

# MODÉLISATION ET COMMANDE DU MOTEUR PIÉZOÉLECTRIQUE À ONDE PROGRESSIVE

THÈSE N° 3348 (2005)

PRÉSENTÉE À LA FACULTÉ SCIENCES ET TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR

Institut de production et robotique

SECTION DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET ÉLECTRONIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE

POUR L'OBTENTION DU GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES

PAR

**Matteo BULLO**

ingénieur électricien diplômé EPF  
de nationalité suisse et originaire de Claro (TI)

acceptée sur proposition du jury:

Prof. Y. Perriard, directeur de thèse  
Prof. I. Boldea, rapporteur  
Prof. R. Clavel, rapporteur  
Dr B. Dehez, rapporteur

Lausanne, EPFL  
2005



# Remerciements

Je tiens à témoigner ma plus vive reconnaissance à toutes les personnes qui ont participé à l'élaboration de ce travail de thèse.

J'aimerais en particulier remercier Monsieur le Professeur Yves Perriard, qui a accepté de suivre la présente étude en tant que directeur de thèse. Ses conseils, son appui et la liberté qu'il m'a accordée durant ce travail ont permis l'aboutissement de cette thèse.

Mes remerciements vont aussi aux membres du jury qui ont été disposés à consacrer du temps à la lecture et à la critique de ce travail.

Je remercie spécialement tous mes collègues du Laboratoire d'Actionneurs Intégrés qui ont contribué à ce développement, tout particulièrement :

- Laurent Cardoletti, pour la réalisation des circuits électroniques, ses conseils et sa disponibilité.
- Markus Fueckiger, pour le développement et la réalisation du prototype d'interface haptique compatible IRMf. J'ai été très heureux de collaborer avec lui lors des nos travaux communs sur les moteurs piézoélectriques.
- Jose Fernandez et Mauricio Rubio pour les conseils et l'aide qu'ils m'ont apporté dans le domaine de la modélisation et la simulation.

Je remercie également Roger Gassert et Dominique Chapuis du Laboratoire de Système Robotique pour la collaboration enrichissante qui s'est établie dans la partie dédiée au développement d'un système robotique compatible à l'environnement IRMf.

Merci à Elena pour la correction de mon manuscrit de thèse.

J'aimerais finalement remercier surtout ma famille qui m'ont toujours encouragé tout au long de ma scolarité et de mes études et qui m'ont donné les moyens d'acquérir une formation professionnelle intéressante et motivante.





# Version abrégé

Le moteur piézoélectrique à onde progressive possède d'excellentes caractéristiques. Le fort couple de maintien sans alimentation, le couple élevé à basse vitesse (favorisant les entraînements directs), l'absence de champs magnétiques parasites, ainsi que son fonctionnement silencieux et sa petite taille font de ce moteur un actionneur idéal.

La diversité des phénomènes physiques mis en jeu a conduit, dans des recherches précédentes, au développement de nombreux modèles, reposant notamment sur l'identification de schémas électromagnétiques équivalents ou sur l'exploitation de modèles théoriques basés sur des approches numériques de type éléments finis. Ces méthodes de modélisation demeurent peu pratiques pour l'exploitation du modèle dans la conception d'algorithmes de commande optimaux. Dans cette optique, nous proposons dans cette thèse une modélisation efficace du moteur piézoélectrique à onde progressive avec des hypothèses simplificatrices pertinentes garantissant des résultats utilisables et de temps de calcul raisonnables.

L'identification et la validation du modèle analytique a été effectuée en comparant les caractéristiques mesurées (par rapport aux trois grandeurs de commande possibles : amplitude, fréquence et déphasage des deux tensions de phase) avec celles obtenues en simulation dans le cas particulier du moteur SHINSEI USR60. Cela a été possible grâce à la réalisation d'une plate-forme d'essai modulaire.

Des caractéristiques de contrôle fortement non-linéaires et des paramètres du moteur variants avec le temps dus aux dérives thermiques, comme par exemple la fréquence de résonance, rendent difficile la conception d'un algorithme de commande capable d'exploiter, dans différentes conditions de fonctionnement, le potentiel du moteur. Nous introduisons dans cette thèse un contrôle inédit garantissant une réponse en boucle fermée indépendante du point de fonctionnement du moteur. De plus l'algorithme de contrôle proposé permet de contourner les discontinuités de comportement typiques de ces moteurs avec une puissance informatique très raisonnable.

Une extension importante dans la gamme des applications des actionneurs piézoélectriques est enfin proposée dans la dernière partie de cette thèse. Il s'agit de la réalisation d'une interface haptique à retour d'effort à un degré de liberté compatible avec l'environnement IRMf (imagerie par résonance magnétique fonctionnelle). La possibilité d'utiliser une interface robotique dans un environnement IRMf, permettra aux neurologues d'étudier le fonctionnement du cerveau lorsque le patient interagit avec des environnements dynamiques virtuels. Dès lors, un tel système pourrait devenir un outil important dans la recherche neurologique et la rééducation. Il y a cependant un problème important pour des systèmes mécatroniques fonctionnant dans un environnement IRMf : les actionneurs couramment utilisés en robotique ainsi que les matériaux conventionnels interfèrent avec le champ magnétique présent à l'intérieur du scanner IRMf. La perturbation des images et un mal fonctionnement de l'équipement seront des conséquences non tolérables. Chaque composant du prototype développé a été conçu et optimisé dans l'optique de compatibilité à l'environnement IRMf. En particulier le moteur piézoélectrique, grâce à ses caractéristiques intrinsèques (immunité aux champs magnétiques élevés et absence de champs magnétiques parasites), a été retenu comme l'actionneur optimal pour notre application.



# Abstract

Piezoelectric motors are resonant vibromotors. They represent a new actuator generation in the field of servo-drives. In particular, the travelling wave ultrasonic motor presents a high torque at low speed, a zero speed torque without feeding, low sensitivity to electromagnetic disturbances as well as being a more compact solution if compared to conventional electromagnetic motors.

Much researches has been performed by others to determine an analytical model based on the identification of an electromagnetic equivalent circuit or on exploitation of a theoretical model based on numerical approaches, which use finite elements methods. While leading to satisfactory analysis, these modeling methods can hardly be exploited in the design of control algorithms. Indeed, they require considerable processing resources to generate and visualize the results. For this reason, we introduce in this thesis, an analytical model that is easily adaptable to operational applications and control techniques. The proposed analytical model has been validated by comparing measured characteristics with those obtained in simulations, which was possible thanks to the realization of a modular test bench.

The travelling wave ultrasonic motor is characterized by strong non-linearity. It also depends highly on the wear state of the materials, which is difficult to model, and on the contact surface between stator and rotor. In addition, the mechanical resonance frequency experiences drift due to the variations of temperature. These considerations of strong non-linearities and parameter sensitivities of the motor represent a challenge for the study and design of an efficient and robust control strategy. We introduce with this thesis a new control approach that guarantees a closed loop response which is independent of the motor operating point. Moreover, the proposed control method allows to avoid the discontinuities typically present with this type of actuator with a very reasonable hardware requirements.

Finally, an important extension in the product range of the piezoelectric actuators is proposed in the last part of this thesis. It acts to develop an fMRI (functional Magnetic Resonance Imaging) compatible haptic interface with one degree of freedom. The use of a robotic interface in conjunction with an fMRI environment would enable neuroscientists to investigate the brain mechanism used to perform tasks with arbitrary dynamics, and could become a critical tool in neuroscience and rehabilitation. There is, however, a major problem for robot working within an fMRI environment : conventional actuators and materials interfere with the strong permanent magnetic field and the fast switching magnetic field gradients. Consequently, non-ferromagnetic materials must be used to avoid forces on the device itself, that can compromise its performance and may result in hazardous conditions for the patient or the medical staff. In addition, the materials should be non-conducting to avoid the generation of eddy currents. The travelling wave ultrasonic motor was used because it provides benefits compared to the conventional electromagnetic actuators. Non-ferromagnetic piezoelectric ceramic material is used and as a result motor operation is not affected by the presence of the strong magnetic fields encountered in the clinical scanners.



# Table des matières

<b>1</b>	<b>INTRODUCTION</b>	<b>1</b>
1.1	Objectifs . . . . .	1
<b>2</b>	<b>PHENOMENE DE PIEZOELECTRICITE</b>	<b>5</b>
2.1	Histoire . . . . .	5
2.2	La céramique piézoélectrique . . . . .	7
2.3	Polarisation . . . . .	8
2.4	Relations piézoélectriques . . . . .	8
2.4.1	Coefficient d'accouplement électromécanique $k_{em}$ . . . . .	11
2.4.2	Coefficient de pertes mécaniques $Q_m$ . . . . .	11
2.5	Modes de vibrations . . . . .	11
2.6	Dispositifs piézoélectriques et leurs applications . . . . .	13
2.7	Conclusion . . . . .	14
<b>3</b>	<b>MOTEURS PIEZOELECTRIQUES ULTRASONIQUES</b>	<b>15</b>
3.1	Histoire . . . . .	17
3.2	Moteur piézoélectrique à onde progressive . . . . .	19
3.2.1	Organe d'entraînement . . . . .	19
3.2.2	Organe entraîné . . . . .	19
3.2.3	Génération de l'onde progressive . . . . .	21
3.2.4	Les moteurs piézoélectriques à onde progressive de SHINSEI . . . . .	23
3.3	Moteurs piézoélectriques linéaires . . . . .	23
3.4	Classification des moteurs piézoélectriques . . . . .	25
3.4.1	Moteurs à un seul mode de vibration . . . . .	25
3.4.2	Moteurs à deux modes de vibration . . . . .	27
3.5	Industrialisation et applications futures possibles . . . . .	30
3.5.1	Moteurs piézoélectriques pour l'aéronautique . . . . .	30
3.6	Conclusion . . . . .	31

<b>4</b>	<b>MODELISATION DU MOTEUR PIEZOELECTRIQUE A ONDE PROGRESSIVE</b>	<b>33</b>
4.1	Schéma fonctionnel du moteur piézoélectrique à onde progressive . . . . .	34
4.2	Conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique . . . . .	34
4.2.1	Comportement électrique du convertisseur statique couplé avec les céramiques piézoélectriques . . . . .	34
4.2.2	Modélisation de la dynamique de déformation du stator . . . . .	37
4.3	Modélisation du contact mécanique entre stator et rotor . . . . .	41
4.4	Modélisation de la dynamique du rotor . . . . .	45
4.4.1	Calcul des forces de réaction modales . . . . .	45
4.5	Récapitulation . . . . .	46
4.5.1	Alimentation . . . . .	46
4.5.2	Dynamique de déformation du stator . . . . .	46
4.5.3	Zone de contact entre le stator et le rotor . . . . .	47
4.5.4	Dynamique du rotor . . . . .	47
4.6	Conclusion . . . . .	48
<b>5</b>	<b>VALIDATION DU MODELE ANALYTIQUE</b>	<b>49</b>
5.1	Présentation de la plate-forme d'essai . . . . .	49
5.1.1	Système mécanique . . . . .	49
5.1.2	Système de commande et contrôle . . . . .	51
5.1.3	Acquisition de données . . . . .	52
5.1.4	Gestion de la plateforme d'essai . . . . .	52
5.2	Identification des paramètres du modèle analytique . . . . .	52
5.2.1	Identification des paramètres liés au stator . . . . .	52
5.2.2	Identification des paramètres du rotor . . . . .	54
5.2.3	Tableau récapitulatif . . . . .	56
5.3	Mesure et simulation des caractéristiques principales . . . . .	58
5.3.1	Caractéristique vitesse-tension . . . . .	58
5.3.2	Caractéristique vitesse-fréquence . . . . .	62
5.3.3	Caractéristique vitesse-déphasage . . . . .	65
5.4	Conclusion . . . . .	66
<b>6</b>	<b>ASSERVISSEMENT DU MOTEUR EN VITESSE ET POSITION</b>	<b>67</b>
6.1	Choix de la grandeur de commande . . . . .	67
6.2	Schéma fonctionnel de la commande . . . . .	70
6.3	Limiteur de vitesse . . . . .	70
6.3.1	But . . . . .	70

6.3.2	Estimation du couple de charge $M_c$ . . . . .	71
6.4	Régulateur de vitesse . . . . .	79
6.4.1	Commande adaptative . . . . .	79
6.4.2	Commande floue . . . . .	85
6.4.3	Commande avec utilisation d'un réseau neuronal . . . . .	89
6.4.4	Commande par modulation de l'amplitude de la tension d'alimentation . . . . .	92
6.5	Régulateur de position . . . . .	97
6.6	Faisabilité d'un observateur de vitesse . . . . .	99
6.6.1	Filtre de Kalman . . . . .	99
6.6.2	Mesure indirecte . . . . .	101
6.6.3	Remarques . . . . .	103
6.7	Comparaison avec un moteur à courant continu . . . . .	104
6.7.1	Considérations sur les caractéristiques dynamiques . . . . .	104
6.7.2	Inconvénients d'un actionneur piézoélectrique . . . . .	106
6.7.3	Cahier des charges . . . . .	107
6.8	Conclusion . . . . .	107
<b>7</b>	<b>APPLICATION DU MOTEUR PIEZOELECTRIQUE A ONDE PROGRESSIVE DANS LES SYSTEMES A RETOUR D'EFFORT</b>	<b>109</b>
7.1	Description générale des systèmes à retour d'effort . . . . .	110
7.1.1	Retour d'effort déterminé par une réalité physique . . . . .	110
7.1.2	Retour d'effort déterminé par une réalité virtuelle . . . . .	111
7.2	Interface haptique compatible avec l'environnement IRMf . . . . .	112
7.2.1	Définition de compatibilité IRMf . . . . .	113
7.2.2	Prototype . . . . .	114
7.2.3	Algorithme de commande . . . . .	114
7.2.4	Validation du prototype . . . . .	118
7.2.5	Perspectives . . . . .	121
7.3	Conclusion . . . . .	123
<b>8</b>	<b>CONCLUSION</b>	<b>125</b>
8.1	Originalités du travail . . . . .	126
8.2	Perspectives . . . . .	127
	<b>Annexes</b>	<b>129</b>
<b>A</b>	<b>Data Sheet moteur piézoélectrique à onde progressive type Shinsei USR60</b>	<b>129</b>

---

<b>B Frein dynamométrique</b>	<b>131</b>
B.1 Frein dynamométrique à hystérésis HD-505-8NA . . . . .	131
B.1.1 Spécifications . . . . .	132
B.1.2 Dimensions . . . . .	134
B.1.3 Configurations du système . . . . .	135
B.2 Contrôleur de freins dynamométriques programmable DSP6001A . . . . .	136
B.2.1 Spécifications . . . . .	136
B.2.2 Configurations du système . . . . .	137
B.3 Logiciel de test moteurs M-TEST 4.0 . . . . .	138
<b>C Carte acquisition de données</b>	<b>139</b>
C.1 NI PCI-6052E 333 kS/s, 16-Bit, 16 Analog Input Multifunction DAQ . . . . .	139
C.2 Spécifications . . . . .	140
<b>D Structure générale de l’algorithme de commande et contrôle</b>	<b>143</b>
D.1 Représentation de la structure du projet . . . . .	143
D.2 Représentation du flux d’information . . . . .	144
<b>E Liste des symboles</b>	<b>145</b>
E.1 Symboles . . . . .	145
E.2 Indices . . . . .	147
<b>Bibliographie</b>	<b>149</b>
<b>Curriculum Vitae</b>	<b>155</b>



# Table des figures

1.1	Plan de recherche . . . . .	2
2.1	Cristal possédant un centre de symétrie . . . . .	6
2.2	Cristal ne possédant pas de centre de symétrie. Le barycentre des charges se déplace, créant une polarisation $P_o$ . . . . .	6
2.3	Fabrication des céramiques piézoélectriques [2],[3] . . . . .	7
2.4	Dipôles électriques dans une céramique piézoélectrique : a) avant polarisation b) durant la phase de polarisation c) après polarisation . . . . .	8
2.5	Notation du système d'axes . . . . .	10
3.1	Objectif CANON . . . . .	16
3.2	Le moteur de H.V. Barth . . . . .	17
3.3	Principe de fonctionnement du "Wedge Type Motor" de T. Sashida . . . . .	18
3.4	Zones de glissement à la surface de contact entre l'oscillateur et le rotor . . . . .	18
3.5	Schéma de construction du moteur piézoélectrique à onde progressive . . . . .	20
3.6	Principe d'entraînement du moteur piézoélectrique à onde progressive . . . . .	20
3.7	Onde de Rayleigh . . . . .	21
3.8	Onde de flexion . . . . .	21
3.9	Déformation d'un élément piézoélectrique sous l'action d'un champ électrique . . . . .	22
3.10	Génération d'une onde de flexion. . . . .	22
3.11	Vue éclatée du moteur SHINSEI USR60. . . . .	23
3.12	Prototype d'un moteur piézoélectrique linéaire basé sur le principe du moteur rotatif à onde progressive. . . . .	24
3.13	Prototype d'un moteur piézoélectrique linéaire utilisant des oscillateurs de Langevin. . . . .	24
3.14	Moteur piézoélectrique à onde stationnaire : principe de l'entraînement [18]. . . . .	25
3.15	Architecture en "sandwich" pour améliorer les performances mécaniques . . . . .	26
3.16	Le moteur avec coupleur de Kumada . . . . .	27
3.17	Exemple d'un moteur piézoélectrique hybride [24] . . . . .	28

3.18	Surface de contact pour différents rapports entre les amplitudes des modes de vibration : $U_v$ l'amplitude du mode en torsion et $U_a$ celle du mode longitudinal de l'actionneur multi-couches. a) basse vitesse. b) vitesse moyenne. c) haute vitesse [25] . . . . .	28
3.19	Classification des actionneurs piézoélectriques . . . . .	29
3.20	Architecture du moteur développé par SAGEM [27] . . . . .	31
4.1	Schéma fonctionnel du moteur piézoélectrique à onde progressive [38] . . . . .	35
4.2	Schéma du convertisseur statique pour l'alimentation . . . . .	36
4.3	Modèle du circuit d'alimentation associé à une phase . . . . .	37
4.4	Déformation de la plaque du stator décrite en coordonnées polaires . . . . .	38
4.5	Schéma équivalent mécanique du système formé par les piezocéramiques et le stator . . . . .	40
4.6	Schéma du contact mécanique stator/rotor . . . . .	42
4.7	Principe de la conversion d'énergie dans un moteur piézoélectrique . . . . .	48
5.1	Schéma de principe de la plateforme d'essai . . . . .	50
5.2	Tensions de phases primaires $U_{p1,2}$ générées par le convertisseur statique en accord avec les paramètres de commande $\phi, f$ et $a$ . . . . .	51
5.3	Amplitude de déformation de l'onde progressive en fonction de la fréquence d'alimentation . . . . .	53
5.4	Réponse indicielle simulée et mesurée de l'amplitude de l'onde progressive pour l'estimation du coefficient d'amortissement $d_s$ . . . . .	54
5.5	Réponse indicielle simulée du déplacement axial du rotor . . . . .	55
5.6	Mesure de la vitesse $n$ en fonction du couple de charge $M_c$ pour différentes valeurs de la force de précontrainte $F_N$ . . . . .	56
5.7	Mesure de la puissance mécanique à l'arbre $P_{mec}$ en fonction du couple de charge $M_c$ pour différentes valeurs de la force de précontrainte $F_N$ . . . . .	57
5.8	Mesure du rendement du moteur $\eta_{mot}$ en fonction du couple de charge $M_c$ pour différentes valeurs de la force de précontrainte $F_N$ . . . . .	57
5.9	Mesure de la vitesse de rotation $n$ en fonction du paramètre de commande $a$ de l'amplitude de la tension d'alimentation, pour différentes valeurs du couple de charge $M_c$ . . . . .	59
5.10	Simulation de la vitesse de rotation $n$ en fonction du paramètre de commande $a$ de l'amplitude de la tension d'alimentation, pour différentes valeurs du couple de charge $M_c$ . . . . .	60
5.11	Mesure du courant de phase $I_{Ls}$ en fonction du paramètre de commande $a$ de l'amplitude de la tension d'alimentation, pour différentes valeurs du couple de charge $M_c$ . . . . .	60
5.12	Mesure du rendement du moteur $\eta_{mot}$ en fonction du paramètre de commande $a$ de l'amplitude de la tension d'alimentation, pour différentes valeurs du couple de charge $M_c$ . . . . .	61
5.13	Simulation du rendement du moteur $\eta_{mot}$ en fonction du paramètre de commande $a$ de l'amplitude de la tension d'alimentation, pour différentes valeurs du couple de charge $M_c$ . . . . .	62
5.14	Comparaison entre la mesure et la simulation de la caractéristique de la vitesse de rotation $n$ en fonction de la fréquence $f$ d'alimentation pour un couple de charge $M_c = 0[Nm]$ . . . . .	63
5.15	Comparaison entre la mesure et la simulation de la caractéristique du courant de phase $I_{Ls}$ en fonction de la fréquence $f$ d'alimentation pour un couple de charge $M_c = 0[Nm]$ . . . . .	63

5.16	Mesure de la vitesse de rotation $n$ en fonction de la fréquence $f$ d'alimentation pour différentes valeurs du couple de charge $M_c$ . . . . .	64
5.17	Mesure du courant de phase $I_{Ls}$ en fonction de la fréquence $f$ d'alimentation pour différentes valeurs du couple de charge $M_c$ . . . . .	64
5.18	Comparaison entre la mesure et la simulation de la caractéristique de la vitesse de rotation $n$ en fonction du déphasage temporel $\varphi$ pour un couple de charge $M_c = 0[Nm]$ . . . . .	65
5.19	Mesure de la vitesse de rotation $n$ en fonction du déphasage temporel $\varphi$ pour différentes valeurs du couple de charge $M_c$ . . . . .	66
6.1	Rendement du moteur $\eta_{mot}$ en fonction de la fréquence $f$ pour un couple de charge $M_c = 0.4[Nm]$ . . . . .	68
6.2	Représentation schématique de l'effet d'une variation de la température $\Delta T_{emp}$ sur la caractéristique vitesse-fréquence . . . . .	68
6.3	Amplitude de l'onde progressive pour deux valeurs différentes du déphasage temporel . . . . .	69
6.4	Schéma fonctionnel du montage en asservissement de vitesse et position . . . . .	70
6.5	Comparaison entre l'efficacité de la limitation en fréquence $f_{min}$ et de celle en vitesse $n_{lim}$ , dans le but d'éviter le phénomène de pull-out. . . . .	71
6.6	Adaptation de la vitesse limite $n_{lim}$ en fonction du couple de charge $M_c$ . . . . .	72
6.7	Courant d'alimentation $I_{tot}$ en fonction de la vitesse $n$ pour différentes valeurs du couple de charge $M_c$ . . . . .	72
6.8	Couple de charge mesuré $M_c$ en fonction du courant d'alimentation $I_{tot}$ et de la vitesse $n$ . . . . .	73
6.9	Schéma de principe de la méthode d'apprentissage générale d'un réseau neuronal . . . . .	73
6.10	Modèle du neurone . . . . .	74
6.11	Réseau neuronal à une seule couche . . . . .	75
6.12	Structure du réseau neuronal utilisée pour l'approximation de la fonction $M_c = f_{M_c}(I_{tot}, n)$ . . . . .	76
6.13	Estimation du couple de charge $\widehat{M}_c$ en fonction du courant d'alimentation $I_{tot}$ et de la vitesse $n$ avec un réseau neuronal . . . . .	77
6.14	Comparaison entre le couple de charge mesuré et celui estimé avec l'utilisation du réseau neuronal . . . . .	78
6.15	Schéma fonctionnel détaillé du limiteur de vitesse . . . . .	78
6.16	Solutions envisageables pour la conception de l'algorithme de contrôle de vitesse . . . . .	79
6.17	Schéma de commande adaptative . . . . .	80
6.18	Schéma fonctionnel d'un système automatique avec régulateur classique . . . . .	80
6.19	Schéma fonctionnel d'un système automatique avec régulateur RST . . . . .	81
6.20	Principe de la synthèse dans le lieu des pôles du régulateur RST . . . . .	82
6.21	Interprétation géométrique de la méthode des moindres carrés dans le cas $N = 3$ et $p = 2$ [48] . . . . .	84
6.22	Schéma de réglage fuzzy-adaptative [63] . . . . .	86
6.23	Analyse de la dynamique de la réponse déterminée par le modèle de référence . . . . .	87

