Caractérisation électromécanique et alimentation électronique d'un moteur piézo-électrique à onde progressive

E. Piécourt, Bertrand Nogarède

► To cite this version:

E. Piécourt, Bertrand Nogarède. Caractérisation électromécanique et alimentation électronique d'un moteur piézo-électrique à onde progressive. *Journal de Physique III*, 1995, 5 (6), pp.689-702. 10.1051/jp3:1995155 . jpa-00249340

HAL Id: jpa-00249340

<https://hal.science/jpa-00249340>

Submitted on 1 Jan 1995

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

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

Classification
Physics Abstracts
43.90 — 46.30R

Caractérisation électromécanique et alimentation électronique d'un moteur piézo-électrique à onde progressive

E. Piécourt et B. Nogarède

Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, URA CNRS n° 847, 2 rue Charles Camichel, 31071 Toulouse Cedex, France

(Reçu le 25 juillet 1994, révisé le 9 février 1995, accepté le 9 février 1995)

Résumé. — Cet article présente une analyse et une caractérisation du comportement électromécanique d'un moteur piézo-électrique à onde progressive en vue de la définition rationnelle des stratégies d'alimentation et de commande adaptées à cet actionneur. Dans un premier temps, le principe de fonctionnement et les mécanismes de conversion électromécanique sont analysés. Les caractéristiques de variation de vitesse en fonction du couple résistant exercé ainsi que les différents modes élémentaires de réglage de la vitesse sont ensuite précisés grâce à un dispositif expérimental spécifique développé au laboratoire. Par ailleurs, ce banc d'essai est utilisé pour la synthèse de modèles électriques équivalents caractérisant l'admittance du moteur en fonctionnement. Enfin, la prise en compte des caractéristiques électromécaniques et des schémas équivalents conduit à la présentation d'un exemple de structure d'alimentation électronique appropriée.

Abstract. — This article presents an analysis and a characterisation of the electromechanical behaviour of a travelling wave piezoelectric motor leading to a rational definition of the supply and control strategies adapted to this actuator. First, the working principle and the electromechanical characteristics are analysed. Then, the characteristics of speed variation with the loading torque and the elementary speed control modes are specified thanks to a measurement system developed in the laboratory. Besides, this test bench is useful to synthesize the equivalent electromechanical circuits characterizing the admittance of the working motor. Finally, taking into account the electromechanical characteristics and the equivalent circuits of the actuator leads to the presentation of an example of an appropriated power supply.

Introduction

Depuis quelques années, dans le domaine des faibles puissances ($P < 50$ W) se développe une nouvelle génération d'actionneurs électriques dont le principe de fonctionnement repose sur l'exploitation de l'effet piézo-électrique. Parmi les différentes structures de moteurs piézo-électriques existant à l'heure actuelle, le moteur à onde progressive fait l'objet de nombreux travaux [1–3]. Ce type de moteur, de taille centimétrique voire millimétrique, qui présente

certain rendement sensiblement inférieur à celui des structures classiques à effets électromagnétiques, possède en contrepartie des propriétés remarquables. Il dispose en effet d'un couple massique important, qui peut être dix fois supérieur à celui des machines électromagnétiques dans la même gamme de taille, et d'une vitesse de rotation relativement faible permettant la suppression des engrenages réducteurs éventuels. En outre, l'existence par principe d'un couple de maintien à l'arrêt, associé à des temps de réponse très brefs et à un fonctionnement silencieux, lui confèrent des avantages prometteurs vis à vis de certains types d'applications.

L'expérience acquise jusqu'à présent en matière d'alimentation électronique des machines concerne surtout l'alimentation d'armatures de nature inductive. Or, par principe, le moteur piézo-électrique à onde progressive présente des armatures de nature plutôt capacitive.

