur une charge résistive. On se fixe à une fréquence de 83,5 kHz et on fixe le niveau de tension en entrée pour atteindre $+15 \text{ V}/-15 \text{ V}$ en entrée du driver. On a représenté sur la Figure V.43 les tensions $V_{o,i}$ en sortie du transformateur. On a bien ainsi le système quadriphasé centré autour d'une valeur moyenne nulle. Du fait du redressement, les signaux se rapprochent d'un créneau limité à $+15 \text{ V} / -15 \text{ V}$.



Le fonctionnement de la commande et de l'alimentation isolée est validé par les formes d'ondes de la Figure V.44 correspondant au blocage et à l'amorçage des transistors MOSFET. Le routage des pistes permet de limiter les inductances parasites et d'obtenir des signaux propres. On observe toutefois quelques oscillations à l'instant de la commutation. De plus, malgré la résistance de grille assez élevée, on observe des fronts avec des dV/dt jusqu'à 3.3 kV/μs.

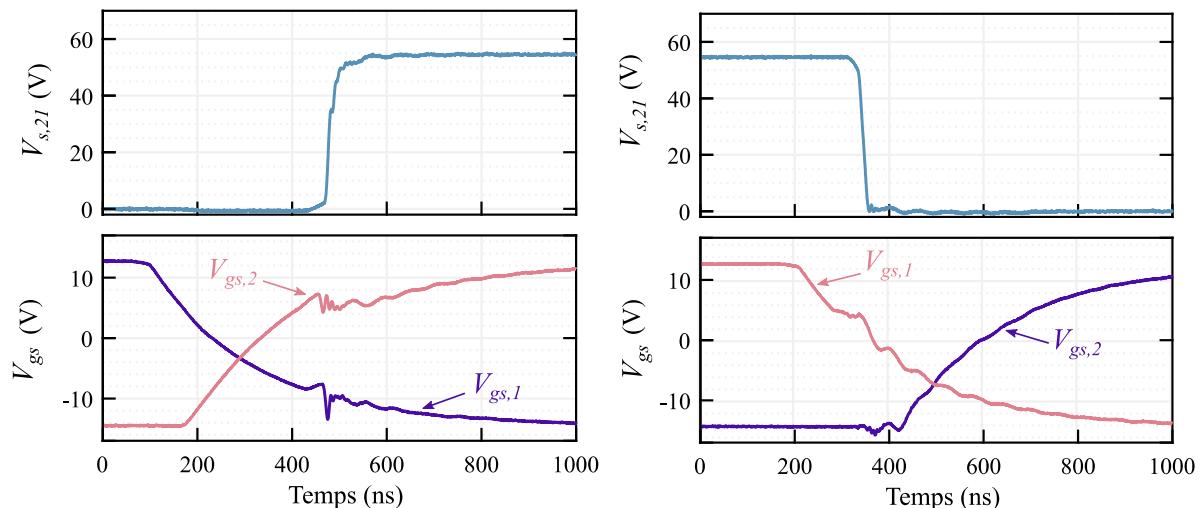


Figure V.44 : Allure des tensions $V_{s,2I}$ et V_{gs} au cours de la commutation des transistors T_1 et T_2

Enfin, nous avons cherché à évaluer la puissance transmise par l'ensemble transformateur et redresseur en fonction de la fréquence de commutation du bras d'onduleur. Les résultats sont présentés sur la Figure V.45. On voit que dans la configuration testée, pour des fréquences de commutation inférieures à 200 kHz, la puissance consommée par les drivers pour la commande est inférieure à 600 mW. Le rendement de l'ensemble est alors de 75%. Ainsi pour ces fréquences, nous sommes loin des contraintes en puissance fixées (2 W pour l'ensemble). On peut alors imaginer que pour ces fréquences-là, le transformateur puisse alimenter plus de deux drivers isolés. Lorsque la fréquence de commutation augmente, on se rapproche de la

configuration testée pour une charge résistive et les niveaux de puissance augmentent alors que le rendement diminue.

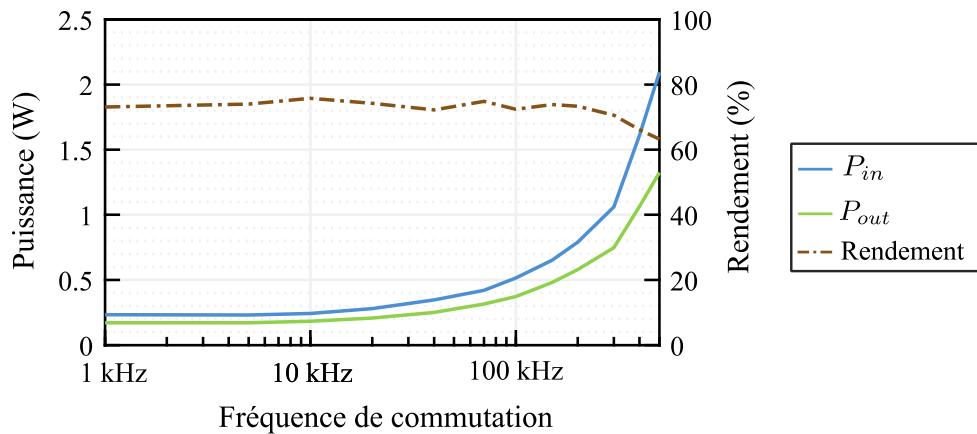


Figure V.45 : Allure des tensions $V_{s,21}$ et V_{gs} au cours de la commutation des transistors T_1 et T_2

V.4.5. Limitations du transformateur en CEM

Ce premier prototype de transformateur était conçu dans une optique de validation du principe du transformateur à onde progressive. Les résultats précédents permettent aussi de valider le principe d'opération pour l'alimentation isolée de drivers. Cependant, pour ces systèmes, les contraintes concernant la CEM et les capacités primaire-secondaire sont critiques. Nous n'avons pas réalisé d'étude complète en CEM de l'ensemble du circuit. Néanmoins, nous avons étudié les capacités inter-électrodes et de mode commun du transformateur piézoélectrique. Du fait de la forte permittivité diélectrique, deux électrodes situés côte à côte à la surface du transformateur ont une capacité inter-électrodes de 110 pF. Cette valeur est très élevée par rapport à l'état de l'art des transformateurs magnétiques pour l'isolation de drivers où des valeurs de capacité de l'ordre de 1 pF sont standards [12].