6.24	Fonctions d'appartenances des variables d'entrées du régulateur aux ensembles flous associés. . . . .	88
6.25	Exemple de calcul du degrés d'activation d'une règle linguistique . . . . .	89
6.26	Méthode de calcul de la sortie du régulateur fuzzy-adaptatif . . . . .	90
6.27	Schéma de principe de l'architecture de commande utilisant un réseau neuronal en parallèle avec un régulateur classique de type PI . . . . .	91
6.28	Profil optimal du paramètre de contrôle $a$ de l'amplitude de la tension d'alimentation en fonction de la fréquence . . . . .	92
6.29	Comparaison des caractéristiques fréquence-vitesse. . . . .	93
6.30	Schéma de réglage de la vitesse avec linéarisation de la caractéristique vitesse-fréquence en employant la méthode de variation de l'amplitude de la tension d'alimentation. . . . .	93
6.31	Comparaison de la dynamique de la réponse du régulateur de vitesse dans les zones des basses et des hautes vitesses. . . . .	94
6.32	Comportement en asservissement de vitesse lorsqu'une consigne en forme de dent de scie est appliquée. . . . .	94
6.33	Comportement du régulateur de vitesse lorsqu'une grandeur perturbatrice (le couple de charge $M_c$ ) agit sur le système. . . . .	95
6.34	Evolution du courant de phase $I_{Ls}$ du moteur en fonction de la vitesse $n$ . . . . .	96
6.35	Correction de la fréquence d'alimentation, nécessaire pour maintenir la vitesse de rotation constante durant une augmentation de la température de fonctionnement du moteur. . . . .	96
6.36	Vitesse de consigne $n_{ref}$ en fonction de l'erreur de position $\theta_{ref} - \theta$ . . . . .	97
6.37	Rendement du moteur en fonction de la vitesse de rotation . . . . .	98
6.38	Réponse du régulateur de position à un saut de consigne . . . . .	98
6.39	Schéma à bloc de l'observateur de Kalman . . . . .	101
6.40	Courant de phase $I_{Ls}$ en fonction de la vitesse de rotation $n$ . . . . .	102
6.41	Courant de phase $I_{Ls}$ en fonction de la vitesse de rotation $n$ pour différentes valeurs du couple de charge. . . . .	103
6.42	Caractéristiques mécaniques d'un moteur piézoélectrique [16]. . . . .	104
6.43	Schéma équivalent mécanique d'un entraînement typique avec moteur à courant continu. . . . .	105
7.1	Vue d'ensemble du système de téléopération [81] : le retour d'effort transmis à l'opérateur à travers l'interface haptique est calculé sur la base d'une carte locale permettant de représenter les obstacles autour du robot, ce dernier sera piloté en fonction de la position de l'interface haptique. . . . .	111
7.2	Simulation de la présence d'un obstacle à l'aide d'un modèle mécanique de deuxième ordre (rigidité + amortissement). . . . .	111
7.3	Schéma de principe d'un système à retour d'effort déterminé par une réalité virtuelle. . . . .	112
7.4	Une salle d'imagerie par résonance magnétique se compose de la chambre d'étude magnétiquement blindée où se trouve le scanner, et de la salle de contrôle [85]. La flèche à l'entrée du scanner indique la position typique de l'interface haptique. . . . .	113
7.5	Prototype de l'interface haptique à un degré de liberté. . . . .	114

7.6	Capteur de couple [87]. . . . .	115
7.7	Schéma de principe du contrôle d'impédance. . . . .	115
7.8	Schéma de principe du contrôle d'admittance. . . . .	116
7.9	Schéma équivalent mécanique de l'environnement virtuel que nous désirons reproduire avec l'interface haptique. . . . .	116
7.10	Schéma de réglage détaillé du contrôle du retour d'effort. . . . .	118
7.11	Simulation du comportement de l'algorithme de commande permettant de réaliser le retour d'effort (le tracé du couple est donné à titre indicatif, n'étant pas à l'échelle). . . . .	119
7.12	Configurations typiques adoptées durant les expériences effectuées : a) Zone de priorité 2 (l'interface peut se trouver dans le scanner, mais doit être en dehors de la région d'intérêt pour l'acquisition de l'image), b) Zone de priorité 3 (l'interface ne doit pas se trouver dans le volume d'imagerie (scanner) pendant l'acquisition). . . . .	120
7.13	Validation de la qualité de l'image obtenue en présence de l'interface haptique pour des zones de priorité 2 et 3 : a) Image de référence prise sans la présence de l'interface haptique dans la chambre blindée b) Sans filtre passe-bas (la perturbation est visible sous forme d'un trait vertical blanc) c) Avec filtre passe-bas. . . . .	120
7.14	Comparaison de l'encombrement entre : a) Système utilisant la transmission hydrostatique de l'énergie [89] b) Système utilisant l'actionneur piézoélectrique à onde progressive. . . . .	121
7.15	Schéma de principe pour l'entraînement du réseau neuronal utilisé pour estimer la vitesse de rotation $\hat{n}$ . . . . .	122
7.16	Résultats obtenus lors des premiers tests d'évaluation de l'algorithme d'estimation de la vitesse. . . . .	123
7.17	Paramètres intervenant dans la conception d'un système mécatronique [92]. . . . .	124



# Liste des tableaux

2.1	Variables mécaniques et électriques . . . . .	9
2.2	Modes de vibration typiques associés à la forme de la céramique piézoélectrique . . . . .	12
2.3	Domaines d'applications des céramiques piézoélectriques . . . . .	13
3.1	Avantages et désavantages des moteurs piézoélectriques ultrasoniques . . . . .	16
5.1	Tableau récapitulatif avec la valeur des paramètres du moteur SHINSEI USR60 . . . . .	58
6.1	Règles linguistiques . . . . .	88





# Chapitre 1

## INTRODUCTION

L'utilisation d'actionneurs piézoélectriques spécifiques capables de générer un mouvement de rotation ou de translation a donné naissance à une nouvelle génération de moteurs électriques : les moteurs piézoélectriques. Leur principe de fonctionnement repose sur la conversion par friction d'une vibration mécanique (souvent ultrasonore) du stator, en un mouvement continu du rotor. La déformation de la structure élastique (stator) est induite au moyen de céramiques piézoélectriques. Ces dernières ont la propriété de subir une déformation lorsqu'elles sont sous l'action d'un champ électrique (effet piézoélectrique inverse).

La première apparition de ce genre de moteur date de 1973 grâce aux travaux effectués par H.V. Barth. Mais l'étape fondamentale est franchie en 1982 quand T. Sashida développe le moteur piézoélectrique à onde progressive. Cette nouvelle invention aboutit, dès 1987, à la commercialisation de la première gamme de moteurs piézoélectriques par la société japonaise Shinsei.

Le moteur piézoélectrique représente un intérêt certain pour l'industrie grâce à ses caractéristiques très spécifiques qui le différencient des moteurs électromagnétiques classiques. En effet, son rapport couple/masse élevé, son couple de maintien sans alimentation, l'absence de champs magnétiques parasites, une dynamique de positionnement élevée et l'absence de bruits audibles de fonctionnement le rendent très intéressant à étudier et à développer. La méthodologie de développement que nous avons adoptée est illustrée graphiquement à l'aide de la figure 1.1. Quatre étapes fondamentales seront donc étudiées au long de notre travail de recherche : modélisation, identification, plate-forme d'essai et commande.

### 1.1 Objectifs

Le développement d'un modèle analytique fidèle se révèle une tâche très complexe, à cause du principe de fonctionnement basé sur des oscillations mécaniques à haute fréquence et sur l'exploitation des forces de frottement à l'interface stator/rotor. En effet les forces de frottement, responsables de la création du couple moteur, dépendent de paramètres tels que l'état de surface, l'usure et l'humidité, qui les rendent difficilement quantifiables. Notre objectif est de développer un modèle efficace en faisant des hypothèses simplificatrices pertinentes garantissant des résultats utilisables et de temps de calcul raisonnables. Si cette approche nous éloigne forcément de l'idée de modèle analytique décrivant de manière précise le fonctionnement du moteur, comme les résultats expérimentaux le montrent, elle permet de prendre en compte le comportement essentiel de l'actionneur, condition nécessaire et suffisante pour le développement d'une stratégie de commande. L'identification des différents paramètres du modèle analytique et l'analyse des résultats expérimentaux obtenus grâce à la réalisation d'une plate-forme d'essai nous permettent de valider le modèle analytique développé.

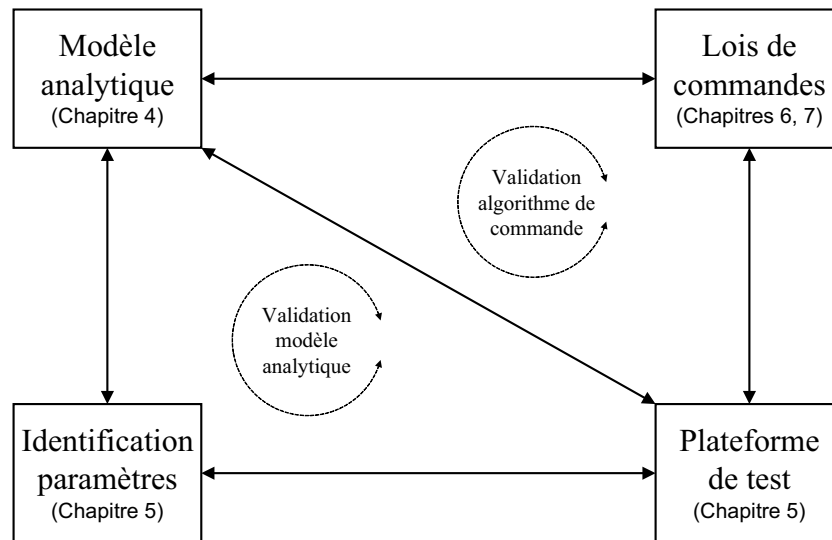


FIG. 1.1 – Plan de recherche

Le moteur piézoélectrique à onde progressive présente des caractéristiques de contrôle fortement non-linéaires variant avec le temps ; le but est donc de développer un algorithme de commande performant et robuste qui soit capable d'exploiter, dans différentes conditions de fonctionnement, le potentiel du moteur. Ce travail de thèse propose un algorithme de contrôle garantissant une réponse en boucle fermée indépendante du point de fonctionnement du moteur, qui de plus permet de contourner les discontinuités de comportement de ces moteurs avec une puissance informatique très raisonnable. Ce résultat a été possible grâce à l'excellente modélisation et validation décrites au paravent

Les actionneurs piézoélectriques ne trouvent en principe pas de limitation à la miniaturisation si on les compare aux moteurs électromagnétiques, où on se heurte à des limites dues à la saturation magnétique des matériaux. La nécessité d'employer un capteur de vitesse constitue, avec son encombrement, une limitation externe dans le franchissement d'étapes ultérieures étapes dans la miniaturisation des actionneurs piézoélectriques. C'est donc pour des raisons économiques et d'encombrement que nous avons aussi évalué la possibilité de commander le moteur sans capteur de vitesse, en le remplaçant par des méthodes d'estimations.

Enfin, comme exemple d'application de ce type d'actionneur, nous avons développé une interface haptique à retour d'effort utilisée pour la recherche en neurosciences. La possibilité d'utiliser une interface robotique dans une salle d'imagerie par résonance magnétique fonctionnelle (IRMf), permettra aux neurologues d'étudier le fonctionnement du cerveau lorsque le patient interagit avec des environnements dynamiques virtuels (interfaces haptiques à retour d'effort). Dès lors, un tel système pourrait devenir un outil important dans la recherche neurologique et la rééducation. Il y a, cependant, un problème important pour des systèmes mécatroniques fonctionnant dans un environnement IRMf : les actionneurs couramment utilisés en robotique ainsi que les matériaux conventionnels interfèrent avec le champ magnétique présent à l'intérieur du scanner IRMf. La perturbation des images et un mauvais fonctionnement de l'équipement seront les effets non tolérables. Grâce aux caractéristiques du moteur piézoélectrique à onde progressive qui sont notamment l'immunité aux champs magnétiques élevés et l'absence de champ magnétique parasites, nous avons utilisé cet actionneur dans le développement d'un prototype d'interface haptique à retour d'effort à un degré de liberté compatible à l'environnement IRMf. Le système développé présente des améliorations importantes par rapport à des systèmes existants qui utilisent un concept de transmission hydrostatique. Grâce à l'utilisation d'actionneurs piézoélectriques, des solutions plus compactes et des constructions mécaniques plus simples peuvent être conçues. Ainsi, le développement de systèmes à plusieurs degrés de liberté sera facilité.

Nous pouvons enfin mettre en évidence l'aspect interdisciplinaire de cette thèse, résultant de la fusion de trois domaines tels la mécanique, l'électronique et l'informatique, qui nous a permis de développer ce que l'on peut qualifier comme un système mécatronique.

Le rapport est divisé en huit chapitres. Après une introduction au phénomène de la piézoélectricité, dans le chapitre 2, nous examinons dans le chapitre 3 le principe de fonctionnement des moteurs piézoélectriques ainsi que leur histoire. De plus une méthode de classification est proposée de manière à situer le moteur piézoélectrique à onde progressive qui fait l'objet de ce travail de thèse. Le chapitre 4 est consacré au développement du modèle analytique qui nous servira de base dans la conception de la stratégie de commande. L'identification et la validation du modèle seront détaillés dans le chapitre 5 avant de passer à l'étude de l'algorithme de contrôle dans le chapitre 6. Des éléments de commande sans capteur de vitesse sont aussi présentés au chapitre 6. Enfin, le chapitre 7 est consacré à la réalisation d'un système robotique à retour d'effort, qui de fait propose une extension importante de la gamme d'application des actionneurs piézoélectriques vers des interfaces haptiques compatibles IRMf.



## Chapitre 2

# PHENOMENE DE PIEZOELECTRICITE

L'origine du mot piézoélectricité dérive du grec "Piézo" qui signifie pression. La piézoélectricité est une propriété basée sur la capacité de certains cristaux de générer un champ électrique lorsqu'ils sont soumis à une pression mécanique externe ; on parle alors d'effet piézoélectrique direct. Par contre, ces mêmes cristaux subissent une déformation sous l'action d'un champ électrique ; c'est l'effet piézoélectrique inverse.

### 2.1 Histoire

La première démonstration expérimentale de l'existence d'un lien entre les phénomènes piézoélectriques macroscopiques et la structure cristallographique a été publiée en 1880 par Pierre et Jacques Curie. L'expérience consistait en la mesure des charges électriques accumulées à la surface des cristaux, comme par exemple le quartz, lorsqu'ils étaient soumis à un effort mécanique. Ces résultats furent un crédit à l'imagination des frères Curie et à leur persévérance en considérant les moyens rudimentaires avec lesquels ils étaient obligés de travailler. Dans les milieux scientifiques de l'époque, cet effet fut considéré presque comme une "découverte", et rapidement nommé "piézoélectricité", afin de le distinguer d'autres phénomènes tels que "l'électricité de contact" (électricité statique due au frottement) et la "piroélectricité" (électricité générée par les cristaux, due à leur échauffement). Toutefois, les frères Curie n'ont pas prédit que les cristaux qui exhibaient l'effet piézoélectrique direct (électricité en réponse à l'application d'un effort mécanique) auraient aussi exhibé l'effet piézoélectrique inverse (déformation en réponse à l'application d'un champ électrique). Cette propriété fut déduite mathématiquement à partir des principes fondamentaux de la thermodynamique par Lippmann en 1881. Les Curie confirmèrent immédiatement l'existence de l'effet inverse et continuèrent les travaux dans le but d'obtenir une preuve quantitative de la réversibilité complète des déformations dans les cristaux piézoélectriques. A ce moment, après seulement deux années de travail interactif au sein de la communauté scientifique européenne, le noyau scientifique des applications piézoélectriques fut créé. Le but était l'identification des cristaux piézoélectriques basée sur la structure asymétrique du cristal. En effet, en regardant la structure symétrique du cristal représenté à la figure 2.1 on peut voir que, si l'application d'une contrainte engendre une déformation du matériau, elle n'induit pas le déplacement des barycentres des charges positives et négatives ; la polarisation résultante est donc nulle. Au contraire, dans le cristal de la figure 2.2, la déformation entraîne un déplacement des barycentres et une polarisation  $P_o$  apparaît.

Pendant les 25 années suivantes (jusqu'en 1910), le groupe de travail arriva à établir définitivement les 20 catégories de cristaux naturels dans lesquels les phénomènes piézoélectriques sont présents et à dé-

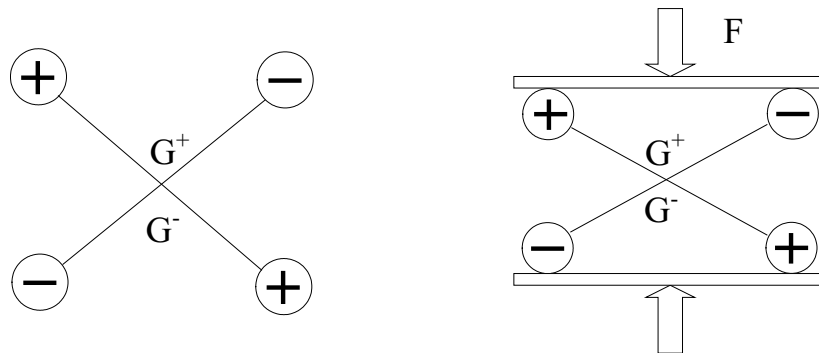
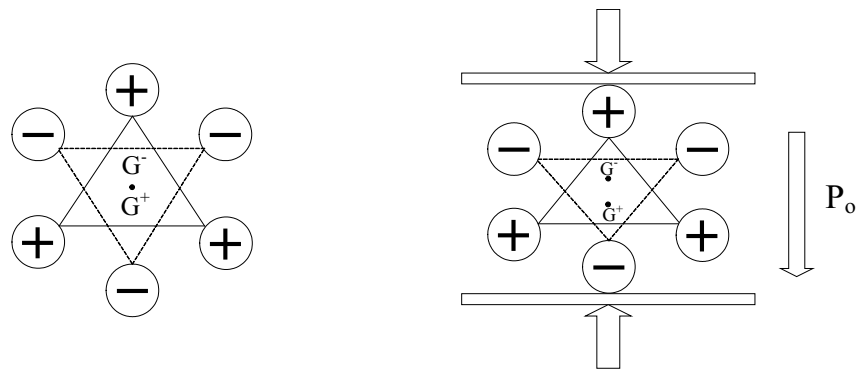


FIG. 2.1 – Cristal possédant un centre de symétrie

FIG. 2.2 – Cristal ne possédant pas de centre de symétrie. Le barycentre des charges se déplace, créant une polarisation  $P_o$ 

finir les 18 coefficients piézoélectriques au niveau macroscopique. En 1910 le livre "*Lehrbuch der Kristallphysik*" de Voigt [1] fut présenté et devint vite le document de référence qui regroupait la totalité des résultats obtenus par la recherche jusqu'à ce moment. Toutefois, le monde ne donnait pas encore la juste attention à la piézoélectricité mais privilégiait des domaines comme l'électromagnétisme qui à l'époque était en train de générer une nouvelle technologie avec la production de machines extraordinaires. Les outils mathématiques nécessaires à la compréhension de la piézoélectricité étaient complexes et aucune application visible au grand public n'était encore disponible. Les premières applications sérieuses des dispositifs piézoélectriques ont été expérimentées pendant la Première Guerre Mondiale : en 1917. P. Langevin et des collègues français ont commencé le perfectionnement d'un dispositif sous-marin à ultrasons dans le but de mesurer la distance entre des objets (sonar). Leur transducteur était composé d'un empilement de cristaux de quartz collés entre deux plaques d'acier ; la structure avait une fréquence de résonance de  $50[kHz]$ . Grâce à ce mécanisme, ils réussirent à mesurer la profondeur de l'océan. En émettant un signal à haute fréquence et en mesurant l'intervalle de temps entre l'émission et la réception du signal réfléchi par le fond de l'océan on arrive, en connaissant la vitesse de propagation des ondes sonores dans l'eau (qui est cinq fois plus élevée que dans l'air), à déterminer la profondeur de l'océan. L'importance stratégique de leur dispositif n'est pas passée inaperçue par les grandes nations industrialisées et depuis, le développement des transducteurs, des circuits, des systèmes et des matériaux pour le sonar n'a pas connu d'arrêt. Le succès du sonar a permis de stimuler une intense activité de développement de tous les genres de dispositifs piézoélectriques. Parmi les exemples de cette activité on peut citer le premier oscillateur électronique stabilisé par un cristal de quartz réalisé par Walter G. Cady en 1918. Ce dernier a établi le schéma électrique équivalent du résonateur piézoélectrique. L'utilisation de l'électronique associée à ces effets piézoélectriques a permis la génération de fréquences électriques, donc d'échelles de temps, extrêmement stables ; c'est ainsi que dans les années trente les irrégularités de rotation de la terre ont été démontrées. De plus, de nouvelles gammes de capteurs de vibrations, d'accélération, etc. ont été

commercialisées, permettant ainsi de quantifier des grandeurs précédemment impossibles à mesurer. Il est toutefois important de se rappeler que les matériaux disponibles à cette époque limitaient la prestation de n'importe quel dispositif et par conséquent aussi son exploitation commerciale. C'est pendant la Deuxième Guerre Mondiale qu'aux États Unis, au Japon et en Russie, des groupes isolés de recherche qui étaient en train de travailler sur le développement des matériaux employés pour la fabrication des condensateurs, ont découvert que certaines céramiques (obtenues par synthèse de poudres d'oxydes métalliques) présentaient des constantes diélectriques jusqu'à cent fois supérieures aux cristaux communs. La même classe de matériaux a été ultérieurement sélectionnée dans le but d'obtenir les mêmes améliorations pour ce qui concerne les propriétés piézoélectriques. La découverte de la céramique piézoélectrique, qui est facilement réalisable avec des caractéristiques stupéfiantes, a eu comme conséquence la renaissance de la recherche et du développement des dispositifs piézoélectriques jusqu'à nos jours.