Ainsi, dans cet article, les auteurs présentent une analyse et une caractérisation de la conversion électromécanique réalisée, en vue de définir rationnellement les stratégies d'alimentation et de commande adaptées à ce nouveau type d'actionneur. Après avoir rappelé et analysé le principe de fonctionnement du moteur à onde progressive, son comportement électromécanique est caractérisé expérimentalement. La charge électrique qu'il constitue est modélisée au moyen de schémas électriques équivalents. Un exemple d'alimentation électronique adaptée à l'actionneur considéré est enfin présenté.

1. Principe de fonctionnement

La structure interne du moteur piézo-électrique à onde progressive est présentée sur la figure 1. Le principe de fonctionnement de ce moteur repose sur l'exploitation d'une onde progressive de flexion générée au niveau d'un anneau élastique (1) par des céramiques piézo-électriques (2) alimentées en haute tension (de l'ordre de $100 V_{\text{eff}}$).

Fig. 1. — Structure schématisée du moteur.
[Schematized structure of the motor.]

Cette structure mécanique bimorphe (1 + 2), que constitue le stator, est excitée au voisinage d'une de ses fréquences propres de résonance en vue d'obtenir des déformations relativement importantes (quelques μm). Un disque (3) formant le rotor de la machine est maintenu en appui sur le stator au moyen d'un ressort (5), assurant le calibrage de l'effort axial exercé.

1.1. GÉNÉRATION DE L'ONDE PROGRESSIVE STATORIQUE. — La génération de l'onde progressive au niveau du stator est assurée par l'excitateur (2) dont la structure est schématisée sur la figure 2. La couronne de céramique PZT est subdivisée en deux secteurs actifs (1) et (2), eux-mêmes alternativement polarisés (+) et (−) de manière à engendrer des déformations en sens contraire pour une même tension appliquée sur chacun des secteurs (1) et (2).

Fig. 2. — Génération de l'onde progressive.
[Travelling wave generation.]

La longueur d'un élément positif-négatif est égale à la longueur d'onde λ_n du mode vibratoire mécanique que l'on désire exciter.

Les secteurs 1 et 2 sont décalés dans l'espace d'un quart de longueur d'onde ce qui correspond à un angle électrique de 90° , soit un angle mécanique de 10° dans le cas de la figure 2 où le rang du mode excité est $n = 9$.

Par ailleurs, ces secteurs sont alimentés par deux tensions alternatives de même fréquence et amplitude mais déphasées de 90° dans le temps.

La combinaison des deux vibrations stationnaires entretenues par les secteurs (1) et (2), déphasées d'un angle électrique de 90° dans l'espace et dans le temps, conduit à la génération d'une onde progressive de flexion.

1.2. EXPLOITATION DE L'ONDE PROGRESSIVE STATORIQUE EN VUE DE L'ENTRAÎNEMENT DU ROTOR. — Pour simplifier le problème, considérons une structure élastique linéaire, siège, comme le montre la figure 3, de la circulation d'une onde progressive de flexion.

On démontre que la trajectoire d'un point matériel de la surface de cette structure est une ellipse, en remarquant, au préalable, que l'amplitude A (micrométrique) de la déformation est faible devant sa longueur d'onde λ_n (millimétrique) [4].

Cette trajectoire conduit à une vitesse tangentielle V_θ aux sommets des ondulations, opposée au sens de propagation de l'onde, et définie par la relation :

$$V_\theta = kA\omega \quad (1)$$

où k est une constante dépendant de la géométrie du stator et ω la pulsation de fonctionnement.

La combinaison des forces normales de pression induites à l'interface stator-couche de friction avec cette vitesse tangentielle produit le mouvement de rotation du rotor par rapport au stator. Le rotor est alors à même de délivrer un couple dont la valeur maximale est définie par l'effort d'appui axial exercé par le ressort et le coefficient de frottement intervenant à l'interface stator-rotor.

Fig. 3. — Trajectoires types générées à la surface du stator.
[Typical trajectories generated at the stator surface.]