Plusieurs solutions sont possibles pour résoudre cela et atteindre des valeurs plus adaptées aux standards d'isolation. La première solution se porte sur le choix du matériau. Fuji Ceramics propose par exemple des céramiques aux performances semblables en termes de souplesse, coefficient piézoélectrique et facteur de qualité mais avec des permittivités beaucoup plus faibles. De plus, une réflexion sur la géométrie du transformateur est aussi nécessaire. Avec la solution présentée ici, les électrodes primaires et secondaires sont côte à côte. Il est possible d'augmenter l'écart entre les électrodes pour diminuer les capacités parasites. Les solutions présentées dans la Section II.4.2.2 où les électrodes primaires et secondaires sont séparées conviendraient mieux aux applications d'isolation. Malgré tout, diminuer les capacités parasites implique d'augmenter l'écart entre les électrodes et donc nécessairement de perdre en surface utile à la conversion d'énergie. Un compromis doit être fait entre CEM et puissance transférable. Toutes ces considérations peuvent-être introduites dès la phase de conception puisque le modèle analytique donne de bonnes approximations des capacités parasites.

V.4.6. Conclusion

Les premiers résultats démontrent l'intérêt du transformateur à onde progressive pour l'alimentation de drivers de transistors à grille isolée pour les alimentations à découpage. Un premier prototype a validé l'opération sur un bras d'onduleur et les résultats de puissance nous font espérer qu'il sera possible d'alimenter plus de drivers avec un seul transformateur piézoélectrique notamment pour des applications multi-niveaux.

Cependant, avant de pouvoir développer cette utilisation, il sera nécessaire de fournir un travail de conception du transformateur, notamment pour limiter les capacités parasites inter-electrodes. De plus, cette phase de conception pourra aussi viser à optimiser la taille et la géométrie du transformateur pour une application donnée.

V.5 Conclusion

Les travaux présentés dans ce chapitre se sont focalisés sur l'utilisation du transformateur piézoélectrique à onde progressive dans différentes topologies de convertisseurs de puissance. Cette nouvelle topologie de transformateur présente ainsi de nombreux intérêts qui permettent de nouveaux types de conversion. Des premiers prototypes de cycloconvertisseur et de redresseur polyphasé ont été développés et testés. Les premiers résultats ont permis de valider d'avantage l'utilisation du modèle expérimental pour la simulation du comportement des convertisseurs de puissance à transformateur piézoélectrique à onde progressive.

Le cycloconvertisseur réalisé fournit des signaux en sortie à des fréquences allant jusqu'à 20 kHz et avec un gain en tension de 4 par rapport à l'entrée. Une structure améliorée est aussi proposée qui permettrait théoriquement d'avoir des gains en tensions allant jusqu'à 14. Le circuit conviendrait alors parfaitement à de l'amplification de signal à haute tension pour la commande d'actionneurs et des premiers résultats de simulation vont dans ce sens.

Le redresseur polyphasé a été conçu pour une application d'alimentation isolée de drivers de grille de transistor. Les premiers résultats sur un bras d'onduleur valide l'approche et on peut espérer alimenter jusqu'à 6 drivers de plus avec le même transformateur.

Ces premiers circuits se basent sur le transformateur piézoélectrique à onde de volume décrit dans le chapitre IV et font office de preuve de concept. La deuxième phase de développement de ces circuits visera à optimiser le transformateur pour l'application visée en réduisant notamment les capacités parasites pour l'alimentation isolée ou en augmentant la fréquence de fonctionnement pour le cycloconvertisseur.

Enfin, nous avons étudié les différents types de commande des transformateurs piézoélectriques classiques et orientaient la réflexion vers une commande de type push-pull du transformateur à onde progressive. Ainsi, on peut imaginer un convertisseur complet DC-AC ou DC-DC intégré sur PCB utilisant le transformateur conçu spécialement pour l'application.

Bibliographie

- [1] E. Sarraute, D. Vasic, and F. Costa, *Transformateurs piézoélectriques*, Techniques de l'ingénieur, 2005.
- [2] G. Séguier, P. Delarue, and C. Rombaut, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Volume 2, La conversion alternatif-alternatif*. Editions TEC & DOC, 2007.
- [3] M. Venturini, *A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements*, in Powercon 7 Proceedings, 1980, <https://ci.nii.ac.jp/naid/80014188636/>.
- [4] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, and P. W. Wheeler, *A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 1, pp. 58–70, Jan. 2012, <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2011.2165310>.
- [5] F. Gruson, *Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse*, Ecole Centrale de Lille, 2010, <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01128262>.
- [6] PI Ceramics, *PICA Stack Piezo Actuators*. <https://www.piceramic.com/en/products/piezoceramic-actuators/stack-actuators/p-007-p-056-pica-stack-piezo-actuators-102600/#description>.
- [7] M. Karpelson, G.-Y. Wei, and R. J. Wood, *Driving high voltage piezoelectric actuators in microrobotic applications*, Sensors and Actuators A: Physical, 2011, <http://dx.doi.org/10.1016/j.sna.2011.11.035>.
- [8] Y. K. Yong and A. J. Fleming, *Piezoelectric Actuators With Integrated High-Voltage Power Electronics*, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 20, No. 2, pp. 611–617, Apr. 2015, <http://dx.doi.org/10.1109/TMECH.2014.2311040>.
- [9] C. Klumpner and N. Shattock, *A Cost-Effective Solution to Power the Gate Drivers of Multilevel Inverters using the Bootstrap Power Supply Technique*, in 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009, pp. 1773–1779, <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2009.4802910>.
- [10] P. Valenta, V. Koucky, and J. Hammerbauer, *Piezoelectric transformer for high-side MOSFET driver supplying*, in 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE), 2017, pp. 1–4, <http://dx.doi.org/10.1109/EPE.2017.7967265>.
- [11] D. Vasic, F. Costa, and E. Sarraute, *Piezoelectric transformer for integrated MOSFET and IGBT gate driver*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 1, pp. 56–65, Jan. 2006, <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2005.861121>.
- [12] B. Sun, R. Burgos, and D. Boroyevich, *2 W Gate drive power supply design with PCB-embedded transformer substrate*, in 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2017, pp. 197–204, <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2017.7930693>.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse ont consisté en l'étude d'une nouvelle structure de transformateur piézoélectrique basée sur la génération d'une onde progressive au lieu d'une onde stationnaire. Ce nouveau type de topologie permet d'obtenir un système polyphasé de tensions en sortie du transformateur. Dans cette thèse, l'objectif a ainsi été de valider le concept du transformateur piézoélectrique à onde progressive et d'en montrer la particularité et l'utilité pour la conversion d'énergie. En parallèle, nous avons mis en place les outils pour mieux comprendre le fonctionnement de ce transformateur et en faciliter la conception.

Dans le Chapitre I, après avoir rappelé les théories générales de la piézoélectricité, nous avons rappelé brièvement les architectures de transformateurs piézoélectriques à onde stationnaire pour mieux nous en différencier par la suite. On a de plus introduit la différence entre les ondes de flexion et les ondes de volume pour les transformateurs piézoélectriques.