## 2.2 La céramique piézoélectrique

Les céramiques constituent la partie la plus importantes des transducteurs piézoélectriques. Elles peuvent convertir des grandeurs mécaniques, comme la pression ou l'accélération, en quantités électriques ou, à l'inverse, convertir des signaux électriques en mouvements ou oscillations mécaniques. Les céramiques piézoélectriques sont utilisées dans une vaste gamme d'applications et recouvrent une large bande fréquentielle. Dans les capteurs, elles permettent la conversion des forces, des pressions et des accélérations en signaux électriques. Tandis que dans les actionneurs, elles permettent la transformation de tensions électriques en déformations mécaniques. Si des lamelles de quartz sont encore utilisées pour la fabrication de résonateurs en électronique, les matériaux utilisés pour les actionneurs sont le titanate de barium et des alliages de plomb, les oxydes de titane et de zirconium (couramment appelés céramiques piézoélectriques PZT). D'un point de vue quantitatif, les déformations sont de l'ordre de  $400[\mu m]$  sous une tension de  $1[V]$ . La fabrication de céramiques piézoélectriques est réalisée à partir de poudres [2],[3]. A côté de la phase de polarisation qui sera décrite dans la suite du chapitre, une phase de frittage, visant à souder entre eux les grains, se fait sous contraintes axiales afin d'améliorer la tenue mécanique et de diminuer la porosité. Les matériaux se conditionnent enfin sous la forme de film, de disque, de bâtonnet de section carrée ou circulaire. Le schéma de la figure 2.3 permet de résumer la procédure de fabrication des céramiques piézoélectriques.

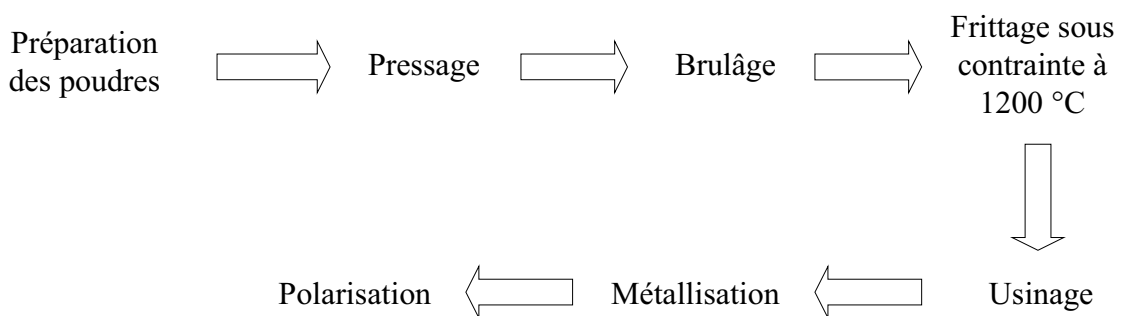


FIG. 2.3 – Fabrication des céramiques piézoélectriques [2],[3]

## 2.3 Polarisation

La céramique piézoélectrique est composée d'un très grand nombre de minuscules domaines cristallins qui sont orientés aléatoirement. A ce stade, l'effet piézoélectrique n'est pas, ou très peu présent puisque la somme des moments dipolaires s'annule. L'opération par laquelle la céramique est rendue piézoélectrique s'appelle polarisation. Elle consiste à soumettre la céramique à un champ électrique suffisamment intense pour aligner tous les dipôles, ceci à une température proche de la température de Curie. La céramique est ensuite refroidie, toujours en présence du champ électrique. Finalement, lorsque le champ électrique est supprimé, les dipôles conservent leur position dans chaque domaine cristallin. Cette séquence de polarisation est schématisée à la figure 2.4.

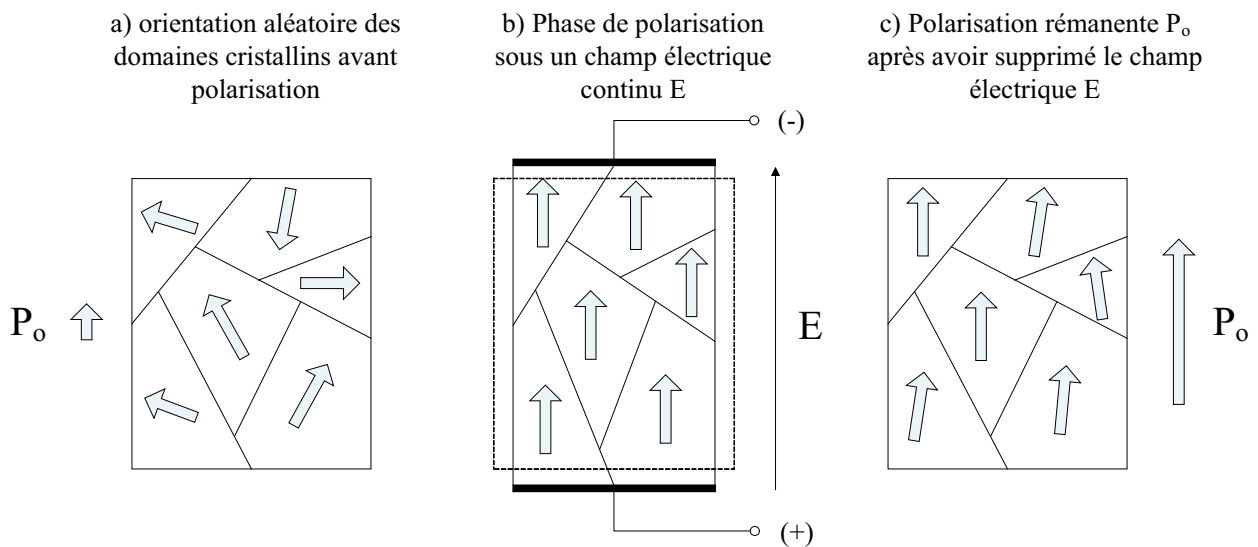


FIG. 2.4 – Dipôles électriques dans une céramique piézoélectrique : a) avant polarisation b) durant la phase de polarisation c) après polarisation

Le champ électrique définit la direction et le sens de la polarisation. Ces deux valeurs sont conservées tant que :

- la température reste inférieure à la température de Curie, de 150 à 450°C selon les composition de la céramique ;
- le champ électrique est inférieur au champ de dépoliarisation, de 500 à 5000 [V/mm] à température ambiante ;
- les contraintes mécaniques sont au-dessous d'une certaine limite, qui varie beaucoup d'un matériau à l'autre. Elle est généralement comprise entre 25 et 200 [Mpa] ;

## 2.4 Relations piézoélectriques

La caractérisation systématique des propriétés électromécaniques des milieux piézoélectriques est fondée sur une représentation tensorielle du couplage entre les systèmes électrique et mécanique. Cette approche s'impose notamment à cause de l'anisotropie inhérente aux céramiques piézoélectriques. Les grandeurs locales macroscopiques, généralement choisies comme variables mécaniques et électriques



dans les milieux continus, sont, respectivement, les tenseurs de déformation et de contraintes, de composantes  $\mathbf{S}$  et  $\mathbf{T}$ , et les vecteurs du déplacement électrique  $\mathbf{D}$  et du champ électrique  $\mathbf{E}$  (voir Tableau 2.1).

$\mathbf{D}$	$[C/m^2]$	Déplacement électrique	Vecteur colonne 3*1
$\mathbf{E}$	$[V/m]$	Champ électrique	Vecteur colonne 3*1
$\mathbf{S}$	$[m/m]$	Déformation mécanique relative	Vecteur colonne 6*1
$\mathbf{T}$	$[N/m^2]$	Contrainte	Vecteur colonne 6*1

TAB. 2.1 – Variables mécaniques et électriques

Dans un solide élastique soumis à une contrainte  $T$ , la déformation  $S$  vaut :

$$S = s T \quad (2.1)$$

où  $s$  est la souplesse (inverse du module de Young), exprimée en  $[m^2/N]$ . D'autre part, dans un diélectrique soumis à un champ électrique, on a l'équation 2.2.

$$D = \varepsilon E \quad (2.2)$$

Où  $\varepsilon$  est la constante diélectrique du milieu en  $[Cm/V]$ . Dans un milieu piézoélectrique les effets mécaniques et électriques s'influencent mutuellement. Cette situation est résumée grâce aux équations 2.3 et 2.4. Il s'agit respectivement de l'effet piézoélectrique direct et inverse.

$$\frac{\partial D}{\partial T} \neq 0 \quad (2.3)$$

$$\frac{\partial S}{\partial E} \neq 0 \quad (2.4)$$

Avec une bonne approximation, cette interaction peut être décrite par des relations linéaires entre les quatre variables  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{S}$  et  $\mathbf{T}$ , dont deux seulement sont indépendantes. Le choix des variables indépendantes, l'une mécanique et l'autre électrique, est arbitraire. Ainsi, en choisissant par exemple les variables intensives ( $\mathbf{T}$  et  $\mathbf{E}$ ) comme couple de variables indépendantes, les propriétés piézoélectriques de la matière se traduisent, à température constante, par les équations 2.5 et 2.6.

$$\mathbf{S} = \mathbf{s}^E \mathbf{T} + \mathbf{d}^t \mathbf{E} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{d} \mathbf{T} + \boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{E} \quad (2.6)$$

Avec :

- $\mathbf{s}^E$  La souplesse à champ électrique constant (matrice 6\*6) en  $[m^2/N]$  ;
- $\boldsymbol{\varepsilon}^T$  La permittivité à contrainte constante (matrice 3\*3) en  $[F/m]$  ;
- $\mathbf{d}$  La constante de charge (matrice 3\*6) en  $[C/N]$  ;

L'exposant  $^t$  dans l'équation 2.5 indique qu'il s'agit de la matrice transposée de  $\mathbf{d}$ . Ces relations se réfèrent à une identification des directions qui est donnée à la figure 2.5. Selon ce système d'axes, la direction de polarisation dans le sens positif est définie selon l'axe 3 (axe  $z$  dans un système orthogonal). On va maintenant définir les différentes matrices présentes dans les équations 2.5 et 2.6.

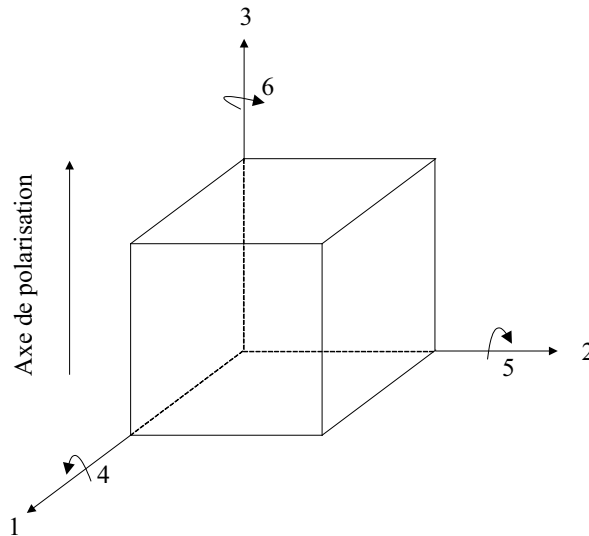


FIG. 2.5 – Notation du système d'axes

### Matrice de souplesse $s^E$

La contrainte et la déformation agissent sur les axes définis à la figure 2.5. La souplesse  $s$  est définie pour chacun des cas, c'est à dire pour les trois translations (allongements) et les trois rotations (cisaillements). Comme les PZT sont symétriques par rapport à l'axe de polarisation, la matrice  $s^E$  prend une forme simplifiée que l'on verra plus tard. Par exemple,  $s_{13}^E$  est la souplesse à champ électrique constant pour une contrainte dans la direction 1, avec une composante de déformation dans la direction 3.

### Matrice de permittivité $\epsilon^T$

Le champ et le déplacement électrique sont définis uniquement dans les trois directions principales (pas de rotations). De plus, il n'y a pas d'interaction entre différents axes et  $\epsilon^T$  est donc une matrice diagonale. Ainsi, à contrainte constante,  $\epsilon_{33}^T$  est la permittivité pour un déplacement et un champ dans la direction de polarisation.

### Matrice des constantes de charge $d$

Dans le cas de la constante de charge, le premier indice correspond à la direction de la grandeur électrique (champ ou déplacement) et le deuxième à la direction de la grandeur mécanique (contrainte ou déformation). Par exemple,  $d_{31}$  est le rapport entre la déformation dans la direction 1 et le champ électrique dans la direction 3 ou encore le rapport entre le déplacement diélectrique dans la direction 1 et la contrainte dans la direction 3. On peut écrire :

$$d_{31} = \frac{S_1}{E_3} \Big|_T = \frac{D_3}{T_1} \Big|_E$$

Ainsi, pour ce qui concerne les céramiques PZT, principalement utilisées dans les actionneurs que nous étudierons, les différentes matrices prennent les formes données par les relations 2.7, 2.8 et 2.9, lorsque la polarisation est dirigée selon l'axe 3 [4].

$$\mathbf{s}^E = \begin{pmatrix} s_{11}^E & s_{11}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{11}^E & s_{11}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66}^E \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}^T = \begin{pmatrix} \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{d} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

#### 2.4.1 Coefficient d'accouplement électromécanique $k_{em}$

Il permet de décrire la conversion d'énergie électrique en mécanique ou vice versa, selon la définition donnée respectivement par les équations 2.10 et 2.11. À l'aide de ce paramètre on peut évaluer l'efficacité piézoélectrique du matériau. Il mesure combien l'accouplement entre le mode de vibration et son excitation est fort. Ce coefficient est sans dimension, vu qu'il est défini comme étant un rapport d'énergie. Un transfert d'énergie optimal est évidemment obtenu pour des valeurs élevées du coefficient d'accouplement électromécanique  $k_{em}$  ; c'est les caractéristiques qu'on recherche dans les céramiques PZT utilisées dans les actionneurs piézoélectriques.

$$k_{em} = \sqrt{\frac{\text{Énergie mécanique fournie}}{\text{Énergie électrique absorbée}}} \quad (2.10)$$

$$k_{em} = \sqrt{\frac{\text{Énergie électrique fournie}}{\text{Énergie mécanique absorbée}}} \quad (2.11)$$

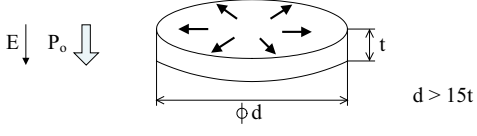
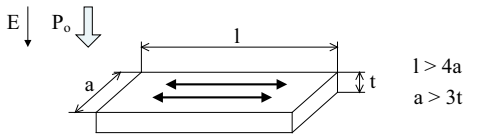
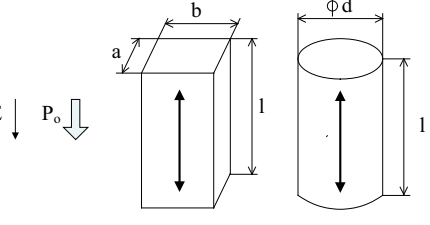
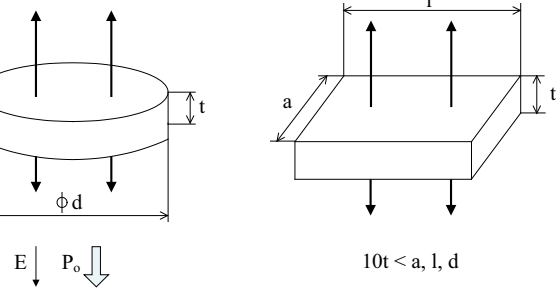
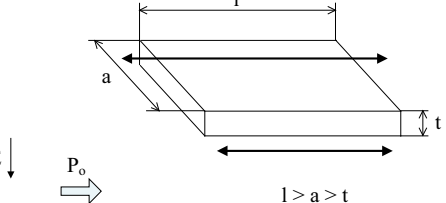
#### 2.4.2 Coefficient de pertes mécaniques $Q_m$

C'est le rapport de l'énergie électrique qui est convertie en énergie mécanique par rapport à celle qui est dissipée en chaleur.  $Q_m$  permet donc de quantifier les pertes mécaniques et il est proportionnel au rapport entre la fréquence de résonance et la largeur de bande. Les matériaux piézoélectriques avec un coefficient de pertes mécaniques  $Q_m$  aux valeurs élevées sont caractérisés par des pics de résonance étroits, tandis que ceux avec des facteurs  $Q_m$  bas ont des largeurs de bande plus grandes.

## 2.5 Modes de vibrations

Chaque céramique piézoélectrique possède une fréquence élastique de vibration spécifique, en fonction du matériau et de sa forme. Lorsqu'une tension alternative est appliquée à une céramique piézoélectrique avec une fréquence égale à sa propre fréquence de vibration élastique, la céramique résonne.

Ce phénomène est exploité dans plusieurs dispositifs piézoélectriques, car à la résonance le coefficient d'accouplement électromécanique  $k_{em}$  est maximum. Les céramiques piézoélectriques peuvent exhiber plusieurs modes de vibrations (modes résonants), qui dépendent de leur forme, de la direction de polarisation et de la direction du champ électrique. Le tableau 2.2 montre les modes de vibration typiques relatifs à la géométrie des matériaux piézoélectriques. Barreaux, disques et cylindres sont les formes plus utilisées dans la construction des transducteurs électromécaniques.

Mode de Vibration	Mode de Vibration associé à la forme
<b>Radial</b>	 <p><math>d &gt; 15t</math></p> <p><math>P_o</math> : Direction de polarisation E : Direction du champ électrique</p>
<b>Transverse</b>	 <p><math>l &gt; 4a</math> <math>a &gt; 3t</math></p>
<b>Longitudinal</b>	 <p><math>l &gt; 2.5a, 2.5b, 2.5d</math></p>
<b>Epaisseur</b>	 <p><math>10t &lt; a, l, d</math></p>
<b>Cisaillement</b>	 <p><math>l &gt; a &gt; t</math></p>

TAB. 2.2 – Modes de vibration typiques associés à la forme de la céramique piézoélectrique

## 2.6 Dispositifs piézoélectriques et leurs applications

Le tableau 2.3 énumère et explique quelques unes des applications les plus communes. Un premier exemple venant de la vie quotidienne est représenté par le briquet, où l'utilisateur exerce une pression, à travers un mécanisme particulier, sur une céramique piézoélectrique générant ainsi un champ électrique assez fort pour provoquer une étincelle. Dans l'ingénierie automobile on retrouve beaucoup d'actionneurs basés sur le phénomène piézoélectrique. On pense par exemple aux capteurs permettant de détecter la présence d'objets durant l'opération de parking, aux capteurs de pression dans la chambre de combustion permettant de contrôler les vibrations du moteur avec des solutions de contrôle intelligent. Autre application intéressante est l'injecteur piézoélectrique. Ce dernier utilise un actionneur monté directement dans l'injecteur, ce qui permet une pulvérisation plus rapide et plus précise du carburant dans la chambre de combustion du moteur, et à plus haute pression (1800 bars, pour le Diesel). Cela se traduit par des rejets qui peuvent baisser de 30%, ainsi qu'un abaissement de la consommation. L'injecteur piézoélectrique va permettre aux constructeurs automobiles de répondre à la norme Euro V sur les gros véhicules, et de se conformer aux normes d'émissions américaines.

Militaire	Commercial	Medical
Capteurs de profondeur Systèmes de sécurité Hydrophones	Soudeuse ultrasonique Perceuse ultrasonique Indicateur de niveau Détecteur de défaut Décapants ultrasonique	Traitement ultrasonique de la cataracte Thérapie ultrasonique Capteurs ultrasoniques Pompes d'insuline Acquisition d'image ultrasonique
<b>Automobile</b>	Microphones Geophones Systèmes d'alarmes	Débitmètres Nébuliseurs Détection du battement cardiaque du fœtus
Capteurs d'objets Capteurs pour Airbag Contrôle de vibrations Injecteurs	Résonnateurs pour radio/TV	<b>Consommateur</b>
Micro-actionneur pour disque dur Transformateur pour notebook	<b>Aviation</b> Actionneurs pour flaps	Briquet Instruments musicaux Détecteurs de fumée

TAB. 2.3 – Domaines d'applications des céramiques piézoélectriques

Dans les applications sous-marines les "sonar" varient des petits émetteurs pour bateaux aux systèmes professionnels utilisés dans les grandes traversées transatlantiques pour détecter la profondeur de l'eau. Dans les moteurs aéronautiques, les capteurs à ultrasons installés dans les turbines et dans les générateurs de puissance sont utilisés pour le contrôle dynamique. Ces capteurs sont capables de détecter d'éventuelles charges mécaniques asymétriques dans le rotor, permettant ainsi d'implémenter des mesures correctives.

Dans les système à ultrasons, les dispositifs piézoélectriques peuvent générer des ondes ultrasoniques très puissantes utilisées pour nettoyer, percer, souder et aussi pour stimuler des processus chimiques. De plus, ils fonctionnent aussi comme émetteurs et récepteurs d'ondes ultrasoniques dans des appareils de diagnostics médicaux et de contrôle non destructif des matériaux. Pendant un contrôle non destructif,

une céramique piézoélectrique est excitée de manière à générer un signal acoustique à une fréquence ultrasonique, qui est ensuite transmis à travers l'échantillon à analyser. Si l'onde transmise rencontre un défaut structurel, une partie du signal est réfléchiée et rejoint le récepteur avant le signal original permettant ainsi de détecter le défaut [5], [6], [7] et [8].

L'effet piézoélectrique inverse est utilisé dans le positionnement de précision : un champ électrique est alors appliqué à la céramique pour produire le déplacement désiré. Les exemples d'applications sont nombreux ; on y retrouve notamment l'alignement des fibres optiques, l'alignement des machines outils, l'amortissement actif des vibrations dans des structures mécaniques, l'amélioration de l'image par correction de l'inclinaison de miroirs. Les actionneurs piézoélectriques sont aussi utilisés dans les soupapes hydrauliques et pneumatiques et dans des dispositifs médicaux tels les couteaux chirurgicaux et les inhalateurs avec nébuliseurs à ultrasons.

Pour ce qui concerne le transformateur piézoélectrique, de nos jours il n'est pas souvent utilisé ; la seule application pour laquelle il est commercialisé est dans le domaine du système "backlighting" des affichages LCD. Mais il y a plusieurs domaines qui requièrent des transformateurs de tension aux propriétés de plus en plus extrêmes, ce qui ouvre des nouvelles perspectives pour l'utilisation du transformateur piézoélectrique. En effet, c'est surtout la miniaturisation des produits qui fait que les transformateurs électromagnétiques atteignent leurs limites. Des nouvelles solutions sont demandées : le transformateur piézoélectrique, qui a une densité de puissance élevée [11], s'impose pour de telles applications grâce à sa structure très compacte. De plus, si l'on travaille dans un domaine de fréquence de quelques MHz (par exemple en télécommunication), les pertes fer dans les transformateurs électromagnétiques deviennent très importantes. Par contre, le transformateur piézoélectrique est adapté à ces domaines, car sa fréquence de résonance peut se trouver dans le domaine des MHz.

Selon le principe de fonctionnement utilisé, nous pouvons distinguer substantiellement quatre différents types de dispositifs piézoélectriques :

- **Capteurs ;**
- **Actionneurs ;**
- **Transformateurs ;**

Les capteurs utilisent l'effet piézoélectrique direct, les actionneurs l'effet inverse. Pour ce qui concerne le transformateur, on a affaire à un dispositif particulier qu'utilise l'effet direct et inverse [9] et [10].

## 2.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de retracer l'origine du phénomène de la piézoélectricité, ainsi que son évolution et son développement qui ont mené, de nos jours, à la conception des céramiques PZT à haute performance. Des relations mathématiques décrivant les propriétés électromécaniques des milieux piézoélectriques ont ensuite été introduites. Ces dernières seront utilisées dans la partie dédiée à la modélisation de l'actionneur. Plusieurs applications de la piézoélectricité dans différents domaines ont été aussi présentées.

Dans la suite de cette thèse l'accent sera mis en particulier sur le domaine des actionneurs/moteurs piézoélectriques. Les chapitres suivants seront dédiés à l'étude détaillée de leur histoire, leur principe de fonctionnement, ainsi que leur conception, modélisation, commande et application.