En outre, si l'on suppose que le contact rotor-stator est du type roulement sans glissement, la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse tangentielle des sommets de l'onde progressive statorique qui est proportionnelle, en première approximation, à l'amplitude de la déformation statorique.

2. Caractéristiques électromécaniques

2.1. DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL. — La détermination des caractéristiques intrinsèques du moteur exige *a priori* de disposer d'une source d'alimentation parfaitement caractérisée et délivrant des formes d'ondes sinusoïdales afin de ne pas exciter simultanément plusieurs modes de vibration du stator. A cette fin, un dispositif expérimental spécifique schématisé sur la figure 4 a été développé au laboratoire. Les deux électrodes d'alimentation du moteur sont reliées à la source diphasée à forme d'ondes sinusoïdale constituée d'un amplificateur linéaire associé à un générateur de signaux deux voies. Le système d'alimentation autorise un contrôle indépendant de l'amplitude, de la fréquence et de la phase relative des deux tensions appliquées sur les électrodes. En vue d'une analyse fréquentielle de l'admittance du moteur, l'amplificateur linéaire peut être piloté par la source d'un analyseur de signaux (HP 3562) calculant la fonction de transfert courant/tension au niveau d'une électrode, à partir d'un balayage de la fréquence d'alimentation.

Le moteur est monté en balance sur le banc de mesure et est accouplé à un frein à poudre qui permet d'appliquer un couple résistant dont le niveau peut être réglé indépendamment de la vitesse de rotation. Le couple exercé Γ ainsi que la vitesse de rotation Ω sont mesurés respectivement par le biais d'un capteur de force à jauge de contrainte et d'un potentiomètre multi-tours.

Fig. 4. — Schéma du dispositif expérimental.
[Scheme of the test bench.]

2.2. CARACTÉRISTIQUES COUPLE-VITESSE. — Dans la suite de cet article, toutes les caractéristiques électromécaniques et modèles équivalents font référence au moteur japonais SHINSEI USR 60.

Sur la figure 5, sont présentées les caractéristiques couple-vitesse représentant l'évolution de la vitesse en fonction du couple résistant imposé par le biais du frein à poudre du banc de mesure. Les trois courbes représentées ont été obtenues pour trois valeurs de la fréquence d'alimentation, les tensions appliquées ($95 V_{eff}$) et le déphasage des deux voies (90°) étant maintenus constants. Ces caractéristiques correspondent à un comportement relativement intéressant sur le plan du contrôle de la vitesse de l'actionneur dans la mesure où la vitesse ne chute que de 20 % entre la marche à vide et le fonctionnement nominal ($\Gamma = 0,2 \text{ Nm}$).

Fig. 5. — Caractéristiques couple-vitesse.
[Torque-speed characteristics.]

2.3. MODES DE VARIATION DE LA VITESSE. — En considérant la relation (1), la vitesse de rotation dépend essentiellement de l'amplitude A de la déformation statorique, la fréquence variant peu au voisinage du mode de résonance étudié. Cette amplitude peut être contrôlée directement par variation de l'amplitude des tensions appliquées sur les céramiques piézo-électriques. Une autre solution consiste à modifier l'état de résonance du stator en jouant sur l'écart entre la fréquence d'alimentation et la fréquence de résonance.

Les deux modes de réglage précités, correspondent à l'alimentation en quadrature des deux électrodes. L'action au niveau de la phase relative des tensions d'alimentation peut correspondre à un degré de liberté supplémentaire si l'on tolère une dégradation des caractéristiques de l'onde progressive initiale. Cette technique peut éventuellement s'apparenter à la génération d'un champ magnétique "elliptique" dans le cas des machines électromagnétiques polyphasées.