Dans le Chapitre II, nous nous sommes focalisés sur les différences entre onde progressive et onde stationnaire et l'intérêt de la première pour la conversion d'énergie. Le principal intérêt des transformateurs à onde progressive est ainsi de fournir un système polyphasé de tensions en sortie avec un nombre de phases multiple espacées régulièrement ou non. Nous nous sommes ensuite intéressés plus en détail à l'implémentation pratique du transformateur piézoélectrique à onde progressive avec le choix de la géométrie. Inspiré des moteurs piézoélectriques, nous avons conclu que les meilleures géométries sont les anneaux ou les cylindres qui ne présentent pas de réflexion de l'onde dans le sens de la propagation. Nous avons décrit la méthode de génération de l'onde progressive et notamment le positionnement des électrodes à la surface du transformateur. Différentes solutions ont été proposées avec primaire et secondaire entremêlés ou bien séparés. En se basant sur cette étude, nous avons alors choisi de tester deux structures pour valider le fonctionnement du transformateur à onde progressive : un transformateur à onde de flexion constitué de deux anneaux piézoélectriques à polarisations opposées et collés entre eux et un transformateur à onde de volume constitué d'un cylindre étroit et fin. Ces deux structures à 12 couples d'électrodes se basent sur l'excitation de leur 3^e mode de résonance respectif et génèrent un système quadriphasé de tensions. Le transformateur à onde de volume a un diamètre de 4 cm et une hauteur de 1 cm et résonne à une fréquence proche de 84 kHz. Celui à onde de flexion a un diamètre de 4 cm et une épaisseur de 1 mm et résonne à 4 kHz. Ces deux transformateurs ont servi de support aux différents travaux réalisés dans la thèse et présentés ci-après.

La compréhension du fonctionnement du transformateur piézoélectrique à onde progressive et notamment la description du comportement électrique passe nécessairement par une étape de modélisation analytique. En s'inspirant de la modélisation des transformateurs classiques, nous avons implémenté une nouvelle méthode de résolution permettant d'obtenir une matrice d'admittance globale décrivant tous les couplages entre les électrodes à la fois pour l'onde de volume et l'onde de flexion. Dans le Chapitre III, nous avons spécifiquement décrit cette

méthode pour le transformateur à onde de flexion et qui consiste en les étapes suivantes : on sépare l'anneau en sections correspondant chacune à une électrode et qu'on assimile à des poutres rectilignes. On obtient la matrice de transfert liant les grandeurs mécaniques d'un côté de la section à celles de l'autre côté et à la tension appliquée grâce à la théorie d'Euler-Bernoulli et aux équations de la piézoélectricité. La nouveauté intervient alors dans le chainage de ces matrices de transfert et la résolution du système obtenu permettant d'obtenir la matrice d'admittance. La résolution numérique dans une configuration spécifique donne alors les informations sur les performances électriques (puissance, courant, tension) et mécaniques (déplacement, contrainte) du transformateur. Grâce à cela, nous avons étudié les limites de fonctionnement des transformateurs piézoélectriques notamment thermiques et mécaniques qui fixent la puissance maximale transférable et mis en place un outil aidant à la conception du transformateur à onde progressive (géométrie, taille, nombre d'électrodes, fréquence de résonance, nombre de phases en sortie, puissance, ...). Nous nous sommes ensuite focalisés sur la validation du modèle à la fois par comparaison à des simulations par éléments finis et à des mesures sur le transformateur à onde de flexion. Un banc expérimental a été mis en place pour générer et amplifier les sinusoïdes appliquées au transformateur et pour charger les électrodes de sortie et mesurer les différentes grandeurs caractéristiques (courant, tension). Les premiers résultats ont permis la validation du modèle analytique notamment dans l'évolution des grandeurs électriques en fonction des différents paramètres (résistance de charge, amplitude des signaux en entrée). Les résultats sont particulièrement intéressants vis-à-vis du modèle à éléments finis et il existe des légères différences avec la mesure du fait de paramètres parasites externes non-pris en compte dans le modèle analytique (collage, soudure des fils). Les mesures nous ont aussi permis de valider le fonctionnement du transformateur piézoélectrique à onde progressive et notamment la preuve de concept pour l'intégration sur silicium de cette structure à onde de flexion.

Dans le Chapitre IV, pour mieux prendre en compte les pertes et les imperfections dans le transformateur piézoélectrique lors de sa simulation, nous avons cherché à mettre en place une méthode d'extraction expérimentale des éléments de la matrice d'admittance d'un transformateur déjà fabriqué. Cette méthode se base sur l'extraction des paramètres de réflexion à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux. Nous avons mis en place ce protocole sur le transformateur cylindrique à onde de volume. Nous avons alors décrit une méthode d'extraction des circuits équivalents correspondant aux différentes admittances mesurées valable à la fois pour le modèle analytique et le modèle comportemental. Grâce à cette représentation, il est alors possible de réaliser des simulations en transitoire et harmonique à large bande passante du transformateur qu'il soit seul ou bien dans un convertisseur de puissance. En se basant sur un banc de mesures identiques à celui du chapitre précédent, nous avons alors validé la démarche en comparant les résultats de simulation en transitoire avec un logiciel de type Spice aux résultats de mesure pour le transformateur à onde de volume.

Ces deux démarches ont donné lieu à des mesures à la fois sur le transformateur en onde de flexion et en onde de volume qui ont permis de valider dans les deux cas l'opération du transformateur avec l'obtention d'un système quadriphasé de tensions en sortie. Pour le transformateur à onde de volume, les résultats sont extrêmement prometteurs puisque l'on atteint des niveaux de puissance allant jusqu'à 5,5 W et des rendements jusqu'à 95% pour une

structure conçue sans modélisation en début de thèse. Une comparaison entre un fonctionnement en onde stationnaire et en onde progressive sur la même structure montre que les performances sont meilleures pour une onde progressive. Par ailleurs, durant les mesures, nous avons observé un comportement non-linéaire intervenant dans le transformateur notamment pour des niveaux d'excitation élevés ($V_{in} > 15$ V). Une étude des origines des non-linéarités dans les matériaux piézoélectriques a été ainsi réalisée. Au vu des différentes mesures réalisées sur le transformateur, il est apparu alors que ces non-linéarités ont une origine mécanique lorsque les contraintes sont trop élevées dans la structure. Cela induit ainsi une limite de fonctionnement à prendre en compte dans la phase de conception.

Le transformateur à onde de flexion atteint des niveaux de puissance jusqu'à 5,5 mW pour des rendements de 25 %. Malgré les faibles niveaux de puissance, la validation du fonctionnement montre l'utilité de cette structure pour l'intégration subcentimétrique notamment en utilisant des procédés microélectroniques. Une première démarche de conception en vue de sa miniaturisation est d'ailleurs développée en fin du Chapitre III. Les faibles rendements sembleraient s'expliquer par ailleurs par le processus de fabrication réalisé en laboratoire qui induit de nombreuses pertes dans le transformateur.