## Chapitre 3

# MOTEURS PIEZOELECTRIQUES ULTRASONIQUES

Le moteur piézoélectrique est un type d'actionneur qui exploite les vibrations mécaniques dans le domaine des fréquences ultrasoniques. Il est constitué d'un rotor et d'un stator excité par des céramiques piézoélectriques. Ainsi l'oscillation ultrasonique du stator, produite par l'application de tensions appropriées aux céramiques piézoélectriques, transmet par frottement, la force d'entraînement au rotor. L'amplitude de ces oscillations est très réduite, de l'ordre de grandeur de  $1[\mu m]$ . Pour optimiser ce gain, l'excitation sera faite dans le voisinage de la fréquence de résonance mécanique du stator.

Comme les actionneurs piézoélectriques ont des propriétés différentes par rapport aux moteurs électromagnétiques, ils pourraient être employés dans des applications particulières où les moteurs électromagnétiques se sont révélés inadéquats. Le domaine des actionneurs pour robots en est un exemple. Les robots pilotés par des moteurs électromagnétiques conventionnels allant jusqu'à des couples de  $10[Nm]$  sont lourds et encombrants. Il y a donc un besoin pour des actionneurs plus légers, capables de générer un couple comparable. Le moteur piézoélectrique ultrasonique possède le potentiel pour remplir cette condition. Un autre exemple vient de la gamme d'objectifs CANON USM, qui illustre parfaitement les avantages que peut apporter un moteur piézoélectrique utilisé, dans ce cas, pour le réglage de la focalisation (figure 3.1). La version précédente utilisait un moteur à courant continu et nécessitait un système de transmission incluant un réducteur de vitesse. Le temps de réponse était d'environ  $100[ms]$ . L'utilisation d'un actionneur piézoélectrique a considérablement simplifié le mécanisme en l'intégrant directement dans l'axe de l'objectif. De plus, le temps de réponse est désormais de quelques millisecondes. Cet exemple est représentatif d'une application qui utilise pleinement la flexibilité de la construction et le fonctionnement silencieux d'un actionneur piézoélectrique. Des dispositifs de positionnement rapide avec une précision de l'ordre des nanomètres sont utilisés dans la production des semi-conducteurs. L'utilisation des réducteurs avec les moteurs électromagnétiques ne permet pas de satisfaire, à cause du jeu, le haut niveau de précision requis. Le moteur piézoélectrique permet de réaliser des entraînements directs ; ainsi, avec des méthodes de contrôle appropriées, on arrive à satisfaire les strictes contraintes de positionnement imposées.

A cause de la saturation du circuit magnétique et la présence d'enroulements, les moteurs électromagnétiques ont un degré de miniaturisation limité. Par contre, des moteurs piézoélectriques de seulement quelques millimètres de diamètre ont déjà été réalisés de manière expérimentale [12], [13] et [14]. Etant donné qu'aucun facteur intrinsèque qui pourrait limiter la miniaturisation de ce type de moteur n'a encore été trouvé, la recherche continue dans le but d'essayer de miniaturiser encore plus le moteur piézoélectrique. Nous pouvons résumer les avantages et les désavantages des moteurs piézoélectriques dans le tableau 3.1

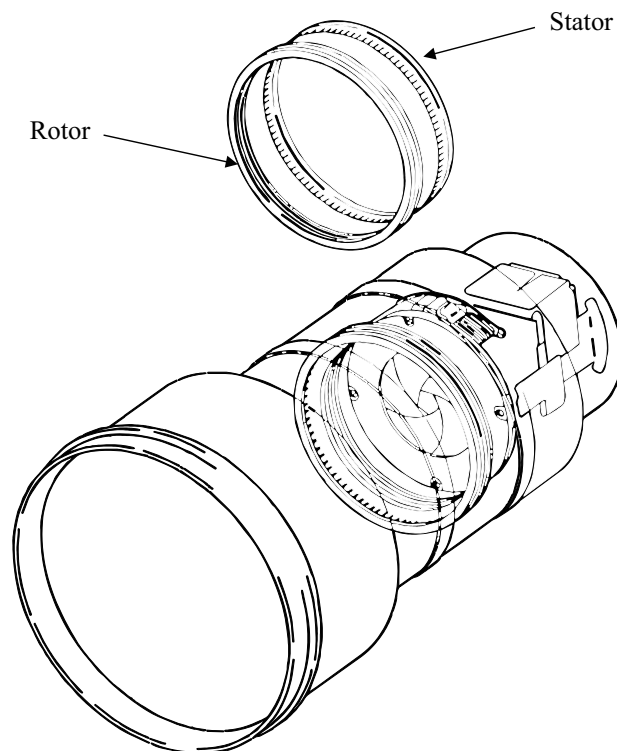


FIG. 3.1 – Objectif CANON

Avantages	Desavantages
<ul style="list-style-type: none"> <li>Densité de puissance élevé</li> <li>Flexibilité dans la forme géométrique du moteur</li> <li>Couple de maintien sans alimentation</li> <li>Pas d'interférences électromagnétiques</li> <li>Couple élevé à basse vitesse</li> <li>Fonctionnement silencieux</li> <li>Entraînement direct sans réducteur</li> <li>Précision de positionnement possible due à l'absence de jeu</li> <li>Faible inertie</li> <li>Dynamique de positionnement élevée</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Non approprié au fonctionnement continu - vieillissement</li> <li>Nécessite des matériaux résistants à l'usure - durée de vie</li> <li>Nécessite une source d'alimentation à haute fréquence</li> <li>Caractéristiques non-linéaires qui requièrent des algorithmes de contrôle spécifiques</li> </ul>

TAB. 3.1 – Avantages et désavantages des moteurs piézoélectriques ultrasoniques



### 3.1 Histoire

Les tentatives d'obtenir de la puissance mécanique en partant de l'énergie produite par les vibrations ultrasoniques générées au moyen des céramiques piézoélectriques ont commencé relativement tôt. L'on savait que la densité d'énergie théorique des oscillateurs excités avec des céramiques piézoélectriques était de plusieurs centaines de Watt par centimètre cube, ce qui représente une quantité cinq à dix fois supérieure à celle des moteurs électromagnétiques.

En 1973, H.V. Barth propose un moteur qui utilise des vibrations mécaniques ultrasoniques [15]. Son principe de fonctionnement très simple, est décrit à la figure 3.2 : les déplacements longitudinaux de l'oscillateur 1 entraînent par friction le rotor en sens horaire. La mise en vibration de l'oscillateur 2 permet d'obtenir le sens de rotation inverse. Malheureusement le fait que les mouvements longitudinaux des oscillateurs soient appliqués directement, crée beaucoup de glissement à la surface de contact. La conséquence est l'apparition de pertes par frottement (chaleur) qui rendent inutilisable la structure du moteur proposée par Barth. Parallèlement, des travaux sont entrepris en URSS, bien qu'il ne soit guère possible de les dater avec certitude.

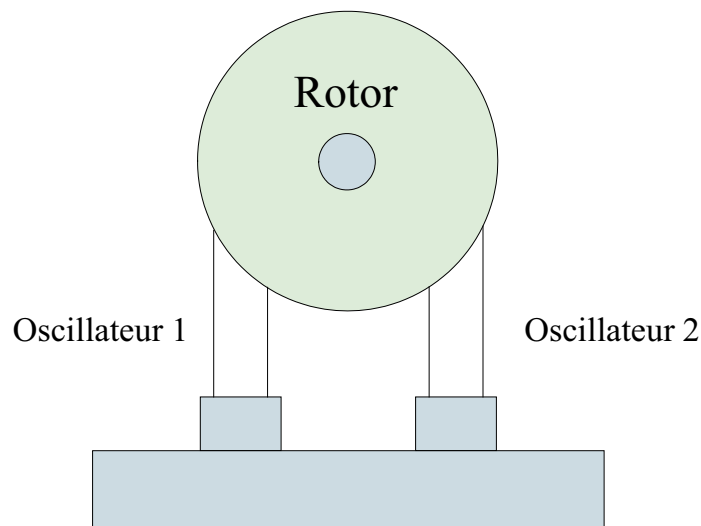


FIG. 3.2 – Le moteur de H.V. Barth

En 1980, T. Sashida présente un moteur ultrasonique ("Wedge Type Motor")[17], toujours basé sur le principe du moteur développé par Barth mais présentant des améliorations consistantes. Le schéma de principe de fonctionnement du "Wedge Type Motor" est illustré à la figure 3.3. Pour la génération de la vibration longitudinale Sashida utilise l'oscillateur de Langevin. Ce type d'oscillateur associe en série deux éléments piézoélectriques, à polarisation axiale, pressés l'un contre l'autre par des cylindres métalliques d'extrémité, reliés entre eux par un tirant axial. La longueur totale du dispositif est choisie égale à une demi-longueur d'onde de la fréquence de résonance du matériau piézoélectrique pour amplifier la déformation aux extrémités de l'ensemble. De plus, une seconde amplification est fournie par un adaptateur d'impédance mécanique, sous forme de pièce mécanique à profil spécialement conçu, fixée à une des extrémités et de même fréquence propre que celle de l'oscillateur. Contrairement à la structure proposé par Barth (figure 3.2), où l'effort est normal à l'axe de rotation, dans le "Wedge Type Motor" l'axe de l'oscillateur est placé quasi parallèle à l'axe de rotation, c'est à dire que l'effet est quasi normal au plan du disque rotor, de façon à ce que l'extrémité de l'adaptateur provoque un mouvement presque sans glissement lors de sa dilatation et ne touche plus le rotor lors de sa contraction. L'extrémité de l'adaptateur décrit une ellipse dans le plan  $(x, y)$  contenant l'axe de l'oscillateur (figure 3.3). Lorsque le rotor entre en contact avec l'adaptateur, sous l'effet de la force résistante, celui-ci est forcé de se plier dans le sens et à la vitesse de rotation du rotor. La composante tangentielle de la force axiale de l'os-

cillateur devient la force utile et elle produit le mouvement. Les caractéristiques principales du moteur développé par Sashida sont décrites ci-dessous.

- **Haute vitesse.** Le moteur possède une vitesse à vide de  $3000[t/min]$ . Ce résultat est obtenu grâce aux deux étapes d'amplification : d'abord la vibration produite par les céramiques piézoélectriques est amplifiée plusieurs centaines de fois par l'oscillateur de Langevin ; ensuite le mouvement longitudinal est converti en un mouvement tangentiel, ce qui représente une autre contribution à l'augmentation de la vitesse.
- **Haut rendement.** Le rendement maximal de ce prototype est d'environ 60%, plus élevé par rapport à un moteur AC de la même taille (longueur de  $100[mm]$  pour un diamètre de  $40[mm]$ ).
- **Courte durée de vie.** Le plus grand inconvénient du "Wedge Type Motor" est l'usure rapide provoquée par le frottement sur la surface de contact entre l'oscillateur et le rotor. Un glissement entre ces deux parties apparaît durant les phases juste après le contact et juste avant la séparation (figure 3.4), causant ainsi les pertes par frottement. Pour cette raison le moteur a une durée de vie relativement courte.

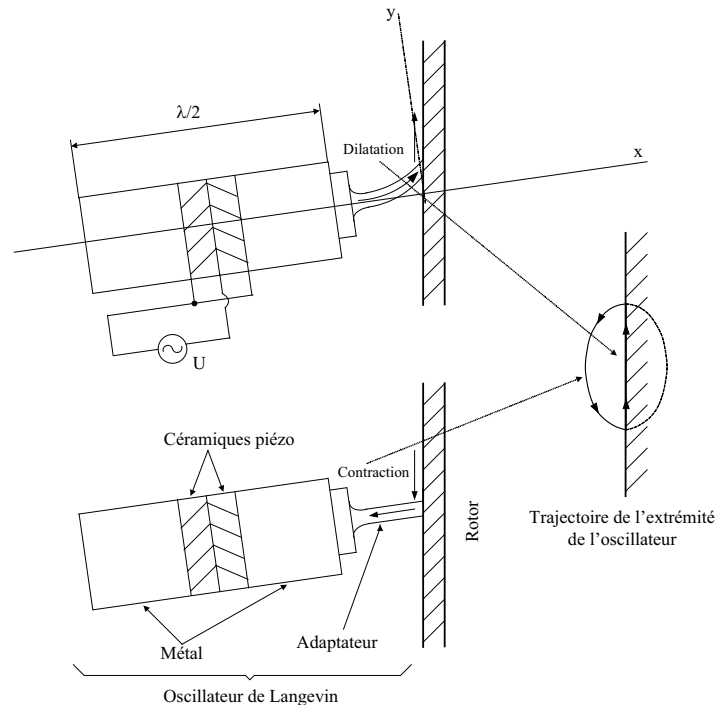


FIG. 3.3 – Principe de fonctionnement du "Wedge Type Motor" de T. Sashida

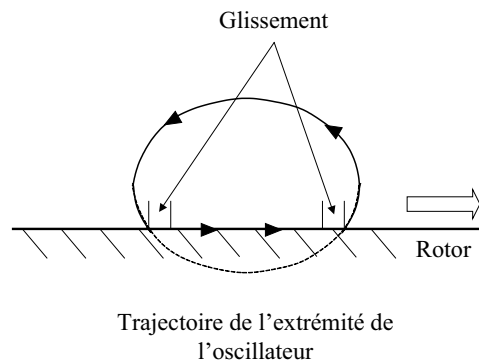


FIG. 3.4 – Zones de glissement à la surface de contact entre l'oscillateur et le rotor

En 1982, Sashida propose le moteur à onde progressive. Son principe de fonctionnement sera vu en détail dans la section suivante. De nombreuses structures vont alors être développées. Si le Japon a longtemps été un précurseur, des moteurs de plus en plus performants et innovateurs apparaissent en Europe et aux Etats-Unis.

## 3.2 Moteur piézoélectrique à onde progressive

Les moteurs à onde progressive représentent le meilleur compromis actuel. La technologie employée reste relativement simple et les performances mécaniques sont parmi les plus intéressantes. L'architecture de ce type d'actionneur est représentée à la figure 3.5 dans le cas d'une configuration annulaire. Le stator est excité en vibrations de volume forcées par l'intermédiaire d'un transducteur piézoélectrique collé à sa partie inférieure. La sectorisation du transducteur détermine le rang du mode de flexion entretenue sur le stator. Le rang du mode est par ailleurs choisi en fonction des paramètres dimensionnels du moteur, afin de garantir l'absence de bruits audibles de fonctionnement. Le rotor est en contact avec la partie supérieure du stator par l'intermédiaire d'un matériau d'interface (épaisseur élastique). Il est entraîné par frottement en exploitant les trajectoires elliptiques décrites par les points à la surface du stator (figure 3.6). Le transfert de puissance à l'arbre moteur nécessite une double conversion d'énergie :

- La première a lieu au sein du stator où le matériau actif (anneau de céramiques piézoélectriques), convertit l'énergie électrique qu'il absorbe en énergie mécanique par génération de vibrations mécaniques ultrasoniques : c'est la conversion électro-mécanique.
- L'interface stator-rotor est le siège de la seconde conversion d'énergie. Les vibrations de la surface du stator sont transformées en mouvement de translation ou de rotation du rotor par l'intermédiaire des forces de frottement générées. Il y a donc conversion mécano-mécanique qui détermine pour une grande partie les performances du moteur.

Nous pouvons donc diviser le principe de fonctionnement en deux étapes qui sont décrites dans les sections suivantes.

### 3.2.1 Organe d'entraînement

Un anneau de céramiques piézoélectriques est collé sur le stator de façon à induire dans ce dernier des oscillations à la fréquence de résonance. L'anneau est divisé en deux systèmes d'excitation (phases du moteur). Chaque système est alimenté idéalement par une tension sinusoïdale dans le domaine ultrasonique, générant ainsi deux ondes stationnaires dans le stator. Un déphasage spatial égal à un quart de la longueur d'onde est alors introduit entre les deux systèmes d'excitation de façon à générer une onde progressive par la superposition des deux ondes stationnaires. Cela est réalisé par l'imposition d'amplitudes et déphasages temporels adéquats. Grâce à l'onde progressive, les points à la surface du stator décrivent une trajectoire elliptique (cf. Chapitre 4) qui permet de combiner des déplacements verticaux et horizontaux. Il faut également relever que l'organe d'entraînement doit être fixé sur un support (socle de fixation). Ceci implique l'introduction, dans la géométrie de l'anneau statorique, d'un voile de découplage, comme le montre la figure 3.5, afin d'éviter certaines perturbations, dues à la fixation du stator sur le support. Ceci pourra avoir des répercussions sur la forme et l'amplitude de l'onde statorique générée.

### 3.2.2 Organe entraîné

La partie mobile, ou l'organe entraîné, est constituée du rotor et d'une couche de friction qui est collée sur la partie inférieure du rotor. Ce dernier est pressé au moyen d'une force de précontrainte, symbolisée avec la force  $F_{ext}$  sur la figure 3.5, contre le stator. Grâce à la pression générée dans la zone de contact

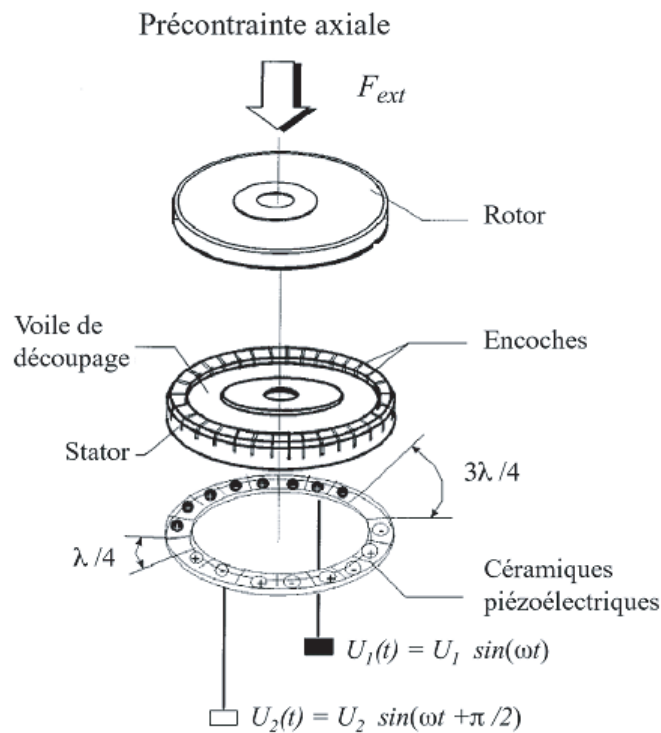


FIG. 3.5 – Schéma de construction du moteur piézoélectrique à onde progressive

entre le stator et le rotor, une force de frottement existe permettant ainsi au mouvement horizontal des points à la surface du stator (due au mouvement elliptique) de transmettre une force de traction au rotor (figure 3.6). La force de précontrainte permet aussi de fixer le couple de maintien sans alimentation du moteur selon la loi du frottement.

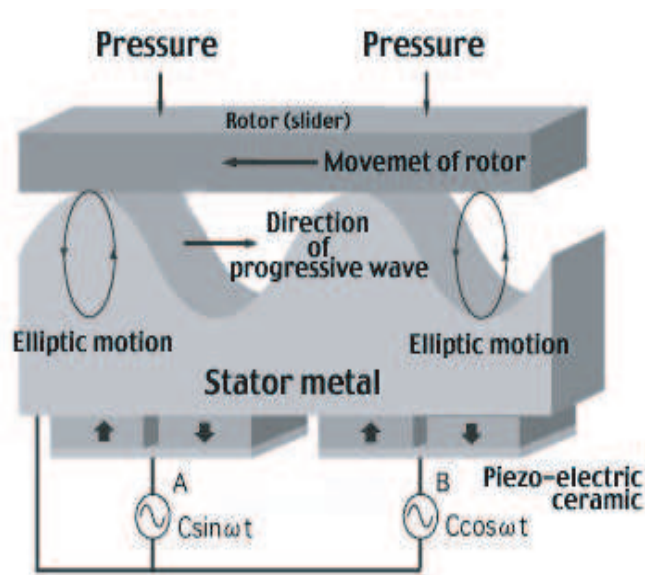


FIG. 3.6 – Principe d'entraînement du moteur piézoélectrique à onde progressive

### 3.2.3 Génération de l'onde progressive

Dans les sections précédentes on a vu que la formation de l'onde progressive statorique par superposition de deux ondes stationnaires est à la base du principe de fonctionnement du moteur piézoélectrique à onde progressive. Notre but ici est de décrire de manière plus détaillée comment ces ondes sont générées au moyen des céramiques piézoélectriques.

#### Deux types d'ondes

Dans les solides en vibration, deux types de perturbations différentes peuvent s'instaurer, connues sous les noms d'ondes de Rayleigh et ondes de flexion. Les premières sont caractérisées par une réduction exponentielle de l'amplitude avec la profondeur (figure 3.7), les secondes par le profil sinusoïdal de toute l'épaisseur concernée (figure 3.8). Les ondes de Rayleigh ne trouvent pas d'application dans le moteur piézoélectrique à onde progressive. Ceci à cause d'une longueur d'onde excessive lorsqu'elle est provoquée dans un milieu tel que l'acier ou le bronze, qui sont les matériaux actuellement utilisés pour la réalisation de l'anneau statorique des moteurs à onde progressive. C'est donc sur la formation d'une onde de flexion que l'on va se concentrer par la suite.

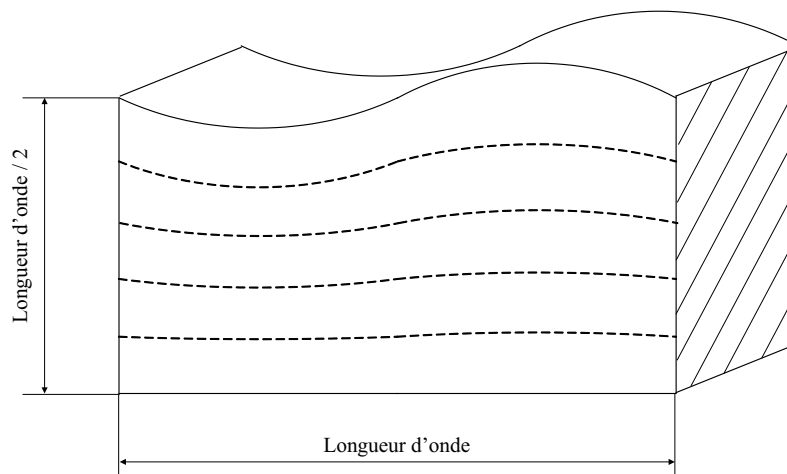


FIG. 3.7 – Onde de Rayleigh

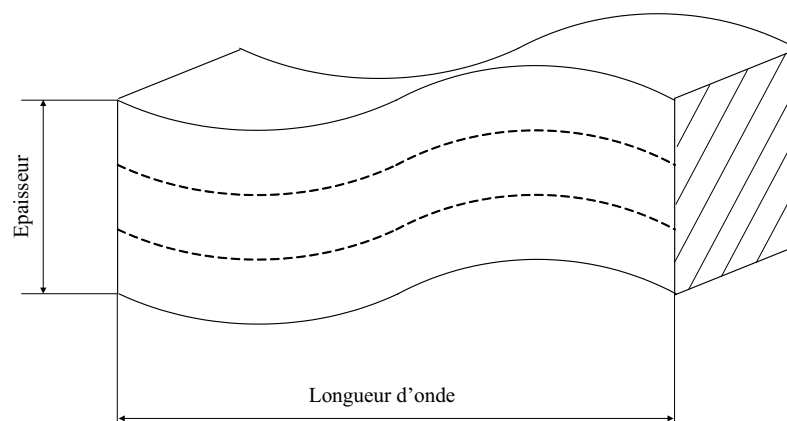


FIG. 3.8 – Onde de flexion

### Création d'une onde de flexion

L'ensemble électro-céramique piézoélectrique constitue un élément piézoélectrique. Si ces électrodes sont identiques, c'est-à-dire si elles présentent la même géométrie, l'application d'un champ entraîne une déformation symétrique du matériau. Si celles-ci présentent des épaisseurs très différentes et donc des raideurs différentes, l'effet transverse courbe l'ensemble comme indiqué à la figure 3.9, où le champ électrique contracte le matériau qui se déforme sous l'effet de la dissymétrie des raideurs des électrodes qui tendent à maintenir leur longueur.