Les caractéristiques de vitesse obtenues pour ces trois modes de réglage sont présentées sur la figure 6. Le contrôle de tension paraît être le moins intéressant au vu des résultats obtenus, car il autorise une plage de variation relativement restreinte (Fig. 6a). En revanche, le réglage par la fréquence assure une dynamique de variation de la vitesse plus importante (Fig. 6b) tandis que le réglage par la phase relative des tensions (Fig. 6c) permet, à partir d'une seule variable de commande, de régler non seulement l'amplitude mais aussi le sens de la vitesse de rotation de la machine.

Fig. 6. — Modes de réglage de la vitesse a) par variation de la tension b) par variation de la fréquence c) par variation de la phase relative.

[Speed adjustment methods a) by voltage variation b) by frequency variation c) by relative phase variation.]

3. Recherche de modèles électriques équivalents

3.1. RAPPELS THÉORIQUES. — L'analyse fine du mode de travail de la céramique d'excitation collée à l'arrière du stator montre que l'effet piézo-électrique est ici principalement exploité suivant le mode transversal dit mode 3-1 [3,5]. Cela signifie, comme le montre la figure 7, qu'en appliquant une tension alternative suivant l'épaisseur e (axe 3 de polarisation du transducteur) une déformation alternative se développe suivant la longueur L (axe 1) et ce phénomène est réversible.

Dans le cas du mode transversal, l'impédance d'un transducteur piézo-électrique élémentaire tel que celui de la figure 7, alimenté par une source de tension sinusoïdale $v(t)$, au voisinage d'une de ses fréquences propres de résonance peut être représentée par le schéma équivalent de la figure 8 [6].

C_0 est la capacité de la céramique encastrée et R_0 est une résistance qui représente les pertes diélectriques. La branche R, L, C , souvent appelée branche motionnelle, représente l'équivalent dynamique de la lame vibrante : L est l'équivalent de la masse vibrante, C représente l'élasticité de la lame, R matérialise les pertes mécaniques.

Fig. 7

Fig. 7. — Excitation d'un transducteur piézo-électrique à déformation transversale.
[Excitation of a transversal mode piezoelectric transducer.]

Fig. 8

Fig. 8. — Schéma électrique équivalent.
[Equivalent electric circuit.]

3.2. MODÉLISATION DU STATOR ISOLÉ MÉCANIQUEMENT. — Pour la modélisation du stator du moteur piézo-électrique étudié, le schéma équivalent de la figure 8 a été adopté, en considérant que le fait d'associer un solide déformable aux deux secteurs piézo-électriques revient à modifier les valeurs des paramètres R, L, C de la branche motionnelle.

L'analyseur de signaux HP3562 permet de tracer dans les plans de Bode et de Nyquist, l'admittance vue des bornes d'une des phases du stator, respectivement représentée sur les figures 9 et 10, sachant que l'admittance de l'autre phase est identique par raison de symétrie.

Pour ces mesures, l'amplitude de la tension d'alimentation est identique sur les deux voies est réduite pour limiter l'amplitude de vibration à la résonance. Le déphasage relatif entre les deux phases est de 90° , et le balayage en fréquence se fait dans la plage de fréquence correspondant au mode de résonance exploité pour le fonctionnement du moteur. La courbe 10.b correspond au diagramme de Nyquist obtenu à partir du modèle équivalent.

Le diagramme de Nyquist permet une représentation synthétique du transfert des puissances active et réactive entre l'alimentation et le moteur. En effet, en travaillant avec deux tensions sinusoïdales d'amplitudes constantes et identiques mais déphasées de 90° et en tenant compte de l'égalité des admittances des deux phases, les puissances absorbées s'écrivent :

$$P = \operatorname{Re}(V_1 I_1^*) + \operatorname{Re}(V_2 I_2^*) = 2\operatorname{Re}(Y_1) V_1^2 \quad (2)$$

$$Q = \text{Im}(V_1 I_1^*) + \text{Im}(V_2 I_2^*) = -2\text{Im}(Y_1) V_1^2 \quad (3)$$

La conductance de l'électrode mesurée est ainsi une image de la puissance active absorbée par le moteur, tandis que sa susceptance est une image de la puissance réactive restituée à la source d'énergie.