Les études précédentes ont montré que le transformateur à onde de volume est tout à fait viable pour des convertisseurs de puissance de l'ordre du watt et pour des tailles de l'ordre du centimètre. Dans le Chapitre V, nous avons ainsi détaillé la conception des premiers prototypes de convertisseurs en sortie du transformateur montrant l'intérêt tout particulier de l'onde progressive et de sa propriété inhérente à générer des tensions polyphasées. Le premier convertisseur développé est un convertisseur direct de type AC-AC qui s'inspire des cycloconvertisseurs et des convertisseurs matriciels. Les principes de fonctionnement de ces circuits sont détaillés puis nous avons montré l'intérêt particulier du transformateur à onde progressive pour ce type de conversion. En effet, plus le nombre de phases disponibles en entrée du convertisseur est élevé, plus la taille du filtre en sortie est réduite. Nous avons réalisé un premier prototype de ce circuit basé sur le transformateur cylindrique à onde de volume. Les premiers résultats valident le fonctionnement du circuit avec l'obtention de signaux sur toute la gamme de fréquences inférieures à 27 kHz. Le gain maximum en tension du convertisseur est alors de 4. Cependant, dans ce premier prototype, il est nécessaire de charger les électrodes en sortie du transformateur pour limiter la fluctuation de leur valeur moyenne. Une deuxième structure est ainsi proposée pour résoudre ce problème et testée en simulation. Avec cette solution, le gain en tension est nettement amélioré et les résultats de simulation montrent la possibilité de commander un actionneur piézoélectrique à une fréquence de 100 Hz avec un signal ayant une amplitude de 40 V.

Le deuxième convertisseur proposé est un convertisseur DC-DC polyphasé pour l'alimentation de drivers de grille de composants à semi-conducteurs haute-tension. Dans ce système, on tire profit du grand nombre de phases disponibles en sortie du transformateur pour alimenter plusieurs drivers avec des tensions bipolaires. Le circuit a été implanté expérimentalement pour alimenter deux optocoupleurs, eux-mêmes commandant les deux transistors d'un bras d'onduleur à une fréquence de 150 kHz avec une tension bipolaire +15 V/- 15 V. Les tests réalisés sont prometteurs puisque le circuit d'alimentation ainsi constitué assure le bon fonctionnement du bras d'onduleur. Les mesures montrent de plus que le transformateur peut

fournir jusqu'à 1 W à chaque driver et que dans les conditions de test, chaque driver ne consomme que 300 mW. On peut ainsi espérer commander plusieurs drivers avec un seul transformateur.

En résumé, ces premiers travaux ont présenté une nouvelle structure de transformateur piézoélectrique à onde progressive. Des premiers prototypes ont été réalisés en onde de volume et en onde de flexion permettant de valider le concept.

Les performances obtenues sur des transformateurs non-optimisés sont très convaincantes et les premiers résultats dans les convertisseurs sont prometteurs. Cette thèse a de plus visé à mettre en place les outils aidant à la conception d'un tel transformateur et du convertisseur associé : le modèle analytique et la prise en compte des limites de fonctionnement sont particulièrement utiles pour la conception du transformateur alors que le modèle comportemental et la méthode de représentation circuit en permettent la simulation dans un convertisseur de puissance.

Perspectives

Cette thèse portant sur une thématique nouvelle, il reste encore de nombreux sujets à aborder ou à approfondir pour avoir une meilleure compréhension du transformateur à onde progressive et améliorer ses performances.

Nous n'avons pas pu réaliser de mesures mécaniques de déplacement et de contrainte sur le transformateur piézoélectrique durant cette thèse. Des mesures plus approfondies donneraient lieu à une meilleure compréhension des causes d'apparition des non-linéarités dans le transformateur à onde de volume. En plus de cette étude mécanique il serait très intéressant de réaliser une étude complète thermique lors de son fonctionnement. En combinant ces deux aspects, on pourrait en effet déterminer plus précisément les limites de fonctionnement du transformateur à onde progressive et permettre une conception prenant en compte ces aspects.

La conception plus fine pourra aussi passer par une amélioration du modèle analytique présenté dans cette thèse. Le modèle analytique décrit pertinemment le fonctionnement et les performances du transformateur mais les fortes hypothèses de départ peuvent induire toutefois des imprécisions. La mise en place d'un modèle en coordonnées polaires prenant en compte la courbure de l'anneau ou du cylindre est tout à fait envisageable. Il faudrait ainsi envisager une méthode de modélisation basée sur les principes variationnels comme cela a pu être déjà développé pour les transformateurs de Rosen. Les non-linéarités sont enfin un aspect qu'il sera intéressant de prendre en compte à la fois dans le modèle analytique et dans le modèle comportemental.

Le travail devra se poursuivre sur l'étude des possibilités offertes par les transformateurs piézoélectriques à onde progressive et l'amélioration de leurs performances. Tout d'abord, la maîtrise du processus de fabrication notamment du collage des céramiques et du soudage des fils, permettra d'améliorer sensiblement les rendements et de limiter les déséquilibres observés. Cela ira de pair avec une précision accrue des différents modèles dans la prédiction des performances.

De nombreuses topologies restent à être expérimentées et font déjà l'objet de travaux au laboratoire notamment le transformateur en onde de volume en anneau pour lequel une comparaison pourra être réalisée avec le transformateur cylindrique. L'intégration des transformateurs à onde de flexion et la mise à l'échelle sera aussi une étape importante dans le développement des transformateurs à onde progressive.

Certaines architectures pourront être conçues spécifiquement et optimisées pour les applications décrites durant cette thèse. Pour le convertisseur AC-AC, il sera notamment intéressant d'augmenter la fréquence de résonance et le nombre de phases disponibles. Pour le convertisseur DC-DC, on pourra travailler sur la réduction des capacités parasites inter-electrodes. Une phase d'amélioration du transformateur à onde progressive cherchera aussi à déterminer les matériaux piézoélectriques les plus adaptés aux applications visées.

Des travaux restent à réaliser sur les convertisseurs présentés dans cette thèse notamment l'implémentation de la nouvelle structure AC-AC et son contrôle. Pour obtenir des convertisseurs à fort rendement, il faudra par ailleurs nécessairement s'intéresser à la commande de ces transformateurs à onde progressive. L'objectif final sera alors de concevoir un circuit complet, contrôlé et intégré, soit sur circuit imprimé dans le cas de l'onde de volume, soit en technologie microélectronique pour l'onde de flexion. Enfin, l'utilité de ce transformateur ne se limite pas aux solutions présentées ici et d'autres applications pourront sûrement tirer profit des avantages du transformateur piézoélectrique à onde progressive.