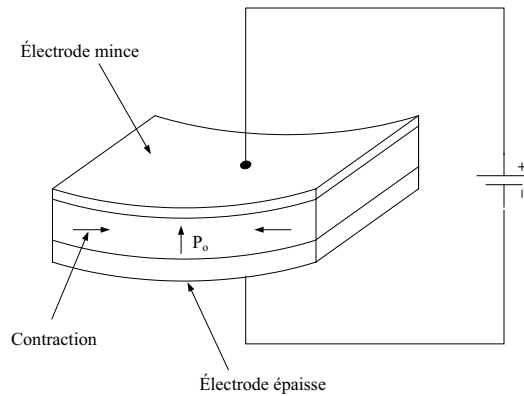


FIG. 3.9 – Déformation d'un élément piézoélectrique sous l'action d'un champ électrique

Cet effet transverse peut donc être utilisé à son tour, pour une conversion électro-mécanique d'énergie sous forme d'onde de flexion en associant l'un à côté de l'autre des éléments par paires et polarisés en sens inverse comme indiqué sur la figure 3.10

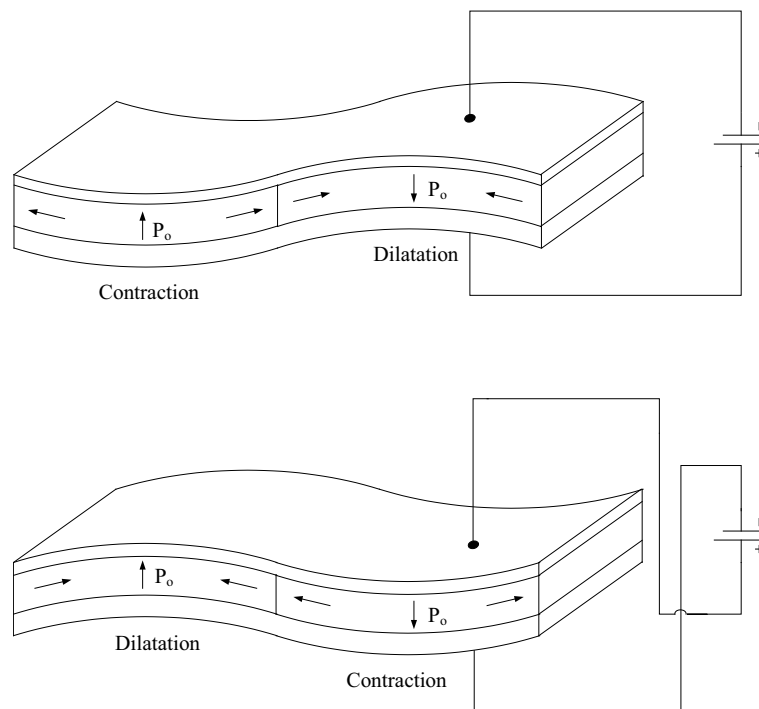


FIG. 3.10 – Génération d'une onde de flexion.

En répétant le motif d'association on obtient ce que l'on appelle un ensemble d'éléments piézoélectriques qui permet ainsi de générer une onde de flexion stationnaire dans le stator. Pour obtenir l'onde

progressive il suffit d'employer deux ensembles d'éléments piézoélectriques. Les deux ensembles associés peuvent être des couronnes superposées ou deux demi-couronnes, pourvu qu'ils aient un déphasage spatial égal au quart de la longueur d'onde, et que l'on alimente ceux-ci par des tensions sinusoïdales en quadrature dans le temps (phases, cf. figure 3.5).

Le principal avantage de l'utilisation de l'onde progressive pour transmettre le mouvement au rotor réside dans le fait que le contact entre rotor et stator s'effectue de manière continue. Ainsi, l'usure des matériaux en contact se répartit sur toute la circonférence active du moteur augmentant la durée de vie de ce type de moteur comparé par exemple au "Wedge Type Motor" où, en conséquence du contact ponctuel, la dégradation des performances mécaniques due à l'usure est nettement plus rapide. De plus, le couple de maintien sans alimentation d'un actionneur à onde progressive est plus élevé à cause de la surface de frottement nettement plus importante (tout l'anneau formant le stator) comparé aux moteurs à contact ponctuel.

### 3.2.4 Les moteurs piézoélectriques à onde progressive de SHINSEI

L'industriel japonais SHINSEI commercialise depuis 1987 une gamme de moteurs piézoélectriques à onde progressive. Leur premier succès commercial dans la fourniture de 1500 moteurs pour les stores motorisés du New Tokyo Municipal Building remonte à 1990. A partir de 1991, le constructeur automobile TOYOTA utilise sur certaines de ses modèles haut de gamme ce type de moteur pour le réglage des appuis-tête.

Dans l'Annexe A on donne les principales caractéristiques des moteurs de la gamme SHINSEI. Dans les chapitres qui suivent on se concentrera sur l'étude, la modélisation et la commande du modèle USR60 dont une vue éclatée est donnée à la figure 3.11.

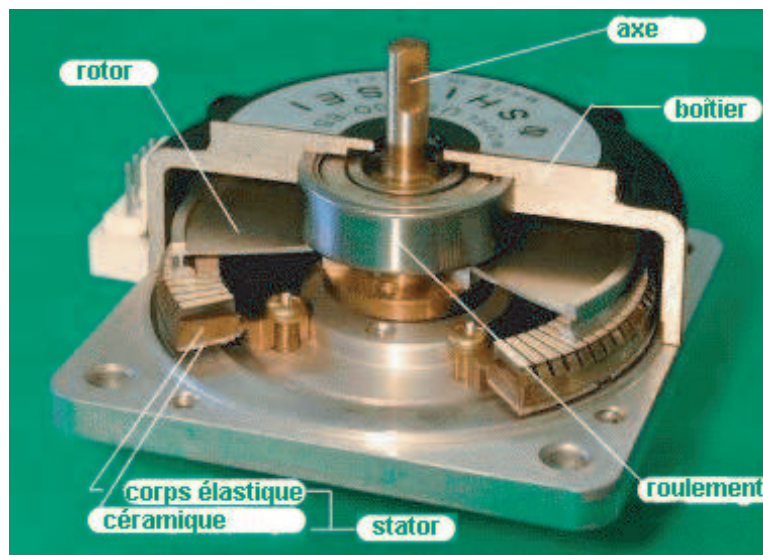


FIG. 3.11 – Vue éclatée du moteur SHINSEI USR60.

## 3.3 Moteurs piézoélectriques linéaires

En 1982 Sashida développe [16] dans son laboratoire deux prototypes de moteur piézoélectrique ultrasonique linéaire. L'un d'entre eux, représenté à la figure 3.12, est de type monorail. Les extrémités d'une longue barre en métal sont soudées pour former un rail sans fin (stator). Un chariot (rotor) est ensuite pressé contre le rail. Cette structure est en fait une version développée du moteur rotatif à onde

progressive avec les céramiques piézoélectriques formant les deux systèmes d'excitations collés dans la partie inférieure, non utile, du rail. Le fait de renfermer les extrémités du rail de manière à créer la condition d'un milieu continu nécessaire à la propagation de l'onde, limite la partie active du moteur utilisable pour réaliser des déplacements linéaires. De plus, la solution proposée augmente de manière non négligeable, bien qu'inutile, l'encombrement du dispositifs.

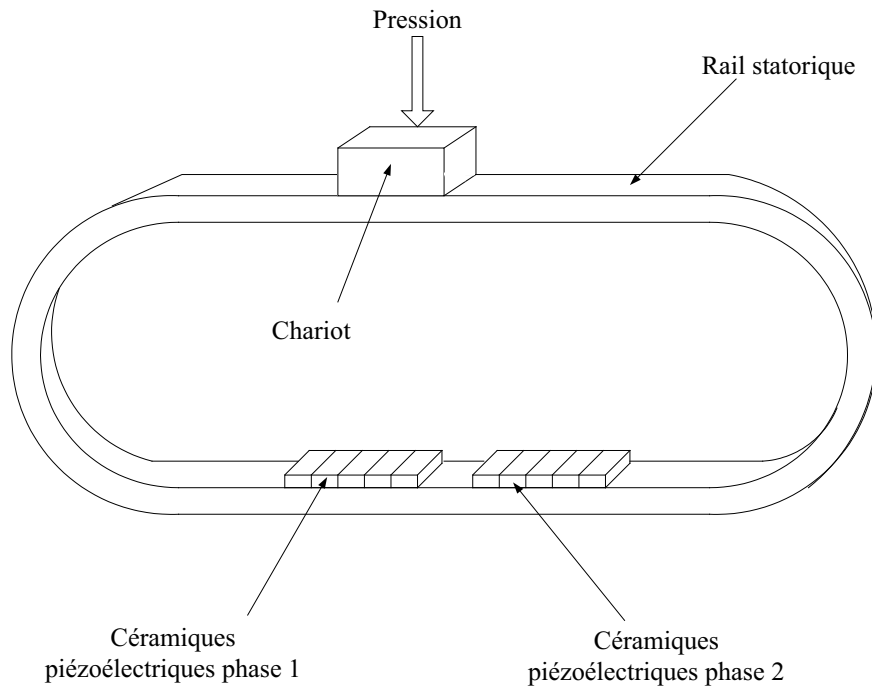


FIG. 3.12 – Prototype d'un moteur piézoélectrique linéaire basé sur le principe du moteur rotatif à onde progressive.

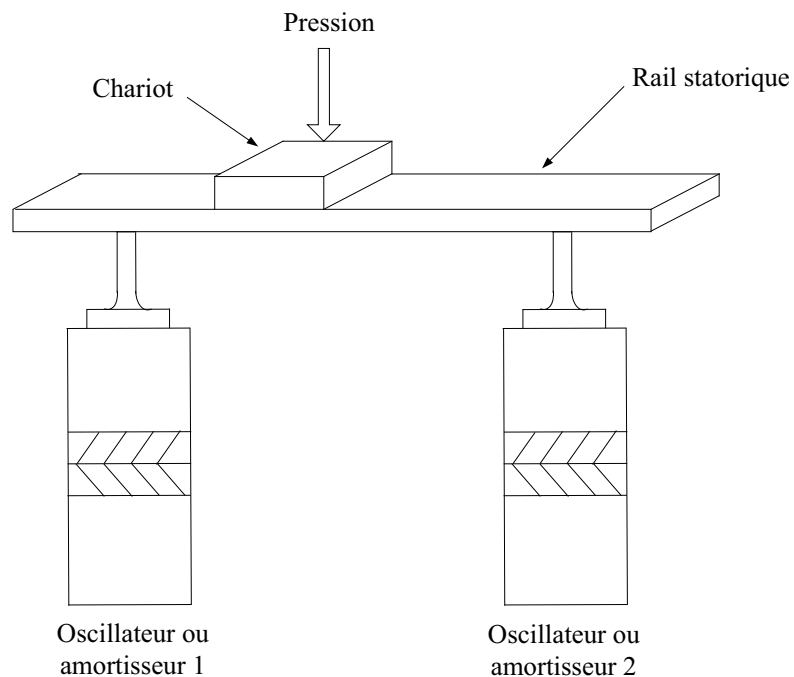


FIG. 3.13 – Prototype d'un moteur piézoélectrique linéaire utilisant des oscillateurs de Langevin.



En partant de ces considérations on peut, dans le cas du deuxième prototype représenté à la figure 3.13, parler effectivement d'un "vrai" moteur linéaire. Deux oscillateurs de Langevin sont installés aux extrémités du rail pour créer une onde progressive. L'oscillateur 1 permet de générer l'onde, tandis que l'oscillateur 2 absorbe celle-ci dans le but d'éviter des réflexions d'onde destructives. L'oscillateur 2 est donc appelé amortisseur. Avec cette configuration, l'onde se propage de 1 vers 2 et le chariot dans la direction opposé. Le déplacement du chariot peut être inversé en changeant le rôle des deux oscillateurs. Le chariot peut atteindre dans cette configuration une vitesse d'environ  $1[m/s]$ .

### 3.4 Classification des moteurs piézoélectriques

La manière dont le mouvement elliptique est généré à la surface du stator en contact avec le rotor est utilisé comme méthode de classification des différents types de moteurs piézoélectriques. Fondamentalement on peut les séparer en deux groupes : un premier, avec les moteurs à un seul mode d'excitation et le deuxième, avec les moteurs à deux modes de vibrations.

#### 3.4.1 Moteurs à un seul mode de vibration

Les moteurs employant un mode simple de vibration peuvent être encore subdivisés en deux groupes : moteurs à onde stationnaire et moteurs à onde progressive.

##### Moteurs piézoélectriques à onde stationnaire

Cette catégorie de moteurs utilise une onde stationnaire pour communiquer soit un déplacement, soit une rotation à la partie mobile. Comme son nom l'indique, l'onde est immobile dans le plan du stator ; la position des noeuds et des ventres étant déterminée par la position des électrodes. Le stator comporte des surépaisseurs qui sont en contact avec la partie mobile. Lorsque le stator est excité à sa fréquence de résonance, l'extrémité de chaque surépaisseur décrit une trajectoire qui permet d'entraîner la partie mobile (figure 3.14). La position des surépaisseurs par rapport aux noeuds de l'onde stationnaire détermine le sens du mouvement. La vitesse de la partie mobile est proportionnelle à la fréquence du mode propre et à la longueur des surépaisseurs. Ce type de moteur est plutôt utilisé comme actionneur linéaire.

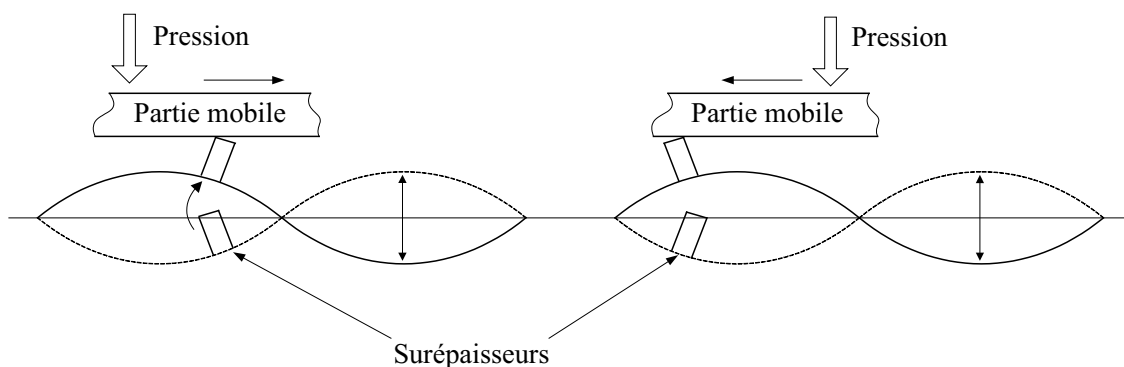


FIG. 3.14 – Moteur piézoélectrique à onde stationnaire : principe de l'entraînement [18].

### Moteurs piézoélectriques à onde progressive

La différence essentielle par rapport au moteur à onde stationnaire réside dans le type de contact qui, au lieu d'être cyclique et donc comportant des chocs, est continu, avec tous les avantages qui en découlent au niveau de l'usure et donc de la durée de vie de l'actionneur.

La vitesse, comme on le verra dans le chapitre suivant entièrement dédié à la modélisation de ce moteur, est proportionnelle à l'amplitude de déformation de l'onde, à l'épaisseur du stator et à la vitesse de propagation de l'onde progressive dans le stator. Évidemment le seul paramètre utilisable pour régler la vitesse est l'amplitude de l'onde qui dépend elle-même de la fréquence d'excitation (autour du pic de résonance), de l'amplitude de la tension et du déphasage entre les deux phases d'alimentation. On a donc à disposition trois degrés de liberté pour commander le moteur en vitesse. Le développement d'une électronique de commande modulaire et l'étude des caractéristiques mécaniques par rapport à ces trois variables nous permettra de choisir l'algorithme de réglage optimal ; ça sera l'objet du Chapitre 6.

Outre la structure du moteur à onde progressive de surface, traitée à la Section 3.2, il existe d'autres types d'actionneurs à onde progressive :

**1. Moteurs piézoélectriques à onde progressive périphérique [19] :** Ce moteur est caractérisé par une déformation dans le plan du stator et par un contact radial entre le stator et le rotor. Deux ondes stationnaires sont générées dans le plan du stator qui se combinent pour former une onde progressive. La différence réside dans le fait que, dans cette configuration, l'onde progressive n'est pas générée sur la surface plane du stator mais sur la tranche de l'anneau (périphérie). De tels moteurs présentent des performances mécaniques comparables à celle des moteurs à onde progressive de surface. Leur principal handicap reste cependant une intégration du rotor plus délicate à réaliser. L'effort de précontrainte étant appliqué dans la direction radiale, il faut nécessairement un rotor possédant une certaine élasticité dans cette direction.

**2. Moteurs à double stator [20] :** Dans le but d'augmenter les performances mécaniques des moteurs, l'idée de serrer un seul rotor entre deux stator, dans une structure dite en "sandwich", est venue naturellement. Cette configuration est représentée à la figure 3.15.

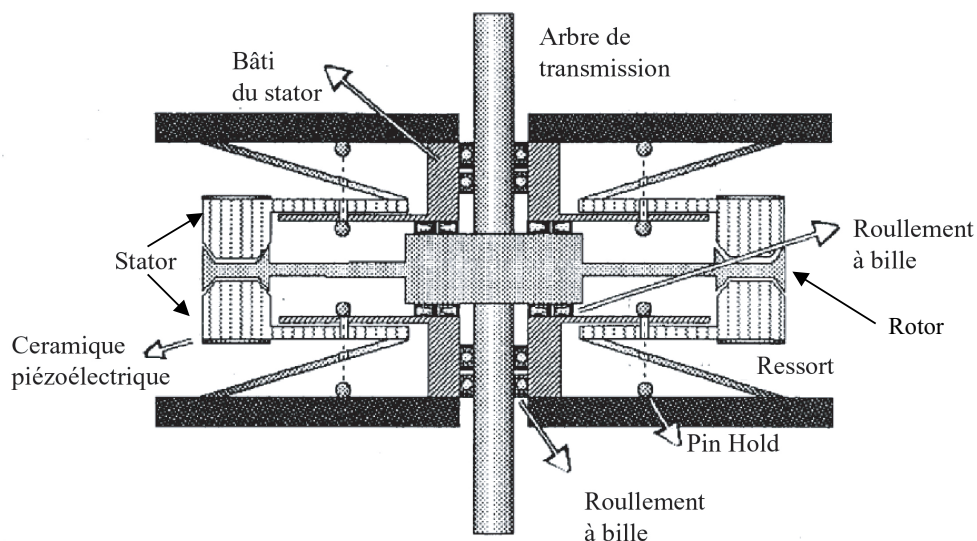


FIG. 3.15 – Architecture en "sandwich" pour améliorer les performances mécaniques

**3. Les micromoteurs à onde progressive :** La miniaturisation des moteurs à onde progressive est envisageable. Deux exemples parmi les plus significatifs sont cités ci-après :

- Le CETEHOR (Centre Technique de l'Industrie Horlogère) a réalisé un moteur de 5[mm] de diamètre [21] ;
- L'Université de Tokyo a construit un moteur tubulaire à double rotor [22], en utilisant des couches minces de matériau piézoélectrique, de 10[mm] de longueur et de 2.4[mm] de diamètre ;

### 3.4.2 Moteurs à deux modes de vibration

Si deux modes de vibration aux composantes de déplacement perpendiculaires entre eux sont combinés, la trajectoire résultante décrite par les points à la surface peut être rendue elliptique si les fréquences d'excitation des deux modes sont les mêmes. Les moteurs piézoélectriques utilisant deux modes de vibration peuvent être divisés en deux catégories : les moteurs à conversion de mode et les moteurs hybrides.

#### Moteurs piézoélectriques à conversion de mode

Ce groupe de moteurs se sert d'une conversion de mode pour obtenir deux modes de vibration à partir d'un élément piézoélectrique simple. Un exemple de ce principe de fonctionnement est donné par le "Wedge Type Motor" représenté à la figure 3.3 où l'élément piézoélectrique permet d'exciter le mode longitudinal qui, combiné à la flexion induite au niveau de l'adaptateur (ou coupleur) mécanique, permet de générer le mouvement elliptique à la surface en contact avec le rotor. Un autre exemple est l'actionneur de la figure 3.16, où les vibrations longitudinales produites par des céramiques piézoélectriques provoquent la torsion d'un adaptateur mécanique spécial, dit coupleur de Kumada [23]. La superposition de ces deux modes (longitudinal-torsion) génère la trajectoire elliptique permettant d'entraîner le rotor. Différentes autres structures sont facilement imaginables. Cette classe de moteur permet généralement le changement du sens de rotation. Le mécanisme de contact est discontinu contrairement au moteur à onde progressive.

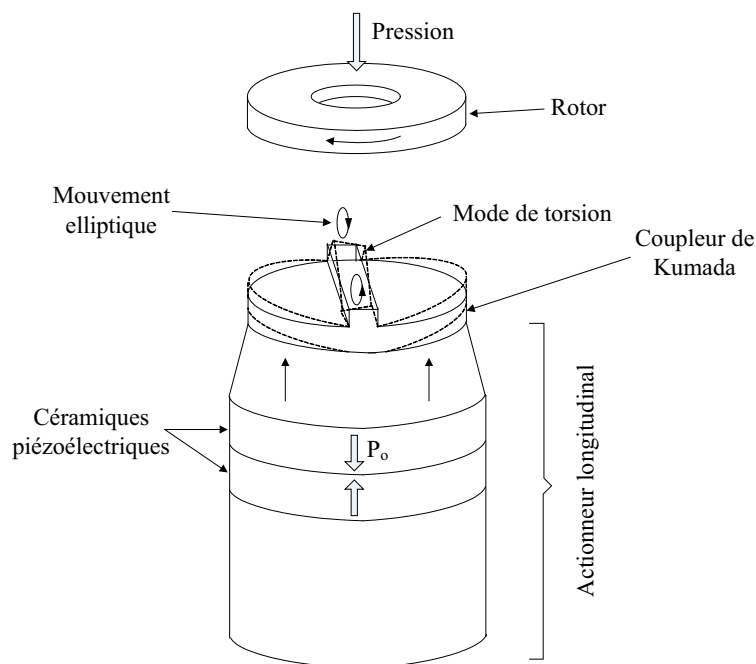


FIG. 3.16 – Le moteur avec coupleur de Kumada

### Moteurs piézoélectriques hybrides

Ces actionneurs utilisent deux modes de vibration totalement découplés, excités par deux éléments piézoélectriques indépendants. L'architecture de ce type de moteur est illustré à la figure 3.17. Le stator se compose d'un vibreur en torsion et d'un actionneur piézoélectrique multi-couches longitudinal. Ce dernier est collé sur la surface plate du vibreur. Les deux éléments piézoélectriques, qui permettent d'exciter les deux modes de vibration (torsion-longitudinal), sont alimentés avec la même fréquence et avec un déphasage contrôlé spécifiquement. L'avantage de ce type de moteur dérive du fait qu'on a deux éléments piézoélectriques indépendants l'un de l'autre ; de cette manière, la vitesse du moteur peut être ajustée en agissant uniquement sur un seul élément piézoélectrique. La figure 3.18 nous montre comment la vitesse peut être modifiée en variant uniquement l'amplitude de l'excitation du mode en torsion. L'organigramme de la figure 3.19 permet de résumer de manière globale la classification des moteurs piézoélectriques. On peut ainsi situer le moteur piézoélectrique à onde progressive rotatif, qui fait l'objet de notre étude, dans le vaste domaine des actionneurs piézoélectriques.