Fig. 9

Fig. 10

Fig. 9. — Diagramme de Bode de l'admittance d'une phase.
[Bode's diagram of a stator phase admittance.]

Fig. 10. — Diagramme de Nyquist de l'admittance d'une phase.
[Nyquist's diagram of a stator phase admittance.]

3.3. MODÉLISATION DU MOTEUR EN FONCTIONNEMENT. — La comparaison des diagrammes de Nyquist obtenus pour le stator seul et pour le moteur tournant à vide (Fig. 11) pour la bande de fréquence 40- 41 kHz (tension 80 V_{eff} , déphasage relatif 90°), fait principalement apparaître une discontinuité de la conductance.

Cette discontinuité ne peut pas s'expliquer par une simple variation de la résistance R de la branche motionnelle qui devrait s'accompagner d'une modification de la courbure du diagramme de Nyquist. D'autre part, la susceptance du diagramme correspondant au moteur tournant à vide varie beaucoup plus et est globalement plus faible que celle du diagramme stator seul.

Compte tenu de ces remarques, la synthèse d'un schéma équivalent envisagée sur la base du modèle général de la figure 8, conduit au schéma de la figure 12.

La résistance R' matérialise les pertes par roulement de l'onde statorique sur la couche de friction et rend compte de la discontinuité de conductance observée. La modification du diagramme suivant l'axe de la susceptance peut être prise en compte en jouant sur la capacité C de la branche motionnelle. En effet, le fait de contraindre la partie vibrante, par l'intermédiaire du système rotor + ressort, augmente la rigidité équivalente de cet ensemble, ce qui se traduit par une diminution de C .

Fig. 11. — Comparaison de l'admittance stator isolé et moteur tournant à vide.

[Comparison between the free-vibrating stator and the no-load operating motor admittance.]

Fig. 12. — Schéma équivalent d'une phase en marche à vide.

[Equivalent circuit of a phase for a no-load working.]

Fig. 13. — Evolution de l'admittance en fonction du couple exercé.
[Evolution of the admittance with the loading torque.]

L'analyse de l'admittance du moteur fonctionnant en charge, pour des couples s'échelonnant entre 0 et 0,2 Nm, dans la bande de fréquence 40- 41 kHz et pour des conditions d'alimentation de référence (tension 80 V_{eff}, déphasage relatif 90°) conduit aux diagrammes de Nyquist de la figure 13.

Sur ces diagrammes, une augmentation de la conductance, donc de la puissance absorbée (cf relation (2)), en fonction de la puissance mécanique délivrée est effectivement vérifiée. Néanmoins, la synthèse d'un schéma équivalent en charge, intégrant les grandeurs mécaniques que sont le couple et la vitesse, est une opération relativement délicate qui conduit à des schémas équivalents sensiblement plus complexes [7]. Le schéma de la figure 12 constitue toutefois une base suffisamment représentative dans un premier temps pour aborder le problème de l'alimentation électronique du moteur piézo-électrique à onde progressive.

4. Exemple de dispositif d'alimentation et de commande

4.1. STRUCTURE DU CONVERTISSEUR D'ALIMENTATION. — Parmi toutes les solutions possibles pour assurer l'alimentation à haute fréquence et haute tension nécessaire au fonctionnement du moteur, l'onduleur de type push-pull parallèle est une structure particulièrement intéressante pour réaliser la mise en forme de l'énergie à partir d'une source "basse tension". Cette structure, présentée sur la figure 14, permet d'imbriquer d'une part les fonctions d'onduleur et d'élévateur de tension isolée, et assure d'autre part l'adaptation d'impédance entre la source de tension primaire et la charge particulière que constitue le moteur. Dans la bande de fréquence très étroite utilisée, l'impédance d'une phase du moteur, modélisée par le schéma de la figure 12, peut être assimilée en première approximation à une charge de nature capacitive, formée par la mise en parallèle d'une capacité C_{ch} et d'une résistance R_{ch} dont les valeurs varient légèrement en fonction du point de fonctionnement mécanique du moteur. Dès lors, les inductances du transformateur peuvent être mises à profit pour compenser l'énergie réactive produite par le moteur. Le circuit résonnant ainsi formé conduit à un dimensionnement plus favorable des semi-conducteurs mis en jeu et améliore en outre la qualité des formes des tensions appliquées sur les phases du moteur.