Liste des publications

Publications durant la thèse

Articles de revue

T. Martinez, G. Pillonnet, V. Loyau, D. Vasic, F. Costa, *A transverse traveling wave piezoelectric transformer*, Smart Materials and Structures, Vol. 28, No. 7, pp. 075012, Mai 2019

T. Martinez, G. Pillonnet, D. Vasic, F. Costa, *A longitudinal traveling wave piezoelectric transformer*, Sensors and Actuators A : Physical, Vol. 293, pp. 37-47, Juillet 2019

Conférences internationales

T. Martinez, D. Labrousse, G. Pillonnet, D. Vasic and F. Costa, *Traveling wave piezoelectric transformer for multi-level insulated gate-driver power supply*, PCIM Europe, Nuremberg, Allemagne, 2019 - Oral presentation

T. Martinez, G. Pillonnet, D. Vasic, F. Costa, *Representation of a multi-electrodes piezoelectric transformer by experimental extraction of its electric parameters*, SPIE Active and Passive Smart Structures and Integrated Systems XIII, Denver, USA, 2019 - Oral presentation

T. Martinez, G. Pillonnet, D. Vasic, F. Costa, *Modeling of a multi-electrodes traveling-wave piezoelectric transformer*, SPIE Active and Passive Smart Structures and Integrated Systems XII, Denver, USA, 2018 - Oral presentation

T. Martinez, G. Pillonnet, D. Vasic, F. Costa, *Study and Modeling of a Traveling Wave Piezoelectric Transformer*, PowerMEMS, Kanazawa, Japon, 2017 – Poster presentation

Conférences nationales

T. Martinez, G. Pillonnet, D. Vasic, F. Costa, *Modélisation d'un transformateur piézoélectrique multi-électrodes par l'extraction de ses paramètres électriques*, Symposium de Génie Electrique (SGE), Nancy, France, 2018

T. Martinez, G. Pillonnet, D. Vasic, F. Costa, *Conception et modélisation d'un transformateur piézoélectrique à onde progressive*, Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE), Arras, France, 2018

Publications hors-thèse

Articles de revue

T. Martinez, G. Pillonnet, F. Costa, *A 15-mV inductor-less start-up converter using a piezoelectric transformer for energy harvesting applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 3, pp. 2241-2253, Avril 2017

Conférences internationales

T. Martinez, G.Pillonnet, F. Costa, *A 12 mV start-up converter using piezoelectric transformer for energy harvesting applications*, PowerMEMS, Paris, France, 2016 – Oral Presentation

Annexe I

Equation de propagation pour un élément de poutre en flexion

Nous allons détailler dans cette partie la détermination du moment fléchissant d'un élément de poutre bimorphe soumis à une onde de flexion ainsi que l'équation de propagation liée à la flexion. Cette mise en équation se base sur la théorie des poutres d'Euler-Bernoulli. Cette théorie est un cas particulier de la théorie de Timochenko pour des petites déformations et où on ne considère pas les effets de cisaillement dans la poutre.

Dans un premier temps, nous nous intéressons aux équations de la piézoélectricité. Le système de variables indépendantes choisi est (T, E) et le mode de vibration est un mode transverse. On considère les déformations et contraintes seulement dans la direction 1 et le seul champ appliqué est dans la direction 3. Les équations simplifiées sont alors :

$$\begin{aligned} S_1 &= d_{31}E_3 + s_{11}^ET_1 \\ D_3 &= \varepsilon_{33}^TE_3 + d_{31}T_1 \end{aligned} \quad (\text{AI.1})$$

Sur la Figure AI.1, une section de poutre est représentée au repos et lorsqu'elle est soumise à un effort de flexion. L'élément a une hauteur totale h et une largeur w et sa masse volumique est notée ρ . La ligne neutre est la ligne dont la longueur reste identique au cours de la flexion. Dans la théorie d'Euler-Bernoulli, on considère alors qu'en flexion, toutes les sections transverses sont perpendiculaires à cette ligne neutre.

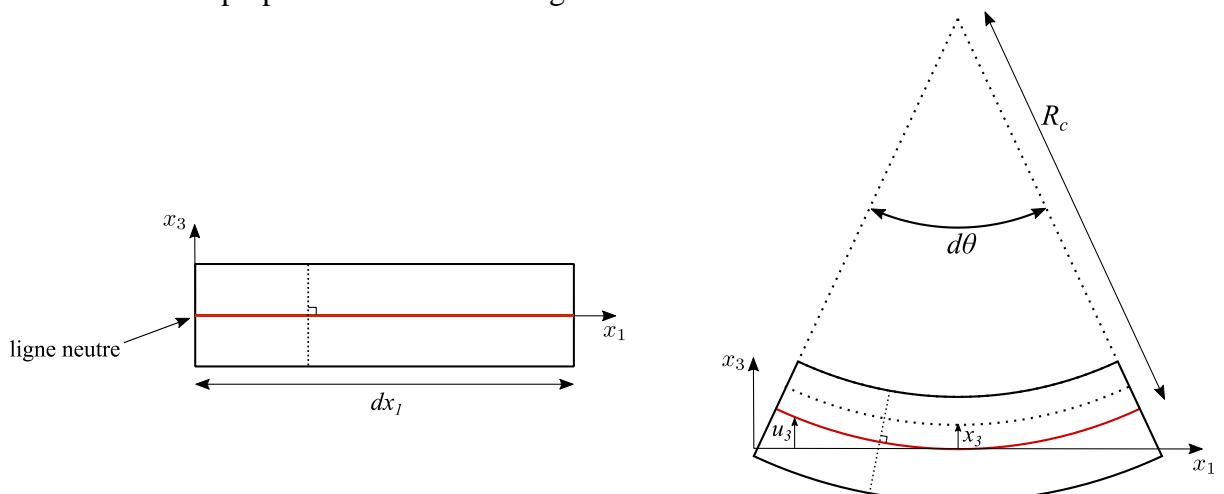


Figure AI.1 : Flexion d'un petit élément de poutre dx_1

Pour une petite déformation, on peut définir que la poutre se déforme selon un arc de cercle de rayon de courbure R_c . On considère tout d'abord un élément de la ligne neutre de longueur dx_1 . Après flexion, sa longueur reste identique mais l'élément est déformé. Dans le cas de petites déformations et pour des angles $d\theta$ petit on a alors :

$$dx_1 = R_c d\theta \quad (\text{AI.2})$$

Si l'on considère maintenant un élément à une hauteur x_3 au-dessus de la ligne neutre, sa longueur change au cours de la flexion et devient :

$$dx'_1 = (R_c - x_3) d\theta \quad (\text{AI.3})$$

L'allongement de la poutre S_1 au point x_3 est alors définie par :

$$S_1 = \frac{dx'_1 - dx_1}{dx_1} = -\frac{x_3}{R_c} \quad (\text{AI.4})$$

La courbure pour une courbe $u_3(x_1)$ en un point donné est déterminée par la formule suivante :

$$\frac{1}{R_c} = \frac{\frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2}}{\left(1 + \left(\frac{\partial u_3}{\partial x_1}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}}} = \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} \quad (\text{AI.5})$$

On considère en effet que les déformations sont très petites et que $\left(\frac{\partial u_3}{\partial x_1}\right)^2 \ll 1$.