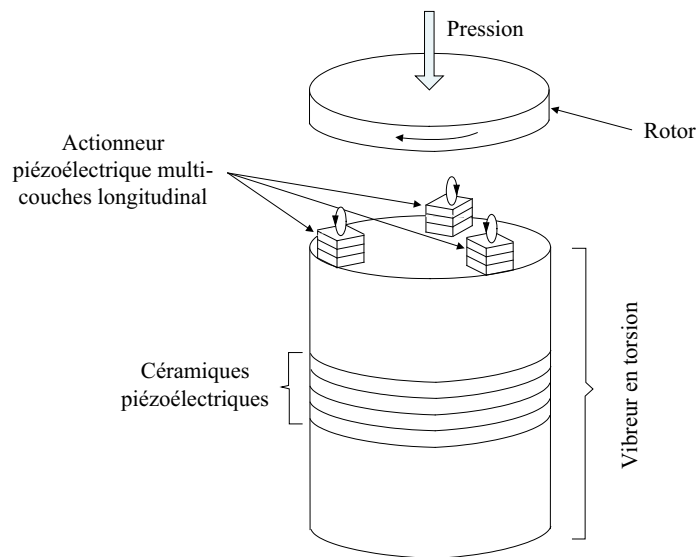


FIG. 3.17 – Exemple d'un moteur piézoélectrique hybride [24]

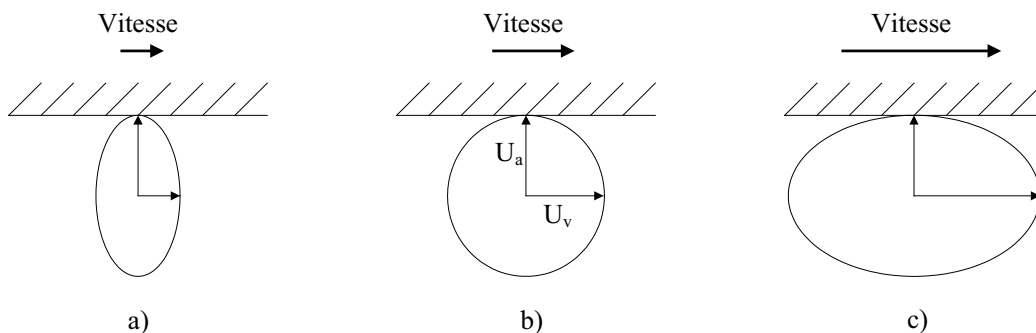


FIG. 3.18 – Surface de contact pour différents rapports entre les amplitudes des modes de vibration :  $U_v$ , l'amplitude du mode en torsion et  $U_a$  celle du mode longitudinal de l'actionneur multi-couches. a) basse vitesse. b) vitesse moyenne. c) haute vitesse [25]

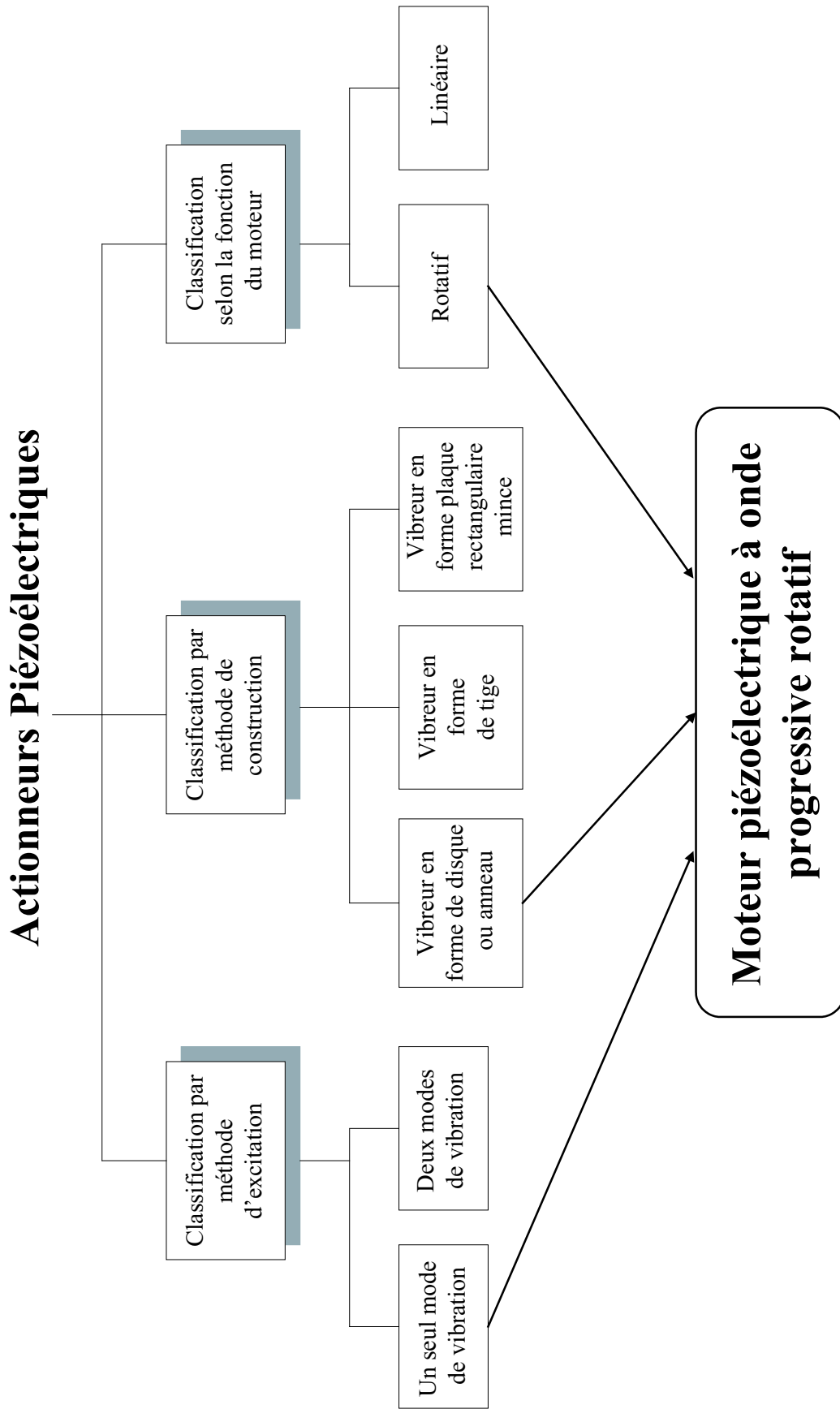


FIG. 3.19 – Classification des actionneurs piézoélectriques

### 3.5 Industrialisation et applications futures possibles

Le moteur piézoélectrique se trouve dans une période transitoire de son développement. Si la phase de recherche est encore prépondérante, les projets d'industrialisation, dont on a vu quelques exemples, deviennent de plus en plus nombreux. Les plus gros marchés visés sont certainement le secteur automobile et l'électronique grand public. Actuellement, les principaux obstacles à son développement industriel sont le coût élevé (environ 500 Frs pour le moteur SHINSEI USR60), justifié par la complexité de l'électronique d'alimentation (fréquences dans le domaine ultrasonique), par le prix de l'anneau piézoélectrique et par le processus de collage de ce dernier sur le stator, qui doit être entrepris en salle grise pour optimiser les performances.

Il existe également une multitude de marchés spécialisés où les moteurs piézoélectriques peuvent s'imposer. On citera par exemple les systèmes de positionnement de précision [26] et la réalisation d'interfaces haptiques à retour d'effort qui, dans le but d'étudier le contrôle moteur humain, doivent être compatibles avec une utilisation dans un scanner par résonance magnétique fonctionnelle (fMRI) (cf. Chapitre 7). Des applications possibles se trouvent aussi dans le domaine de l'aéronautique qui, comme on le verra dans la section suivante, ouvrent un domaine de recherche nouveau : le développement de moteurs piézoélectriques ayant une puissance mécanique dépassant le kilowatt.

#### 3.5.1 Moteurs piézoélectriques pour l'aéronautique

A bord des avions se trouvent aujourd'hui trois technologies d'actionneurs : hydrauliques, électrohydrauliques et électromécaniques. Les actionneurs hydrauliques permettent une commande directe grâce à l'effort élevé directement disponible sans mécanisme de réduction. De plus, la faible inertie permet un fonctionnement à haute fréquence. Leurs inconvénients majeurs sont la maintenance, le risque de feu et le faible rendement énergétique global. Les actionneurs électrohydrauliques sont des actionneurs hydrauliques qui incluent leur propre générateur hydraulique, activé par une pompe électrique. On retrouve par rapport aux actionneurs hydrauliques l'avantage de la commande directe et de la faible inertie mais on obtient une diminution du risque de feu dû à la faible quantité de liquide employé et à la diminution de la probabilité de rupture du circuit. Cette technologie étant très récente, elle apparaît seulement sur les avions en développement. Les actionneurs électromécaniques sont constitués de moteurs électromagnétiques classiques associés à des réducteurs de vitesse. Les avantages principaux sont l'absence de maintenance, le bon rendement énergétique et l'absence de risque de feu. L'inconvénient majeur est causé par leur inertie qui ne permet pas des fréquences de commande élevées, contrairement aux actionneurs précédents.

Généralement sur les avions civils on utilise des actionneurs électromécaniques pour des faibles puissances alors que tous les actionneurs de puissance élevée sont hydrauliques. Une nouvelle technologie de conversion électromécanique ne peut trouver d'intérêt que si elle est moins chère que les actionneurs électromécaniques actuels dans le domaine des petites puissances, et que si elle est plus légère et d'inertie plus faible que les actionneurs hydrauliques dans le domaine des hautes puissances. Dans ce sens les moteurs piézoélectriques, qui possèdent une densité de puissance massique élevée et qui ont la capacité de générer un grand couple à basse vitesse (permet de réaliser des entraînements directs), possèdent des atouts à exploiter, alors que les moteurs électriques classiques ont déjà montré leurs limites. Cependant, il n'y a pas aujourd'hui des moteurs piézoélectriques capables de fournir des puissances mécaniques allant au-delà du kilowatt. Cela est l'objectif visé par le projet EUREKA au cours duquel la société SAGEM SA [27] a conçu avec ses partenaires un prototype de moteur piézoélectrique capable de développer une puissance mécanique de  $5[kW]$  pour une masse totale du moteur de  $5[kg]$  et ayant un couple maximum de  $886[Nm]$  (figure 3.20).

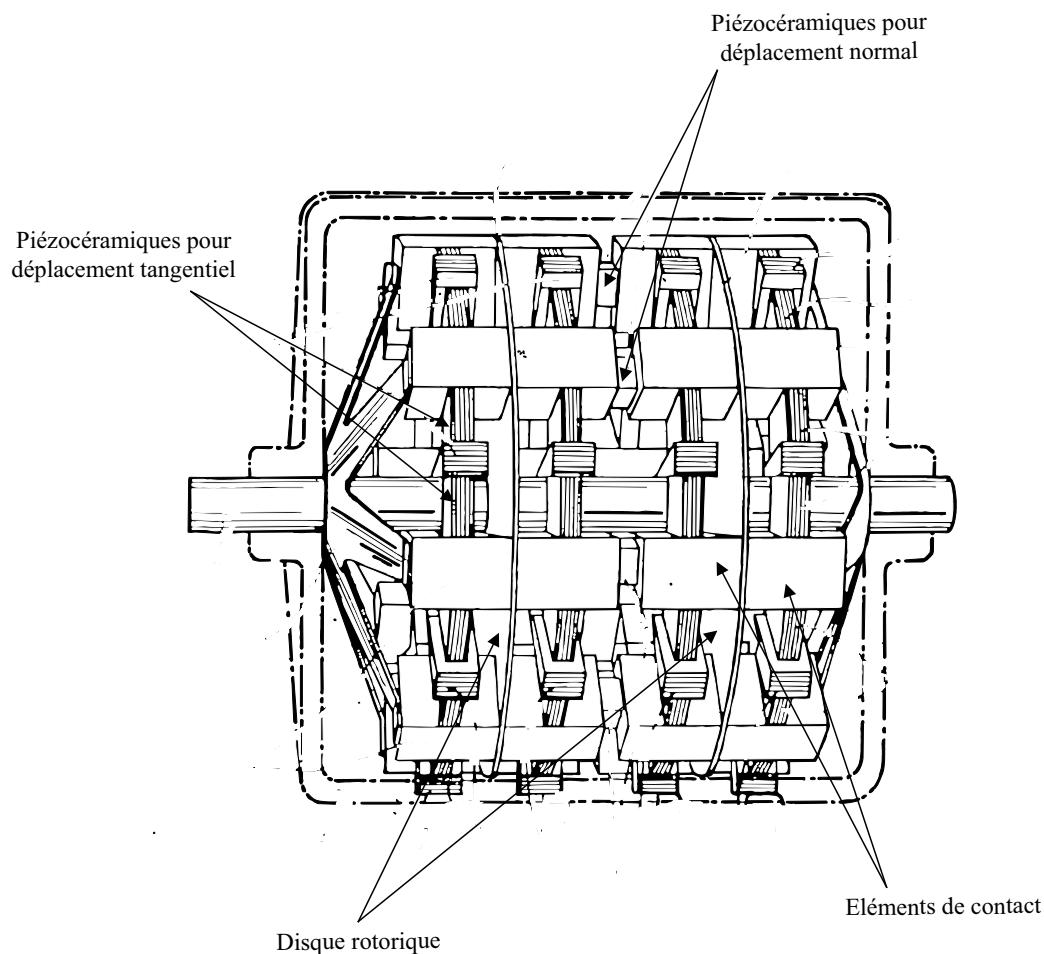


FIG. 3.20 – Architecture du moteur développé par SAGEM [27]

D'autres projets dans le domaine aéronautique sont en cours de développement : par exemple, une collaboration entre ONERA (Institut français pour la conception d'avions) et EUROCOPTER a été lancée dans le but de diminuer le bruit BVI (en anglais "Blade-vortex interaction" [28]) dans la phase de vol descendant d'un hélicoptère, par l'introduction d'éléments mobiles actifs (volets contrôlés au moyen d'algorithmes spécifiques) au niveau du bord de sortie des pales du rotor principal. Des solutions piézoélectriques proposées par CEDRAT TECHNOLOGIES ont été adoptées pour l'actionnement de ces volets [29] et [30].

### 3.6 Conclusion

Malgré la découverte par les frères Curie du phénomène de la piézoélectricité en 1880, les actionneurs piézoélectriques ont connus leur développement qu'à partir du début des années septante, plus précisément en 1973 par les travaux de H.V. Barth. On peut considérer cette technologie comme relativement nouvelle, justifiant ainsi les nombreux travaux de recherche dans ce domaine. C'est d'ailleurs grâce à ces caractéristiques (couple de maintien sans alimentation, couple élevé à basse vitesse, absence de champs magnétiques parasites, ainsi que le fonctionnement silencieux et un encombrement réduit), qui le différencient et le rendent complémentaire par rapport aux moteurs électromagnétiques, que l'actionneur piézoélectrique représente un intérêt certain pour l'industrie.

Les premiers prototypes de ce type de moteur étaient encore trop rudimentaires pour des applications industrielles. Depuis, beaucoup de travaux ont été effectués par différents groupes de recherche. De nos jours, le moteur piézoélectrique à onde progressive, introduit en 1982 par T. Sashida et commercialisé par SHINSEI, est l'actionneur qui globalement possède les meilleures caractéristiques. Par contre il nécessite encore de travailler sur l'optimisation de l'électronique de commande. A ce propos, la suite de notre travail sera consacré à la recherche d'une méthode de contrôle inédit qui nous permettra de contourner les discontinuités de comportement typique de ces moteurs. Pour atteindre cet objectif nous commençons dans le chapitre suivant par l'étude d'un modèle analytique qui nous servira de base pour le développement de la stratégie de contrôle.



## Chapitre 4

# MODELISATION DU MOTEUR PIEZOELECTRIQUE A ONDE PROGRESSIVE

Comme illustré dans les chapitres précédents, grâce à leurs caractéristiques intrinsèques, les moteurs piézoélectriques se sont révélés supérieurs aux moteurs électromagnétiques dans beaucoup d'applications. Ainsi, on trouve plusieurs domaines d'application [31],[32],[33], tels que le spatial, l'aviation, le médical, l'automobile, etc. où l'on fait déjà recours à ce type d'actionneur. Malheureusement, la recherche d'un modèle analytique efficace s'avère très difficile et complexe. Cela est dû au principe de fonctionnement basé sur des vibrations à haute fréquence et aux phénomènes tribologiques agissant dans la zone de contact entre stator et rotor. Il en résulte des caractéristiques de fonctionnement fortement non-linéaires, qui en plus varient avec le temps à cause de la dérive de certains paramètres par rapport à l'augmentation de la température de fonctionnement du moteur. La notion de fonction de transfert, très utile lors du dimensionnement des régulateurs, n'est donc pas applicable d'une façon générale à notre système, car il est non-linéaire et variant avec le temps. La diversité des phénomènes physiques mis en jeu a conduit au développement de nombreux modèles, reposant notamment sur l'identification et l'exploitation de schémas électriques équivalents [16],[34],[35]. Ces modèles permettent d'accéder à l'ensemble des caractéristiques électromécaniques du moteur. Ce type d'approche présente le désavantage de travailler avec des grandeurs images (tension et courant représentent respectivement l'image d'une force et d'une vitesse) ; de plus, la modélisation de la zone de contact entre le stator et le rotor, responsable de la génération du couple et caractérisée par un comportement fortement non-linéaire, est réalisée par l'introduction de composants non-linéaires (diodes, etc.) dans le schéma électrique équivalent. La paramétrisation de ses éléments demande donc beaucoup d'expériences et demeure peu pratique pour l'exploitation du modèle dans la conception d'algorithmes de commande optimaux. Les modèles théoriques basés sur des approches numériques de type éléments finis constituent aussi une alternative intéressante [36],[37]. Ils requièrent néanmoins des moyens matériels importants et nécessitent des temps de travail importants pour la saisie du problème, le calcul et enfin le traitement et la visualisation des résultats. Le but de ce chapitre est donc de présenter un modèle analytique qui permettra de simuler le comportement statique et dynamique du moteur et qui nous permettra dans la suite des travaux de développer des algorithmes de contrôles efficaces et robustes. Le chapitre débutera avec l'introduction du schéma de fonctionnement global du moteur, ensuite chaque sous-système sera modélisé pour aboutir enfin au schéma de simulation exploitable dans l'environnement MATLAB/Simulink.

## 4.1 Schéma fonctionnel du moteur piézoélectrique à onde progressive

La compréhension et la description des systèmes complexes faisant intervenir et interagir plusieurs phénomènes physiques s'avère en général très difficile, parfois impossible. Il faut alors essayer de subdiviser le système global en plusieurs sous-systèmes dont on connaît mieux le comportement. L'interaction de ces derniers permettra enfin de simuler le système global. Dans le but de suivre cette approche méthodique de modélisation, le fonctionnement du moteur piézoélectrique à onde progressive est représenté par le schéma fonctionnel de la figure 4.1. L'alimentation est réalisée à l'aide d'un convertisseur statique qui permet de générer les deux tensions de phase  $U_{Cp1,2}$  nécessaires à l'alimentation du moteur. Le couplage électromécanique entre la partie électrique et la partie mécanique est réalisé par effet piézoélectrique. Les forces  $F_{1,2}$  qui permettent de créer les deux ondes stationnaires, dont la superposition donne naissance à l'onde progressive du stator, sont admises proportionnelles (facteur  $A_{em}$ ) aux tensions  $U_{Cp1,2}$  appliquées aux bornes des céramiques associées à chaque phase du moteur. Comme à chaque action correspond une réaction, on modélise celle du sous-système mécanique sur le sous-système électrique en faisant l'hypothèse qu'il existe un facteur de proportionnalité  $A_{me}$  entre la charge électrique  $q_{mec1,2}$  accumulée et la déformation  $w_{1,2}$  des deux ondes stationnaires. L'interaction entre stator et rotor (zone de contact) est responsable du couple  $M$  généré par le moteur. Ce dernier dépend de la vitesse angulaire du rotor  $\omega_r$ , et de la position relative  $w_r$  entre stator et rotor (largeur de la zone de contact). En connaissant l'effort de précontrainte  $F_N$  exercé dans la direction axiale du moteur et la réaction du stator  $F_z$  à cette même charge, la position relative entre stator et rotor  $w_r$  est déduite facilement en appliquant la deuxième loi de Newton. Le même principe s'applique aussi pour déterminer la vitesse angulaire  $\omega_r$  en connaissant le couple moteur  $M$  et celui de charge  $M_c$ .