Fig. 14. — Structure Push-Pull parallèle.
[Push-Pull parallel structure.]

Fig. 15. — Commande jointe des interrupteurs.
[Joint switch drive.]

L'utilisation des inductances de fuite du transformateur ou de son inductance magnétisante pour former ce circuit résonnant permet de définir deux modes principaux d'exploitation du schéma de base de la figure 14, qui induisent une commande différente des interrupteurs T1, T1', T2, T2'.

En effet, le transformateur peut tout d'abord être dimensionné en vue d'utiliser son inductance de fuite au secondaire pour réaliser, avec la capacité C_{ch} un circuit résonnant série accordé sur la fréquence de fonctionnement du moteur. Ainsi, comme le montre la figure 15, une commande "jointe" des interrupteurs T1, T1' et T2, T2' permet d'obtenir des formes d'onde sinusoïdales aux bornes du moteur.

Le transformateur peut aussi être dimensionné de manière à utiliser son inductance magnétisante au sein d'un circuit résonnant parallèle accordé. Dans cette configuration, comme le montre la figure 16, l'injection d'énergie réalisée à travers l'inductance de fuite pendant la conduction des interrupteurs conduit, pendant leur blocage, à une évolution sinusoïdale du courant correspondant à l'échange d'énergie entre l'inductance magnétisante et la capacité équivalente du moteur.

Fig. 16. — Commande impulsionnelle des interrupteurs.
[Pulse switch drive.]

4.2. STRATÉGIE DE CONTRÔLE DE LA VITESSE. — D'après les résultats présentés au paragraphe 2.3, trois modes de réglage sont envisageables pour contrôler la vitesse. Le mode de réglage par variation de la fréquence est le plus intéressant et le plus simple à mettre en œuvre compte tenu de la structure d'alimentation choisie.

Le moteur étudié possède une électrode de mesure, notée V_m sur la figure 4, qui par effet piézo-électrique direct délivre une tension alternative dont la fréquence est égale à la fréquence d'alimentation et dont l'amplitude est une image de l'amplitude de la déformation statorique. La vitesse du moteur étant proportionnelle en première approximation à l'amplitude de vibration, l'asservissement de l'amplitude du signal délivré par l'électrode V_m correspond à un moyen de contrôle de la vitesse de rotation du moteur, dont un schéma synoptique est présenté sur la figure 17.

Ce schéma comprend un système de détection de l'amplitude de la tension fournie par l'électrode auxiliaire, suivi d'un comparateur du niveau mesuré avec un niveau de référence image de la vitesse désirée. Ce comparateur fournit un signal d'erreur qui, après amplification, est appliqué à l'entrée d'un convertisseur tension-fréquence.

Les signaux de commande des quatre interrupteurs sont alors obtenus à l'aide de circuits

Fig. 17. — Schéma bloc de la commande.
[control block diagram.]

logiques. Si l'on se place par exemple dans le cas d'une résonance avec l'inductance magnétisante du transformateur, la commande impulsionnelle des interrupteurs est réalisée grâce à un oscillateur VCO fonctionnant à une fréquence quadruple de la fréquence d'alimentation. Une division par 4 fournit alors les signaux de commande des quatre interrupteurs à la fréquence souhaitée et avec un rapport cyclique de 25 %.

Conclusion

Dans cet article, une analyse et une caractérisation du comportement électromécanique d'un moteur piézo-électrique à onde progressive ont été présentées en vue d'une définition rationnelle des stratégies d'alimentation et de commande adaptées à cet actionneur particulier.