On a ainsi :

$$S_1 = -\frac{x_3}{R_c} = -x_3 \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} \quad (\text{AI.6})$$

On cherche alors à déterminer le moment fléchissant d'un côté de la poutre. Ce moment provient des contraintes qui s'exercent sur chaque section comme montré Figure AI.2. Le bilan total des contraintes sur la surface est nul mais elles créent un moment fléchissant défini par :

$$M = \int T_1 x_3 dA \quad (\text{AI.7})$$

où dA est l'aire de la section transverse et T_1 est défini à l'aide de (AI.1) et (AI.6). De plus, dans le cas de la flexion, les polarisations sont différentes suivant si l'on considère la céramique supérieure ou inférieure.

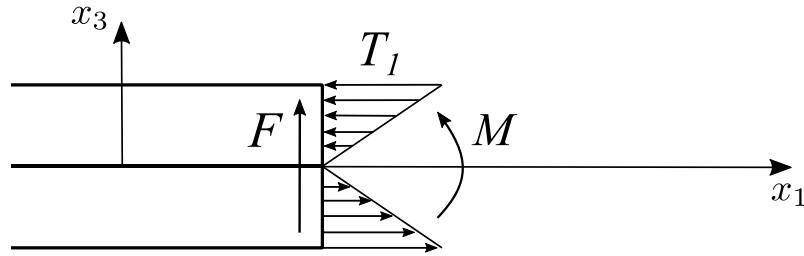


Figure AI.2 : Moment fléchissant et force tranchante provenant de la dissymétrie entre les contraintes sur la couche inférieure et supérieure.

On a alors :

$$M = \frac{w}{s_{11}^E} \left(\int_0^{h_p} \left(-x_3^2 \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} - x_3 d_{31} E_3 \right) dx_3 + \int_{-h_p}^0 \left(-x_3^2 \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} + x_3 d_{31} E_3 \right) dx_3 \right) \quad (\text{AI.8})$$

Avec :

$$\int_0^{h_p} -x_3 d_{31} E_3 dx_3 = \int_{-h_p}^0 x_3 d_{31} E_3 dx_3 = -d_{31} E_3 \frac{h_p^2}{2} = -d_{31} V \frac{h_p}{4} \quad (\text{AI.9})$$

et :

$$\int_0^{h_p} -x_3^2 \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} dx_3 = \int_{-h_p}^0 -x_3^2 \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} dx_3 = -\frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} \frac{h_p^3}{3} \quad (\text{AI.10})$$

Soit finalement :

$$M = -K_b \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} + N_b V \quad (\text{AI.11})$$

avec :

$$K_b = \frac{2}{3} \frac{w}{s_{11}^E} h_p^3 \quad (\text{AI.12})$$

$$N_b = -\frac{1}{2} \frac{d_{31}}{s_{11}^E} w h_p \quad (\text{AI.13})$$

La force tranchante est alors :

$$F = \frac{\partial M}{\partial x_1} = -K_b \frac{\partial^3 u_3}{\partial x_1^3} \quad (\text{AI.14})$$

Pour trouver l'équation de propagation, on s'intéresse alors à un élément de longueur dx_1 et de surface wh_p soumis aux forces tranchantes et aux moments définis précédemment comme montré Figure AI.3.

Le bilan des forces sur cet élément est alors :

$$-F + \left(F + \frac{\partial F}{\partial x_1} dx_1 \right) = \rho w h_p dx_1 \frac{\partial^2 u_3}{\partial t^2} \quad (\text{AI.15})$$

$$\frac{\partial F}{\partial x_1} = \rho w h_p \frac{\partial^2 u_3}{\partial t^2} \quad (\text{AI.16})$$

$$K_b \frac{\partial^4 u_3}{\partial x_1^4} + \rho w h_p \frac{\partial^2 u_3}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{AI.17})$$

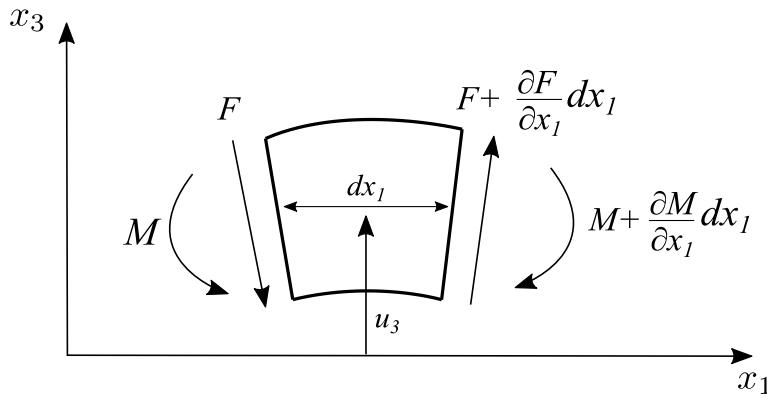


Figure AI.3 : Bilan des forces et des moments exercés sur un élément de poutre sous flexion

Courant parcourant l'électrode

Le courant parcourant l'électrode est défini en utilisant les équations de la piézoélectricité. On a :

$$\begin{aligned} I_k(x_3, t) &= \iint \frac{\partial D_3}{\partial t} dA_{elec} = \iint \varepsilon_{33}^T \frac{\partial E_3}{\partial t} + d_{31} \frac{\partial T_1}{\partial t} dA \\ &= \iint \varepsilon_{33}^T \frac{\partial E_3}{\partial t} + \frac{d_{31}}{s_{11}^E} \frac{\partial S_1}{\partial t} - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \varepsilon_{33}^T \frac{\partial E_3}{\partial t} dA \end{aligned} \quad (\text{AI.18})$$

Le champ appliqué est identique en tout point de l'électrode et on a $\Phi = \frac{\partial^2 u_3}{\partial t \partial x_1}$, on a donc :

$$\begin{aligned} I_k(x_3, t) &= \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) L_k w \frac{\partial E_3}{\partial t} + w \frac{d_{31}}{s_{11}^E} x_3 \int_0^{L_k} \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial^2 u_3}{\partial x_1^2} \right) dx_1 \\ &= \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) L_k w \frac{\partial E_3}{\partial t} + w \frac{d_{31}}{s_{11}^E} x_3 \int_0^{L_k} -\frac{\partial \Phi}{\partial x_1} dx_1 \\ &= \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) L_k w \frac{\partial E_3}{\partial t} - w \frac{d_{31}}{s_{11}^E} x_3 (\Phi_k - \Phi_{k-1}) \end{aligned} \quad (\text{AI.19})$$