## 4.2 Conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique

### 4.2.1 Comportement électrique du convertisseur statique couplé avec les céramiques piézoélectriques

Le schéma proposé pour le convertisseur statique est représenté à la figure 4.2. Le comportement capacitif des céramiques piézoélectriques est mis en évidence par l'introduction dans le circuit de la capacité  $C_p$ . L'ensemble convertisseur/transformateur ne peut être branché aux bornes du moteur (comportement capacitif) que par l'introduction de l'inductance  $L_s$ , permettant ainsi de filtrer la tension obtenue aux secondaire du transformateur. La séquence de commande des transistors (ici représentés avec des interrupteurs) permettant de générer les deux tensions de phase du moteur sera étudiée dans le chapitre suivant. On se contentera ici de dire que la structure choisie nous permettra de piloter indépendamment les trois variables de commande du moteur (fréquence, déphasage et amplitude des deux tensions d'alimentation). Le circuit équivalent électrique vu du secondaire (coté moteur) de l'ensemble formé par le convertisseur statique, le transformateur et les céramiques piézoélectriques associées à une phase du moteur, est donné à la figure 4.3. Les grandeurs primaires (coté convertisseur) sont ramenées au secondaire selon les relations suivantes :

$$U'_p = n_T U_p \quad R_1 = n_T^2 (R_{Cu1} + 2R_{DSon}) \quad R_2 = (R_{Cu2} + R_{L_s})$$

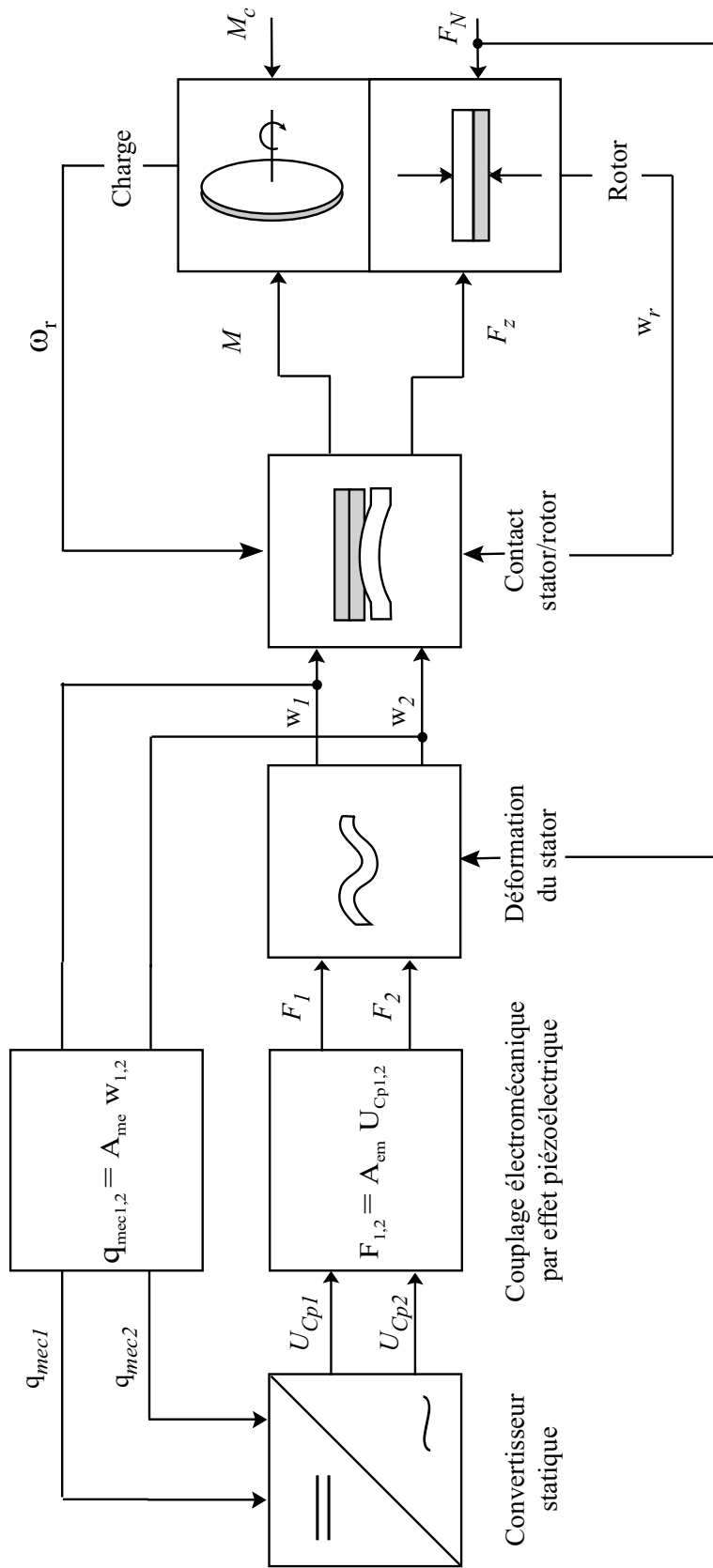


FIG. 4.1 – Schéma fonctionnel du moteur piézoélectrique à onde progressive [38]

Avec :

- $U_p$  Tension au primaire du transformateur ;
- $n_T$  Rapport de transformation ;
- $R_{DSon}$  Résistance en mode de conduction du transistor ;
- $R_{Cu1}$  Résistance de l'enroulement primaire ;
- $R_{Cu2}$  Résistance de l'enroulement secondaire ;
- $L_m$  Inductance de la branche magnétisante ;
- $L_s$  Inductance permettant le couplage entre transformateur et moteur ;
- $R_{L_s}$  Résistance de la bobine  $L_s$  ;
- $C_p$  Capacité équivalente du secteur de céramique associé à une phase ;
- $R_p$  Résistance modélisant les pertes diélectriques dans les céramiques ;

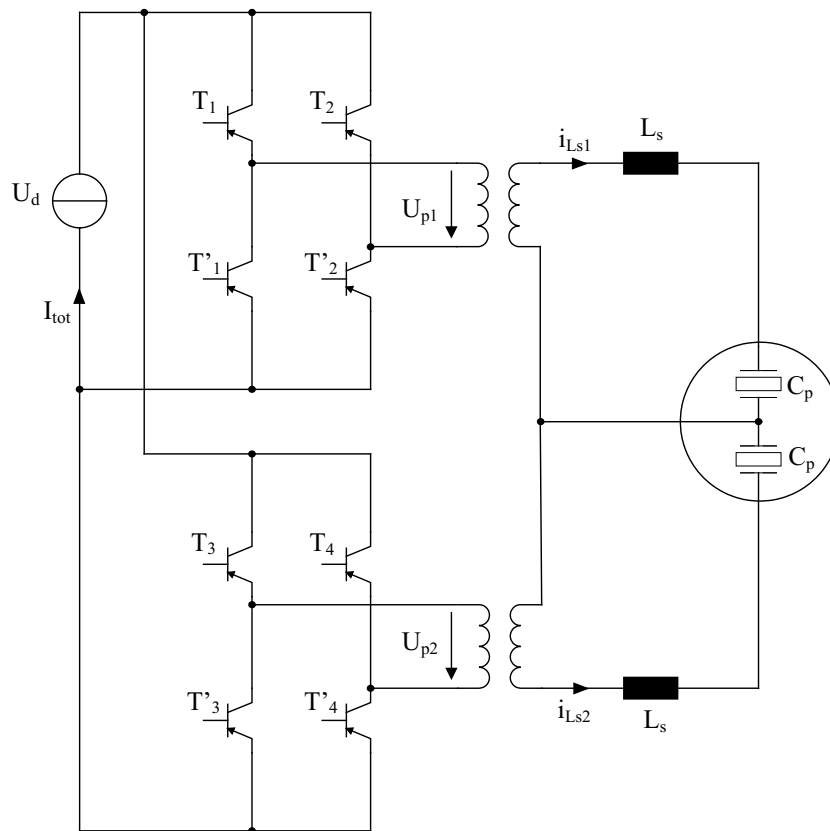


FIG. 4.2 – Schéma du convertisseur statique pour l'alimentation

Le comportement du circuit de la figure 4.3 est décrit à l'aide des équations (4.1), (4.2) et (4.3) :

$$L_m \frac{di_m}{dt} = U'_p - (i_m + i_{L_s}) R_1 \quad (4.1)$$

$$L_s \frac{di_{L_s}}{dt} = U'_p - i_m R_1 - (R_1 + R_2) i_{L_s} - U_{C_p} \quad (4.2)$$

$$C_p \frac{dU_{C_p}}{dt} = i_{L_s} - \frac{U_{C_p}}{R_p} - i_{mec} \quad (4.3)$$

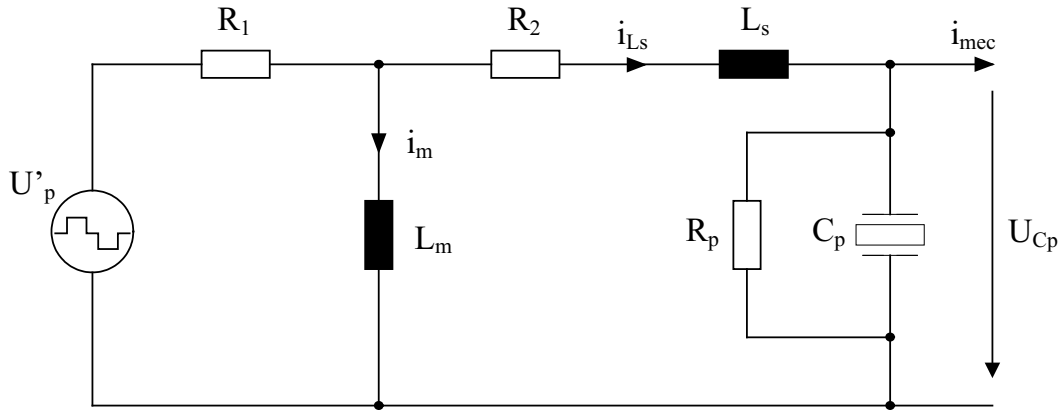


FIG. 4.3 – Modèle du circuit d'alimentation associé à une phase

On admet, comme on le verra plus loin dans le chapitre, que la charge électrique  $q_{mec}$  accumulée à cause de la déformation du stator est proportionnelle à l'amplitude de cette dernière. Cette hypothèse nous permet de modéliser la réaction induite par la déformation du stator sur le circuit d'alimentation. L'équation 4.3 se réécrit alors plus avantageusement en remplaçant  $i_{mec}$  par  $i_{mec} = \frac{dq_{mec}}{dt}$ , on obtient l'équation 4.4.

$$C_p \frac{dU_{Cp}}{dt} = i_{Ls} - \frac{U_{Cp}}{R_p} - \frac{dq_{mec}}{dt} \quad (4.4)$$

#### 4.2.2 Modélisation de la dynamique de déformation du stator

Le but de cette section est de développer un modèle qui permettra de lier l'amplitude de déformation de l'onde progressive à la tension appliquée aux bornes des céramiques. La génération d'une onde progressive impose le respect de contraintes portant sur la périodicité mécanique circulaire de la structure du stator [39]. Ces contraintes ont favorisé le développement actuel des moteurs rotatifs. L'équation aux dérivées partielles en coordonnées polaires (cf. figure 4.4) des vibrations du stator s'écrit, conformément à la théorie classique des plaques circulaires [40] :

$$\frac{E_s b^3}{12(1-\nu_s^2)} \nabla^4 w(r, \theta, t) + \rho_s b \frac{\partial^2 w(r, \theta, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (4.5)$$

où  $E_s$ ,  $\nu_s$ ,  $\rho_s$  désignent respectivement le module de Young, le coefficient de Poisson et la masse volumique du matériau statorique,  $b$  l'épaisseur de la plaque et  $\nabla^4 = \nabla^2 \nabla^2$  avec :

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2}$$

l'opérateur de Laplace exprimé en coordonnées polaires.

Lorsque la symétrie circulaire de la plaque est satisfaite, il existe des solutions de la forme :

$$w(r, \theta, t) = \xi_{kn}(r) \cos k\theta \sin \omega_{kn} t \quad (4.6)$$

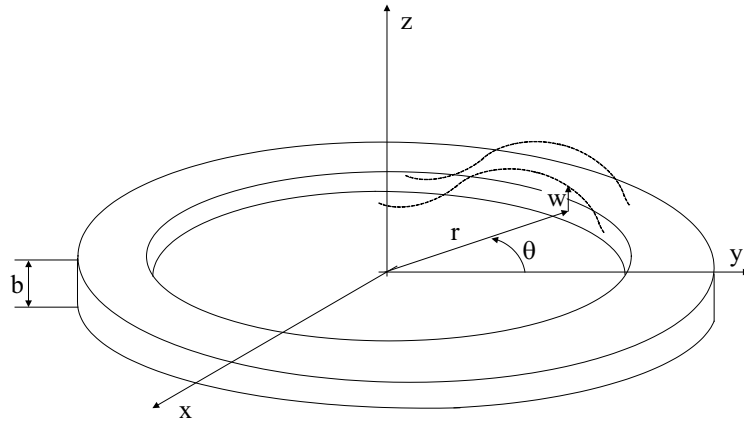


FIG. 4.4 – Déformation de la plaque du stator décrite en coordonnées polaires

Dans l'équation 4.6  $k$  et  $n$  désignent respectivement le nombre de diamètres nodaux et de cercles de noeuds dans les directions circonférentielle et radiale de la plaque. La fonction  $\xi_{kn}(r)$ , exprimant l'amplitude de l'onde dans la direction radiale, et la pulsation propre  $\omega_{kn}$ , sont déterminées à partir de la résolution du problème aux valeurs propres. Lorsque  $n = 0$ , les fréquences propres  $\omega_{kn}$  sont de multiplicité deux. Il existe dans ce cas, deux fonctions propres linéairement indépendantes :

$$w_1(r, \theta) = \xi_{kn}(r) \cos k\theta \quad (4.7)$$

$$w_2(r, \theta) = \xi_{kn}(r) \cos(k\theta + \frac{\pi}{2}) \quad (4.8)$$

On montre ainsi qu'à une fréquence propre de multiplicité deux du stator, on peut superposer deux vibrations libres d'équation :

$$w_1(r, \theta, t) = \hat{w}_1(t) \xi_{kn}(r) \cos \omega_{kn} t \cos k\theta \quad (4.9)$$

$$w_2(r, \theta, t) = -\hat{w}_2(t) \xi_{kn}(r) \cos(\omega_{kn} t + \varphi) \sin k\theta \quad (4.10)$$

Si par ailleurs, deux vibrations libres ont la même amplitude ( $\hat{w}_1(t) = \hat{w}_2(t)$ ) et sont en quadrature de phase dans le temps ( $\varphi = \frac{\pi}{2}$ ), la combinaison des deux modes propres génère une onde progressive d'équation :

$$w(r, \theta, t) = \hat{w}(t) \xi_{kn}(r) \cos(k\theta - \omega_{kn} t) \quad (4.11)$$

Pour la suite du développement, on va donc admettre une forme sinusoïdale de l'onde progressive, selon les équations 4.6 et 4.11. La fonction de Bessel  $\xi_{kn}(r)$  permet de modéliser l'amplitude de l'onde dans la direction radiale. Dans le cas du moteur SHINSEI USR60 la largeur de la plaque du stator est beaucoup plus petite par rapport au diamètre moyen du moteur, par conséquent on fait l'hypothèse que l'amplitude de déformation de l'onde dans la direction radiale est constante. L'équation 4.11 devient :

$$w(\theta, t) = \hat{w}(t) \cos(k\theta - \omega_{kn} t) \quad (4.12)$$

La description du mécanisme de contact entre le stator et le rotor, qui fera l'objet de la section suivante, s'avère plus aisé avec l'introduction de la coordonnée curviligne  $x' = R_{moy} \theta$ ,  $R_{moy}$  étant le rayon moyen de l'anneau statorique. L'équation 4.12 devient :

$$w(x', t) = \hat{w}(t) \cos(kx' - \omega_{kn} t) \quad (4.13)$$

avec  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  le nombre d'onde et  $\lambda$  la longueur d'onde.

Le déplacement d'un point quelconque  $Q$  à la surface du stator décrit une trajectoire elliptique, par rapport au référentiel déterminé par les vecteurs unités  $\vec{e}_z, \vec{e}_{x'}$  (cf. figure 4.6), selon l'équation 4.14 [16].

$$\vec{w}_Q(x', t) = w(x', t) \cdot \vec{e}_z - b \frac{\partial w(x', t)}{\partial x'} \cdot \vec{e}_{x'} \quad (4.14)$$

La vitesse tangentielle du point  $Q$  est obtenue en dérivant, par rapport au temps, la composante dans la direction  $\vec{e}_{x'}$  du vecteur déplacement  $\vec{w}_Q(x', t)$ . On a :

$$v_t(x', t) = -b \frac{d\left(\frac{\partial w(x', t)}{\partial x'}\right)}{dt} \quad (4.15)$$

avec  $b$  l'épaisseur de l'anneau du stator.

La vitesse tangentielle des points à la surface du stator entraîne le rotor grâce aux forces de friction agissant dans la zone de contact entre le stator et le rotor. Le signe moins dans le membre de droite de l'équation 4.15 signifie que la vitesse tangentielle des points à la surface du stator est de sens opposé à la direction de propagation de l'onde progressive. Ainsi, le rotor sera entraîné dans la direction opposée à celle de l'onde.

On a donc démontré que la superposition de deux ondes stationnaires, d'équations 4.9 et 4.10, permet de créer dans l'anneau statorique l'onde progressive nécessaire à l'entraînement du rotor. En effet, comme nous l'avons vu au chapitre 3, l'anneau de céramique piézoélectrique collé au stator est subdivisé en deux secteurs (phases du moteur) qui servent justement à l'excitation de ces deux modes de vibrations. Il s'agit maintenant de modéliser la dynamique de déformation de leurs amplitudes (déterminant dans la description du phénomène de contact entre stator et rotor) en fonction de la tension appliquée aux bornes des céramiques piézoélectriques. Pour ce faire une approche possible est la méthode du bilan énergétique [41]. On applique alors le principe de Hamilton modifié pour les systèmes électromécaniques [42].

$$\delta \int_{t_1}^{t_2} \mathcal{L} dt + \int_{t_1}^{t_2} \delta \mathcal{W} dt = 0$$

Avec  $\mathcal{L}$  le Lagrangien du système et  $\delta \mathcal{W}$  la variation de travail infinitésimal donnée par les forces extérieures. Le Lagrangien est donné par :

$$\mathcal{L} = E_k - E_p + E_e$$

Avec  $E_k$  l'énergie cinétique,  $E_p$  l'énergie potentielle et  $E_e$  l'énergie électrique associée aux céramiques piézoélectriques. L'expression analytique de ces trois composantes est complexe et laborieuse [41]. On a donc choisi de se baser sur un schéma équivalent mécanique du stator [43] représenté à la figure 4.5. Sur ce schéma on peut voir que chaque mode de vibration (onde stationnaire) est modélisé avec un système de deuxième ordre composé d'un ressort de rigidité  $c_s$  et d'un amortissement  $d_s$  modélisant respectivement l'élasticité équivalente du stator et les pertes dans la structure. Le système est excité avec une force proportionnelle à la tension d'alimentation du moteur ( $F_{1,2} = A_{em} \cdot U_{Cp1,2}$ , avec  $A_{em}$  le facteur de force des céramiques piézoélectriques associé à une phase).  $m_s$  étant la masse du stator,  $w_1(t)$  et  $w_2(t)$  représentent l'amplitude de déformation des deux ondes stationnaires. Comme les deux ondes stationnaires sont en quadrature de phase dans l'espace, l'amplitude de crête de l'onde progressive résultante est donnée par l'équation 4.16.

$$\hat{w}(t) = \sqrt{w_1^2(t) + w_2^2(t)} \quad (4.16)$$

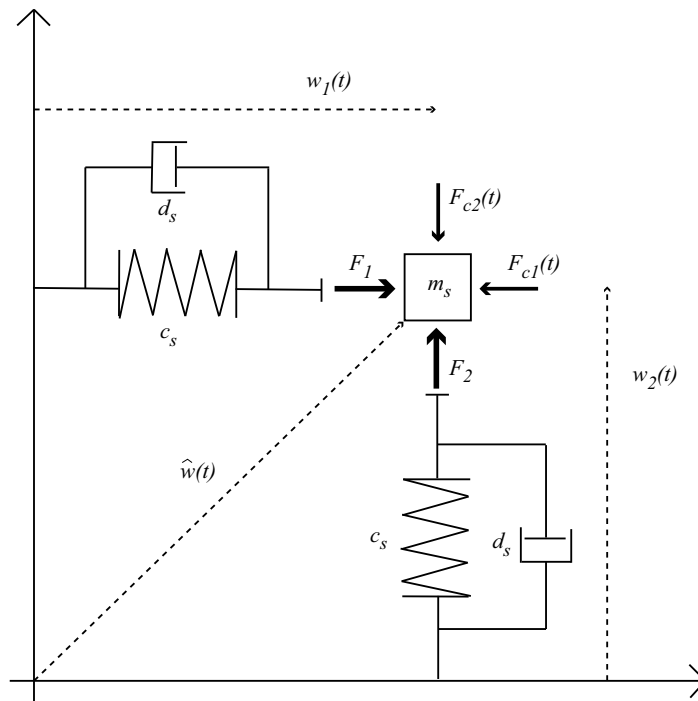


FIG. 4.5 – Schéma équivalent mécanique du système formé par les piezocéramiques et le stator

La dynamique du système mécanique de la figure 4.5 est décrite par les équations 4.17 et 4.18.

$$m_s \ddot{w}_1(t) = A_{em} U_{Cp1} - d_s \dot{w}_1(t) - c_s w_1(t) - F_{c1}(t) \quad (4.17)$$

$$m_s \ddot{w}_2(t) = A_{em} U_{Cp2} - d_s \dot{w}_2(t) - c_s w_2(t) - F_{c2}(t) \quad (4.18)$$

Avec  $F_{c1}$  et  $F_{c2}$  les forces de réaction modales dues au chargement axial (force de précontrainte) entre le stator et le rotor. Leur expression analytique sera développée dans la section suivante, lors de l'étude du mécanisme de contact.



La réaction du sous-système mécanique (déformation du stator) sur le sous-système électrique (circuit d'alimentation) est modélisée en sachant que, à cause de l'effet piézoélectrique direct une déformation engendre un champ électrique dans les céramiques, et donc une accumulation de charge. En introduisant le facteur de réaction  $A_{me}$  on peut expliciter ce phénomène à l'aide des équations 4.19 et 4.20 :

$$q_{mec1}(t) = A_{me} w_1(t) \quad (4.19)$$

$$q_{mec2}(t) = A_{me} w_2(t) \quad (4.20)$$

Le facteur de réaction  $A_{me}$  entre le sous-système mécanique et le sous-système électrique peut être exprimé en fonction du facteur de force  $A_{em}$ , de la rigidité équivalente du stator  $c_s$  et de la capacité  $C_p$  du secteur de céramiques associées à une phase. En effet, en régime statique les déformations  $w_{1,2}$  des deux ondes stationnaires sont liées aux forces  $F_{1,2}$  par l'intermédiaire de la rigidité  $c_s$  du stator, selon la relation bien connue  $F_{1,2} = c_s w_{1,2}$ . D'autre part, on connaît aussi que  $U_{Cp1,2} = \frac{q_{mec1,2}}{C_p}$ . En remplaçant ces deux dernières relations, donnant les forces  $F_{1,2}$  et les tensions  $U_{Cp1,2}$  en fonction respectivement des déformations  $w_{1,2}$  et des charges électriques  $q_{mec1,2}$ , dans l'équation  $F_{1,2} = A_{em} U_{Cp1,2}$ , on peut exprimer le facteur de réaction  $A_{me}$  avec l'équation 4.21.

$$A_{me} = \frac{c_s C_p}{A_{em}} \quad (4.21)$$

Il est donc maintenant possible de simuler la dynamique de déformation des deux ondes stationnaires coexistantes dans la plaque circulaire formant le stator. La prochaine étape est consacré à l'étude d'un modèle permettant de décrire le phénomène de contact entre stator et rotor responsable de la formation du couple moteur.

### 4.3 Modélisation du contact mécanique entre stator et rotor

L'étude des phénomènes liés au contact mécanique entre stator et rotor est abordée en faisant les hypothèses suivantes :

- Modes parfaitement sinusoïdaux avec même amplitude.
- La géométrie du contact est admise symétrique [46] par rapport à la crête de l'onde progressive (cf. figure 4.6).
- Déphasage temporel et spatial entre les modes égal à  $\pi/2$ .

Ainsi, l'onde progressive résultante obéit à l'équation 4.13. La vitesse tangentielle des points à la surface du stator est ensuite obtenue en appliquant la relation 4.15, on a :

$$v_t(x', t) = \hat{v}_t(t) \cos(kx' - \omega_{kn} t) \quad (4.22)$$

Avec :  $\hat{v}_t(t) = -\hat{w}(t) b k \omega_{kn}$

Etant donné que le contact mécanique entre le stator et le rotor a lieu sur chaque crête de l'onde progressive, il est évident qu'il sera avantageux d'étudier ce phénomène par rapport à un référentiel lié à ce point en mouvement. On va donc passer du référentiel fixe lié au stator ( $x'$ ) au référentiel tournant à la même vitesse que l'onde ( $x$ ) (cf. figure 4.6). Le passage entre ces deux référentiels s'effectue grâce à l'équation 4.23.

$$x = x' - \frac{\Omega kn}{k} t \quad (4.23)$$

En remplaçant 4.23 dans 4.13 et 4.22 on obtient respectivement l'amplitude de déformation de l'onde et la vitesse tangentielle des points à la surface du stator, exprimées dans le référentiel tournant à la vitesse de l'onde progressive. On obtient :

$$w(x,t) = \hat{w}(t) \cos kx \quad (4.24)$$

$$v_t(x,t) = \hat{v}_t(t) \cos kx \quad (4.25)$$

La figure 4.6 montre le schéma du mécanisme de contact entre le stator et le rotor pour une crête de l'onde progressive. Le rotor est modélisé avec un substrat élastique (épaisseur élastique) de rigidité équivalente  $K_e$ .