L'analyse de son principe de fonctionnement a permis de préciser dans un premier temps les mécanismes de la conversion d'énergie mise en jeu : conversion de type électromécanique par effet piézo-électrique au niveau de la céramique statorique et transmission par friction à l'interface stator-rotor des efforts d'entraînement produits par l'onde progressive.

Les caractéristiques électromécaniques de l'actionneur ont ensuite pu être précisées grâce à une analyse expérimentale fondée sur l'exploitation d'un banc d'essai spécifique. Les résultats obtenus ont permis d'une part de mettre en évidence les performances naturelles du moteur en terme de contrôle de la vitesse de rotation. Les modes élémentaires de réglage de la vitesse, correspondant à une variation de l'amplitude, de la fréquence, ou de la phase relative des tensions d'alimentation, ont pu d'autre part être expérimentés et caractérisés.

Sur la base du schéma équivalent caractérisant l'admittance d'un transducteur piézo-électrique élémentaire, un modèle électrique décrivant le comportement de l'actionneur vu de ses bornes d'alimentation a ensuite pu être défini et validé expérimentalement. Bien qu'il soit possible de prendre en compte de manière beaucoup plus complète les différents phénomènes mis en jeu [7], le modèle développé, qui se veut relativement simple, traduit notamment un comportement fortement capacitif des électrodes d'alimentation du moteur dans la bande de fréquence utilisée, et montre en outre l'importance des pertes générées par le roulement de l'onde progressive sur la couche de friction rotorique.

La charge électrique que constitue le moteur étant caractérisée, un exemple d'alimentation électronique adaptée a été étudié. Un schéma d'onduleur diphasé de type "push-pull parallèle" a ainsi pu être exploité suivant deux variantes correspondant à deux solutions de dimensionnement du transformateur haute fréquence. L'utilisation du signal délivré par une électrode

statorique auxiliaire a par ailleurs permis de définir une stratégie de contrôle relativement simple de la vitesse du moteur.

Enfin, bien que l'état actuel des connaissances relatives au moteur à onde progressive permette d'ores et déjà de bénéficier de ses nombreux avantages par rapport aux solutions classiques dans la même gamme de taille, la poursuite des travaux engagés au niveau d'une meilleure compréhension et représentation de la conversion électromécanique réalisée s'avère déterminante pour d'une part, améliorer la conception de sa structure piézo-mécanique et pour d'autre part, optimiser ses stratégies d'alimentation et de commande, face notamment à des cahiers des charges issus d'applications à grande diffusion.

Bibliographie

- [1] Kumada A., A piezoelectric ultrasonic wave motor, *Jpn. J. Appl. Phys.* **24** (1985) 739-741.
- [2] Schadebrodt G. et Salomon B., The piezotravelling wave motor, a new element in actuation, P.C.I.M. Eur. (March 1990) pp. 116-118.
- [3] Sashida T. et Kenjo T., An introduction to ultrasonic motors (Oxford Science Publications, 1993).
- [4] Froelicher M., Minotti P., Eyraud L., Foch H., Claeysen F., Duffait R., Dupuis G., Duffaud J., Gonnard P., Nogarède B. et Hamonic B., Etude et réalisation d'un moteur à ultrasons, Colloque Génie Electrique MRT (Novembre 1991).
- [5] Nogarède B., Piécourt E. et Harribey D., Analyse du fonctionnement et caractérisation électromécanique d'un moteur piézo-électrique à onde progressive, Rapport final du contrat d'étude MRT n° 90.F.0854 (Février 1992).
- [6] Ikeda T., Fundamentals of piezoelectricity (Oxford Science Publications, 1990).
- [7] Nogarède B. et Piécourt E., Modelisation of a travelling wave piezoelectric motor by equivalent electromechanical circuit, Congrès ICEM (Septembre 1994).