On pose alors :

$$C_k = \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) \frac{L_k w}{2 h_p} \quad (\text{AI.20})$$

Pour obtenir le courant parcourant l'électrode on fait alors une moyenne sur l'épaisseur de l'assemblage. On a ainsi :

$$\begin{aligned}
 I_k &= \frac{1}{h_p} \int_0^{h_p} \left(C_k j \omega V_k - w \frac{d_{31}}{s_{11}^E} x_3 (\Phi_k - \Phi_{k-1}) \right) dx_3 \\
 &= j \omega C_k V_k - w \frac{d_{31}}{s_{11}^E} (\Phi_k - \Phi_{k-1}) \frac{1}{h_p} \int_0^{h_p} x_3 dx_3 \\
 &= j \omega C_k V_k + N_b (\Phi_k - \Phi_{k-1})
 \end{aligned} \tag{AI.21}$$

Annexe II

Matrices de transfert pour un élément de poutre soumis à une onde de volume

Dans cette partie, nous cherchons à déterminer les matrices de transfert liant les grandeurs mécaniques et électriques d'un élément de poutre soumis à une onde de volume. La résolution du système se fait ensuite de la même façon que dans le Chapitre III par le chainage des matrices de transfert.

Comme pour le transformateur à onde de flexion, on sépare le transformateur à onde de volume en sections que l'on assimile à des éléments de poutre (Figure AII.1). La longueur d'un élément est L_k , son épaisseur h_p et sa largeur w . Les grandeurs mécaniques caractéristiques sont la force de compression et la vitesse linéaire respectivement F_k et U_k . Lorsque l'élément de poutre se déforme, chaque élément se déplace d'une distance u_1 qui ne dépend que de la position selon l'axe x_1 et du temps. On considère finalement la tension $V_k = V_{k+} - V_{k-}$ appliquée entre les électrodes et le courant I_k .

Les équations de la piézoélectricité réduites sont identiques à celles présentées pour l'onde de flexion :

$$\begin{aligned} S_1 &= d_{31}E_3 + s_{11}^ET_1 \\ D_3 &= \varepsilon_{33}^TE_3 + d_{31}T_1 \end{aligned} \quad (\text{AII.1})$$

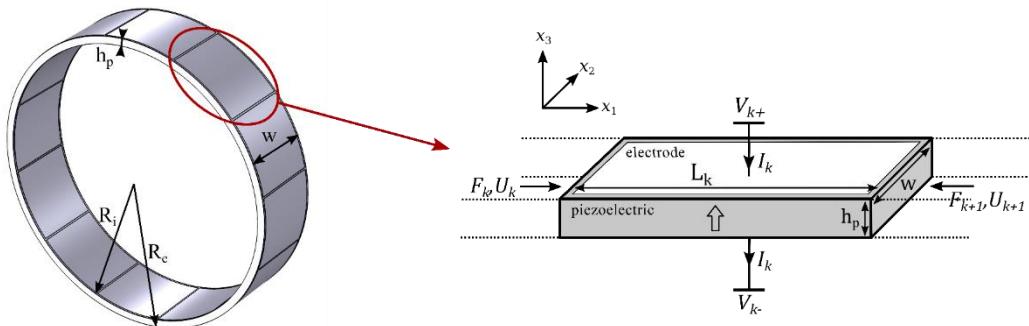


Figure AII.1 : Elément de poutre soumis à une onde de volume

A un point donné, la déformation est directement définie par

$$S_1 = \frac{\partial u_1}{\partial x_1} \quad (\text{AII.2})$$

On peut aussi exprimer la vitesse linéaire :

$$U = \frac{\partial u_1}{\partial t} \quad (\text{AII.3})$$

La contrainte étant identique pour une section de surface à une valeur donné de x_1 , on a :

$$\begin{aligned} F = wh_p T_1 &= \frac{wh_p}{s_{11}^E} (S_1 - d_{31} E_3) \\ &= \frac{wh_p}{s_{11}^E} \frac{\partial u_1}{\partial x_1} - \frac{wd_{31}}{s_{11}^E} V \end{aligned} \quad (\text{AII.4})$$

En réalisant un bilan des forces sur un petit élément de poutre dx on peut alors obtenir l'équation de propagation :

$$\frac{1}{s_{11}^E} \frac{\partial^2 u_1}{\partial x_1^2} = \rho \frac{\partial^2 u_1}{\partial t^2} \quad (\text{AII.5})$$

La solution de cette équation se met sous la forme :

$$u_1(x_1, t) = \left(\alpha_1 \cos\left(\frac{2\pi x_1}{\lambda}\right) + \alpha_2 \sin\left(\frac{2\pi x_1}{\lambda}\right) \right) e^{j\omega t} \quad (\text{AII.6})$$

avec ω la fréquence d'excitation et λ la longueur d'onde définie par :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega} \sqrt{\frac{1}{\rho s_{11}^E}} \quad (\text{AII.7})$$

On s'intéresse dorénavant aux conditions aux limites de la section de la poutre :

$$U_k = \left. \frac{\partial u_1}{\partial t} \right|_{x_1=0}, \quad U_{k+1} = \left. \frac{\partial u_1}{\partial t} \right|_{x_1=L_k} \quad (\text{AII.8})$$

Ces conditions aux limites permettent de définir une relation entre les coefficients α_i et U_i

$$\begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{pmatrix} = A_k \begin{pmatrix} U_k \\ U_{k+1} \end{pmatrix} = \frac{1}{j\omega} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{c_{Lk}}{s_{Lk}} & \frac{1}{s_{Lk}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_k \\ U_{k+1} \end{pmatrix} \quad (\text{AII.9})$$

avec $c_{Lk} = \cos\left(\frac{2\pi L_k}{\lambda}\right)$ et $s_{Lk} = \sin\left(\frac{2\pi L_k}{\lambda}\right)$.

L'objectif est alors d'exprimer les forces à l'aide de (AII.4) pour éliminer les coefficients α_i . On obtient ainsi la relation suivante liant les forces aux vitesses linéaires et à la tension appliquée.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} F_k \\ F_{k+1} \end{pmatrix} &= \frac{2\pi wh_p}{\lambda s_{11}^E} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -s_{Lk} & c_{Lk} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{pmatrix} \\ &= \frac{Z_0}{js_{Lk}} \begin{pmatrix} -c_{Lk} & 1 \\ -1 & c_{Lk} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_k \\ U_{k+1} \end{pmatrix} - \frac{wd_{31}}{s_{11}^E} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} V_k \end{aligned} \quad (\text{AII.10})$$

with $Z_0 = \frac{2\pi wh_p}{\lambda \omega s_{11}^E}$

Enfin, en isolant les grandeurs mécaniques correspondant à chaque limite de la poutre, on obtient la relation de transfert suivante :

$$\begin{pmatrix} F_{k+1} \\ U_{k+1} \end{pmatrix} = G_{Lk} \begin{pmatrix} F_k \\ U_k \end{pmatrix} + P_{Lk} V_k \quad (\text{AII.11})$$

avec les matrices de transfert définies par :

$$G_{Lk} = \begin{pmatrix} c_{Lk} & jZ_0 s_{Lk} \\ \frac{j s_{Lk}}{Z_0} & c_{Lk} \end{pmatrix} \text{ and } P_{Lk} = \frac{d_{31} w}{s_{11}^E} \begin{pmatrix} c_{Lk} - 1 \\ \frac{j s_{Lk}}{Z_0} \end{pmatrix} \quad (\text{AII.12})$$

On retrouve par ailleurs les mêmes relations entre les matrices de transfert que pour le cas de l'onde de flexion.

$$\begin{aligned} G_{Lk} \cdot G_{L_{k+1}} &= G_{L_k + L_{k+1}} \\ G_{L_k} \cdot P_{L_{k+1}} &= P_{L_k + L_{k+1}} - P_{L_k} \end{aligned} \quad (\text{AII.13})$$

Courant parcourant l'électrode

La seule différence avec le transformateur à onde de flexion dans la suite de la résolution vient de la valeur du courant parcourant l'électrode. Pour le transformateur à onde de volume, le courant s'exprime :

$$\begin{aligned} I_k &= \iint \frac{\partial D_3}{\partial t} dA_{elec} = \iint \varepsilon_{33}^T \frac{\partial E_3}{\partial t} + d_{31} \frac{\partial T_1}{\partial t} dA_{elec} \\ &= \iint \left(\varepsilon_{33}^T \frac{\partial E_3}{\partial t} + \frac{d_{31}}{s_{11}^E} \frac{\partial S_1}{\partial t} - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \varepsilon_{33}^T \frac{\partial E_3}{\partial t} \right) dA_{elec} \\ &= \iint \left(\varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) \frac{\partial E_3}{\partial t} + \frac{d_{31}}{s_{11}^E} \frac{\partial^2 u_1}{\partial t \partial x_1} \right) dA_{elec} \end{aligned} \quad (\text{AII.14})$$

Le champ appliqué est identique sur toute la surface de l'électrode et le déplacement u_1 dépend seulement de x_1 . On a ainsi :

$$I_k = w L_k \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) \frac{\partial E_3}{\partial t} + w \frac{d_{31}}{s_{11}^E} \int_0^{L_k} \frac{\partial U}{\partial x_1} dx_1 \quad (\text{AII.15})$$

On pose :

$$C_k = \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) \frac{L_k w}{2 h_p} \quad (\text{AII.16})$$

Et on a alors :

$$I_k = j \omega C_k V_k + w \frac{d_{31}}{s_{11}^E} (U_k - U_{k-1}) \quad (\text{AII.17})$$

Title : Study of a traveling-wave piezoelectric transformer and its application to power converters

Keywords : traveling wave piezoelectric transformer, analytical modelling, cycloconverter, isolated supply

Abstract : Piezoelectric transformers propose several advantages over magnetic ones for power conversion : high voltage gain, compactness, high power density, high efficiency due to their high quality factor, strong galvanic isolation and low electro-magnetic emissions. However, in general, they are based on the generation of a standing wave that limits the number of electrodes at the surface of the transformer. In this PhD, we propose the use of a traveling wave instead of a standing wave. With this solution, it is possible to obtain a multi-phase system of voltages at the output which makes it suitable for different types of conversion (DC-DC, DC-AC with variable frequency).

During this work, we developed a new analytical modelling of the transformer that describes its electrical behavior based on geometry and material properties. Different prototypes of TWPT were conceived to validate the concept and on which we perform measurements to validate the analytical modelling. Among them, cylinder-type TWPT based on longitudinal

waves outputs a four-phase system with an output power of 6 W and efficiencies as high as 90%.

A second approach developed consisted in the modelling of an already made transformer based on the experimental extraction of admittance parameters and its representation for simulation in Spice-type software. This approach allows for precise simulation of the transformer and the associated power converters.

Finally, we designed two power converters at the output of this traveling wave piezoelectric transformer. The first one is a DC-DC converter that is based on a polyphase rectifier for isolated gate-drive power supply. The several phases available at the output allows for the generation of the supply for numerous drivers. The second one is a DC-AC converter similar to a cycloconverter. The combination of the phases at the output of the TWPT allows for the generation of an AC signal at any frequency.

Titre : Etude d'un transformateur piézoélectrique à onde progressive et de son application aux convertisseurs de puissance

Mots clés : transformateur piézoélectrique à onde progressive, modèle analytique, cycloconvertisseur, alimentation isolée de drivers

Résumé : Les transformateurs piézoélectriques présentent de nombreux intérêts en électronique de puissance par rapport aux transformateurs magnétiques : gains en tension élevés, forte densité de puissance, compacité, rendements élevés, forte isolation galvanique et faibles rayonnement électromagnétiques. Toutefois, les structures classiques sont basées sur la génération d'une onde stationnaire qui limite le nombre d'électrodes et de tensions disponibles en sortie. Dans cette thèse, nous proposons une nouvelle topologie de transformateur piézoélectrique qui utilise une onde progressive au lieu d'une onde stationnaire. Avec cette solution, il est possible d'obtenir un système polyphasé de tensions en sortie du transformateur ce qui rend possible plusieurs types de conversion (DC-DC, DC-AC à fréquence variable).

Dans un premier temps, nous avons développé un nouveau modèle analytique permettant de décrire le comportement du transformateur à partir de ses dimensions et des propriétés du matériau.

Différents prototypes ont été développés pour valider le concept du transformateur et

ont permis de valider le modèle. Concernant les performances, un transformateur cylindrique basé sur une onde de volume a pu fournir un système quadriphasé avec une puissance maximale de 6 W et des rendements de 90%.

Une autre approche visait à décrire le comportement d'un transformateur déjà réalisé par l'extraction de ses paramètres Y. A partir de cela, une représentation compatible avec les logiciels de simulation de type Spice a permis une simulation précise du transformateur et du convertisseur de puissance associé.

Enfin, deux convertisseurs de puissances ont été conçus en sortie du transformateur à onde progressive. Le premier est un convertisseur AC-DC basé sur un redresseur polyphasé pour l'alimentation de drivers isolés. Les différentes tensions disponibles à la sortie permettent l'alimentation de plusieurs drivers avec un seul transformateur. Le second convertisseur est un convertisseur AC-AC basé sur le principe d'un cycloconvertisseur. La recombinaison des phases à la sortie permet d'obtenir un signal AC à fréquence variable.