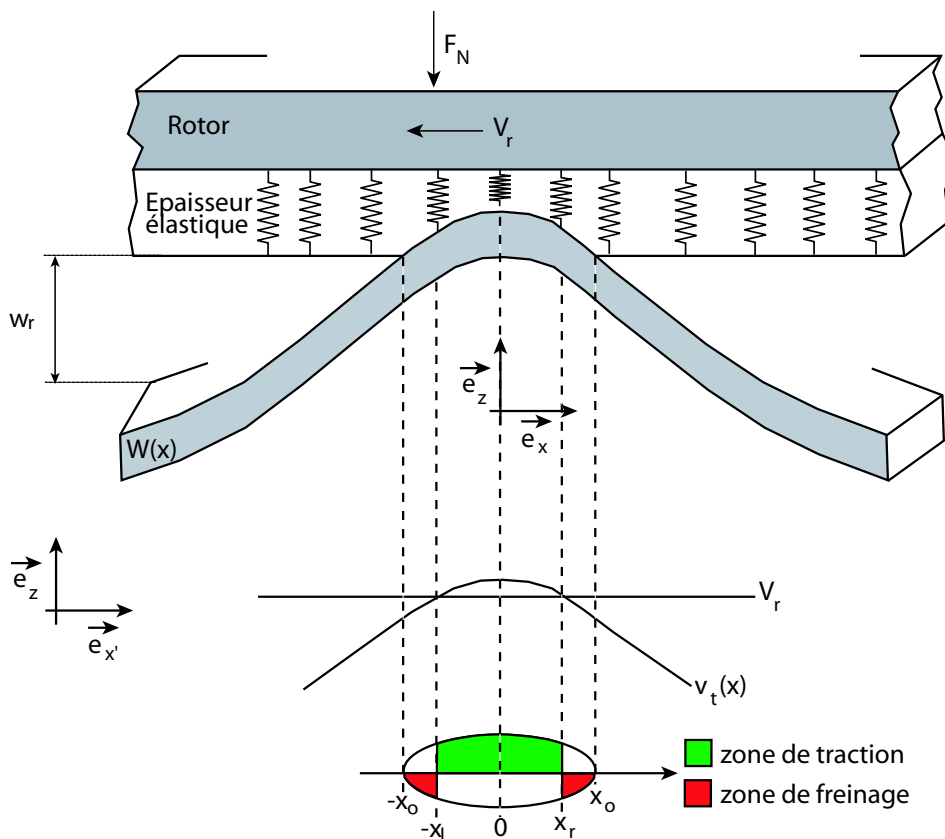


FIG. 4.6 – Schéma du contact mécanique stator/rotor

$x_o$  est la demi-largeur de la zone de contact,  $x_l$  et  $x_r$  sont les points à la surface du stator où la vitesse tangentielle  $v_t$  est la même que celle du rotor  $V_r$ . Ces points particuliers nous permettent, selon le schéma de la figure 4.6, de localiser les zones de traction et celles de freinage. Le déplacement du rotor  $w_r$  par rapport à la base du stator et la connaissance de l'amplitude de déformation de l'onde nous permettent de déterminer la largeur de la zone de contact avec l'équation 4.26.

$$x_o(t) = \frac{1}{k} \arccos \frac{w_r(t) - \hat{w}(t)}{\hat{w}(t)} \quad (4.26)$$

Par analogie on peut calculer les points  $x_l$  et  $x_r$  en égalant l'équation 4.25, donnant la vitesse tangentielle, à la vitesse  $V_r$  du rotor ; on obtient :

$$x_{l,r}(t) = \frac{1}{k} \arccos \frac{V_r(t)}{\hat{v}_t(t)} \quad (4.27)$$

Le long de la zone de contact ( $-x_o \leq x \leq x_o$ ), la contraction de l'épaisseur élastique  $\Delta w$  est donnée par l'équation 4.28.

$$\Delta w(x, t) = \hat{w}(t) (\cos kx - \cos kx_o(t)) \quad (4.28)$$

La force verticale par unité de longueur  $F_v(x, t)$  agissant dans la zone de contact est aisément déduite en connaissant la rigidité équivalente  $K_e$  de l'épaisseur élastique. On trouve :

$$F_v(x, t) = K_e \hat{w}(t) (\cos kx - \cos kx_o(t)) \quad (4.29)$$

En appliquant la loi du frottement à l'équation 4.29 on obtient la force de traction par unité de longueur  $\tau(x, t)$ . La fonction signe (*sgn*), appliquée au champ des vitesses de glissement  $v_t(x, t) - V_r(t)$ , nous permet de déterminer les zones de traction et celles de freinage selon le schéma de contact stator/rotor représenté à la figure 4.6. Avec  $\mu_d$  le coefficient de frottement dynamique entre stator et rotor, on obtient :

$$\tau(x, t) = \text{sgn}(v_t(x, t) - V_r(t)) \mu_d F_v(x, t) \quad (4.30)$$

Des études tribologiques réalisées dans [44] ont montré que le coefficient de frottement dépend de la vitesse de glissement entre les deux surfaces en contact. Néanmoins, sans perte de généralité, nous pouvons supposer ce coefficient comme étant constant. La force de traction  $F_t$  associée à une crête de l'onde progressive est obtenue à l'aide de 4.31 en intégrant l'équation 4.30 le long de la zone de contact.

$$F_t(t) = \int_{-x_o}^{x_o} \tau(x, t) dx \quad (4.31)$$

A partir de l'équation 4.31, il est maintenant facile de déduire le couple du moteur  $M$  en connaissant le nombre de crêtes d'onde  $N$  dans l'anneau statorique et le rayon moyen  $R_{moy}$  de ce dernier. On a :

$$M(t) = NR_{moy}F_t(t) \quad (4.32)$$

Le calcul explicite de l'intégrale 4.31 se fait en analysant tous les cas de contact possibles définis par les points  $x_o$ ,  $x_l$  et  $x_r$ . On peut ainsi localiser les zones de freinage et de traction en fonction de leur position. On distingue alors les cas de contact suivants :

**cas 1 :**  $|x_l| \leq x_o$  et  $|x_r| \leq x_o$

On obtient deux zones de freinage intercalées par une de traction.

$$F_t(t) = \frac{2\hat{w}(t)\mu_d K_e}{k} (\phi_r(x_r) + \phi_r(x_l) - \phi_r(x_o)) \quad (4.33)$$

**cas 2 :**  $|x_l| > x_o$  et  $|x_r| \leq x_o$

On a une zone de freinage et une zone de traction.

$$F_t(t) = \frac{2\hat{w}(t)\mu_d K_e}{k} \phi_r(x_r) \quad (4.34)$$

**cas 3 :**  $|x_l| \leq x_o$  et  $|x_r| > x_o$

Même cas, mais opposé par rapport à 4.34.

$$F_t(t) = \frac{2\hat{w}(t)\mu_d K_e}{k} \phi_r(x_l) \quad (4.35)$$

**cas 4 :**  $|x_l| > x_o$  et  $|x_r| > x_o$

Ici on a de la traction sur toute la zone de contact.

$$F_t(t) = \frac{2\hat{w}(t)\mu_d K_e}{k} \phi_r(x_o) \quad (4.36)$$

**cas 5 :**  $|V_r| > |\hat{v}_t|$ ,  $x_l$  et  $x_r$  n'existent pas

Dans ce cas il y a seulement un effet de freinage.

$$F_t(t) = -\frac{2\hat{w}(t)\mu_d K_e}{k} \phi_r(x_o) \quad (4.37)$$

Avec :

$$\phi_r(x) = k \int (\cos kx - \cos kx_o) dx = \sin kx - kx \cos kx_o$$

## 4.4 Modélisation de la dynamique du rotor

Selon le schéma de la figure 4.1, on considère deux degrés de liberté pour le rotor, rotation ( $\omega_r$ ) et translation dans la direction de l'axe du moteur ( $w_r$ ). En appliquant les lois de la dynamique de Newton, on aboutit aux équations 4.38 et 4.39, qui décrivent le comportement du rotor par rapport à ses propres degrés de liberté.

$$J \dot{\omega}_r = M - M_c \quad (4.38)$$

$$m_r \dot{w}_r = F_z - F_N - d_z \dot{w}_r \quad (4.39)$$

Avec :

- $m_r$  Masse du rotor ;
- $J$  Inertie du rotor ;
- $\omega_r$  Vitesse angulaire du rotor ;
- $M_c$  Couple de charge ;
- $F_N$  Force de précontrainte ;
- $F_z$  Force de réaction axiale due à la contraction de l'épaisseur élastique ;
- $d_z$  Coefficient d'amortissement dans la direction axiale ;

La force de réaction dans la direction axiale  $F_z$ , due à la contraction de l'épaisseur élastique, se calcule en intégrant l'équation 4.29, donnant la force axiale par unité de longueur  $F_v(x, t)$ , tout au long de la zone de contact ; nous obtenons :

$$F_z(t) = N \int_{-x_o}^{x_o} F_v(x, t) dx \quad (4.40)$$

### 4.4.1 Calcul des forces de réaction modales

La contraction de l'épaisseur élastique due à la force de précontrainte provoque par la troisième loi de Newton d'action et réaction une force qui aura tendance à réduire l'amplitude de l'onde progressive du stator. L'effet de cette force est pris en compte en rajoutant les forces de réaction modales  $F_{c1}$  et  $F_{c2}$  dans les équations 4.17 et 4.18 décrivant la dynamique de déformation des deux ondes stationnaires. Comme l'onde progressive résulte de la superposition de deux modes de vibrations en quadrature de

phase spatiale,  $F_{c1}$  et  $F_{c2}$  sont calculées en utilisant le vecteur  $\Phi_{\mathbf{x}'}^T = (\sin kx' \cos kx')$  qui nous permet de décomposer l'effet de la force globale sur les deux modes de vibrations séparément, selon l'équation 4.41.

$$\begin{pmatrix} F_{c1} \\ F_{c2} \end{pmatrix} = \Phi_{\mathbf{x}'} N \int_{-x_0}^{x_0} F_v(x, t) dx \quad (4.41)$$

En résolvant l'intégrale 4.41 on obtient pour  $F_{c1}$  et  $F_{c2}$  :

$$F_{c1}(t) = \frac{NK_e w_1(t)}{k} \left( kx_o - \frac{1}{2} \sin 2kx_o \right) \quad (4.42)$$

$$F_{c2}(t) = \frac{NK_e w_2(t)}{k} \left( kx_o - \frac{1}{2} \sin 2kx_o \right) \quad (4.43)$$

## 4.5 Récapitulation

Cette section résume les développements effectués dans ce chapitre en récapitulant les équations fondamentales qui nous ont permis de construire un modèle de simulation pour le moteur piézoélectrique à onde progressive dans l'environnement MATLAB/Simulink.

### 4.5.1 Alimentation

Les équations 4.1, 4.2 et 4.4 décrivent le comportement du circuit d'alimentation couplé avec les deux secteurs de céramiques piézoélectriques associés à chaque phase, dont le comportement électrique est modélisé à l'aide de la capacité  $C_p$ .

$$L_m \frac{di_m}{dt} = U_p' - (i_m + i_{Ls}) R_1$$

$$L_s \frac{di_{Ls}}{dt} = U_p' - i_m R_1 - (R_1 + R_2) i_{Ls} - U_{Cp}$$

$$C_p \frac{dU_{Cp}}{dt} = i_{Ls} - \frac{U_{Cp}}{R_p} - \frac{dq_{mec}}{dt}$$

### 4.5.2 Dynamique de déformation du stator

L'amplitude  $w_1(t)$  et  $w_2(t)$  des deux ondes stationnaires est obtenue grâce aux équations 4.17 et 4.18.

$$m_s \ddot{w}_1(t) = A_{em} U_{Cp1} - d_s \dot{w}_1(t) - c_s w_1(t) - F_{c1}(t)$$

$$m_s \ddot{w}_2(t) = A_{em} U_{Cp2} - d_s \dot{w}_2(t) - c_s w_2(t) - F_{c2}(t)$$

L'effet de la déformation du stator sur le circuit d'alimentation est modélisé à l'aide des équations 4.19 et 4.20.

$$q_{mec1}(t) = A_{me} w_1(t)$$

$$q_{mec2}(t) = A_{me} w_2(t)$$

### 4.5.3 Zone de contact entre le stator et le rotor

La largeur de la zone de contact  $x_o$  et les points  $x_{l,r}$ , où la vitesse tangentielle des points à la surface du stator est la même que la vitesse périphérique du rotor, sont définis respectivement à l'aide des équations 4.26 et 4.27. On rappelle que ces points nous permettent de distinguer les zones de freinage des zones de traction.

$$x_o(t) = \frac{1}{k} \arccos \frac{w_r(t) - \hat{w}(t)}{\hat{w}(t)}$$

$$x_{l,r}(t) = \frac{1}{k} \arccos \frac{V_r(t)}{\hat{v}_t(t)}$$

Les relations 4.30 et 4.31 nous donnent la force de traction par unité de longueur  $\tau(x, t)$  et la force de traction totale  $F_t$ ; le couple moteur  $M$  est ensuite obtenu avec l'équation 4.32.

$$\tau(x, t) = \text{sgn}(v_t(x, t) - V_r(t)) \mu_d F_v(x, t)$$

$$F_t(t) = \int_{-x_o}^{x_o} \tau(x, t) dx$$

$$M(t) = N R_{moy} F_t(t)$$

### 4.5.4 Dynamique du rotor

Le comportement du rotor par rapport à ces deux degrés de liberté, en rotation et en translation selon l'axe du moteur, est décrit respectivement à l'aide des équations 4.38 et 4.39.

$$J \dot{\omega}_r = M - M_c$$

$$m_r \ddot{w}_r = F_z - F_N - d_z \dot{w}_r$$

Avec la force de réaction axiale  $F_z$ , due à la contraction de l'épaisseur élastique, donné par 4.40.

$$F_z(t) = N \int_{x_o}^{-x_o} F_v(x, t) dx$$

L'effet de la force de précontrainte sur les deux ondes stationnaires est modélisé avec les forces  $F_{c1}$  et  $F_{c2}$  données par 4.42 et 4.43.

$$F_{c1}(t) = \frac{NK_e w_1(t)}{k} \left( kx_o - \frac{1}{2} \sin 2kx_o \right)$$

$$F_{c2}(t) = \frac{NK_e w_2(t)}{k} \left( kx_o - \frac{1}{2} \sin 2kx_o \right)$$

## 4.6 Conclusion

Un modèle analytique du moteur piézoélectrique à onde progressive (type SHINSEI USR60) a été développé. La diversité et la complexité des phénomènes physiques mis en jeu a conduit dans un premier temps à une subdivision du fonctionnement de l'actionneur en trois parties essentielles selon le schéma de la figure 4.7.

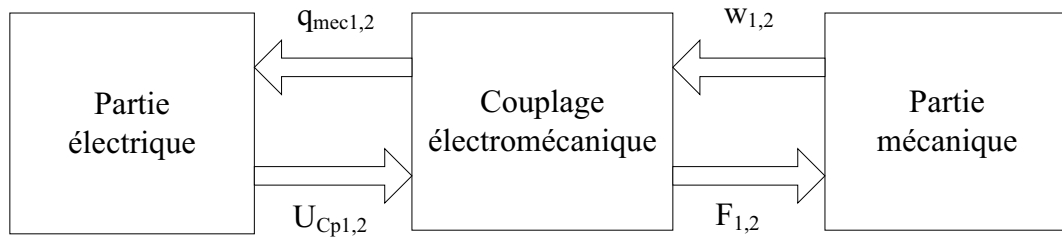


FIG. 4.7 – Principe de la conversion d'énergie dans un moteur piézoélectrique

La partie électrique est composée du circuit d'alimentation du moteur. La structure choisie, représentée dans le schéma électrique de la figure 4.2, nous permet de piloter indépendamment les trois variables de commande du moteur (fréquence, déphasage et amplitude des deux tension de phase).

La déformation du stator et le mécanisme de contact entre ce dernier et le rotor, responsable de la création du couple moteur, constituent la partie mécanique de notre système. Un équivalent mécanique de deuxième ordre (cf. figure 4.5) a été utilisé pour décrire les déformations des deux ondes stationnaires. Ensuite, le phénomène de contact entre le stator et le rotor a été modélisé sur la base du schéma donné à la figure 4.6.

L'interaction entre la partie électrique et la partie mécanique (couplage électromécanique) est réalisée par effet piézoélectrique. L'action de l'alimentation sur le système mécanique a été modélisée par l'introduction d'un facteur de force  $A_{em}$  entre les tensions de phase appliquées aux céramiques et les forces  $F_{1,2}$  qui permettent d'induire les deux ondes stationnaires dans l'anneau du stator. Sur le même principe on modélise la réaction due à la déformation du stator sur le circuit d'alimentation par l'introduction d'un facteur de réaction  $A_{me}$  liant l'amplitude des déformations  $w_{1,2}$  et la charge électrique  $q_{mec1,2}$  accumulées dans les céramiques associées à chaque phase du moteur.

Enfin, les équations décrivant le comportement de ces trois différentes parties, résumées dans la section précédente, nous permettent de simuler dans l'environnement MATLAB/Simulink les caractéristiques du moteur. Le chapitre suivant nous permettra, à travers la comparaison entre les résultats obtenus en simulation et ceux obtenus expérimentalement, de vérifier la validité du modèle analytique développé.



## Chapitre 5

# VALIDATION DU MODELE ANALYTIQUE

L'objectif de ce chapitre est de vérifier la validité de l'approche choisie dans le développement du modèle analytique appliqué au moteur piézoélectrique à onde progressive. L'analyse et la comparaison des caractéristiques de fonctionnement obtenues en simulation avec celles mesurées nous permettra de juger de l'efficacité et la qualité des simulations effectuées. Avant cela, la première partie du chapitre sera dédiée à la description du banc de test employé et à l'identification des paramètres du modèle analytique. Le type de moteur utilisé est le SHINSEI USR60 dont les caractéristiques techniques sont données à l'annexe A.

### 5.1 Présentation de la plate-forme d'essai

La conception modulaire du système de mesure doit permettre de tester des moteurs possédant typiquement de forts couples (quelques  $Nm$ ) à basse vitesse ( $< 200 [t/min]$ ), avec une puissance mécanique maximale inférieure à quelques dizaines de Watt. Le diagramme du dispositif réalisé est proposé à la figure 5.1. Indépendamment des aspects matériels, le banc d'essai intègre une infrastructure logicielle permettant de piloter la commande, le contrôle et l'acquisition de données.

#### 5.1.1 Système mécanique

Il est composé par le moteur SHINSEI USR60 (annexe A), couplé avec un frein dynamométrique à hystérésis type HD505-8-NA de Magtrol. Ce frein développe un couple indépendamment de la vitesse de rotation, ce qui permet de mesurer les caractéristiques du moteur de sa marche à vide jusqu'au blocage du rotor. Le logiciel de test de moteurs M-Test et le contrôleur programmable DSP6001 permettent de gérer la commande et l'acquisition des données. Le frein est piloté soit en couple soit en vitesse, permettant ainsi d'imposer le point de fonctionnement du moteur en essai. Plus d'informations sur le frein, le contrôleur et le logiciel se trouvent dans l'annexe B.

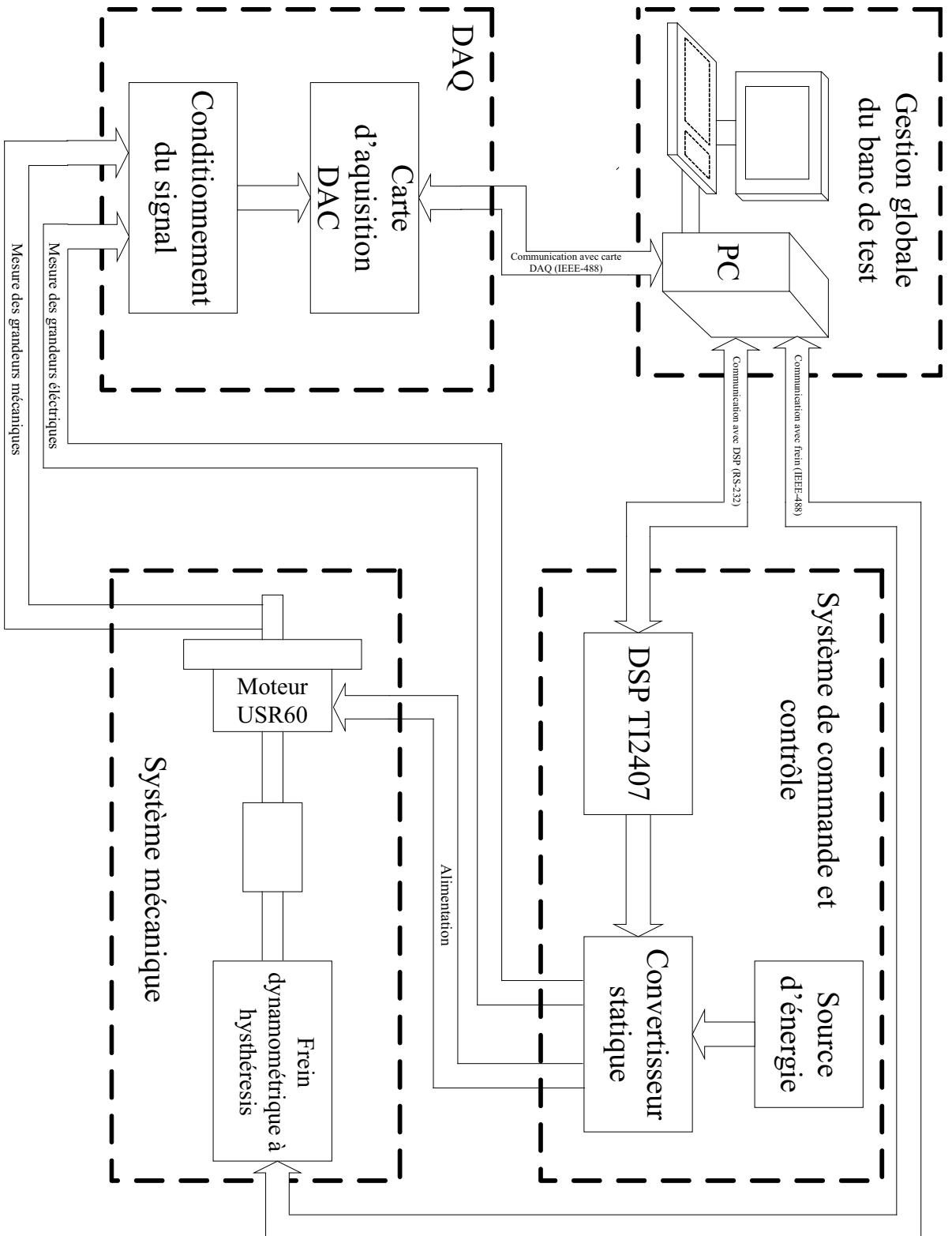


FIG. 5.1 – Schéma de principe de la plateforme d'essai

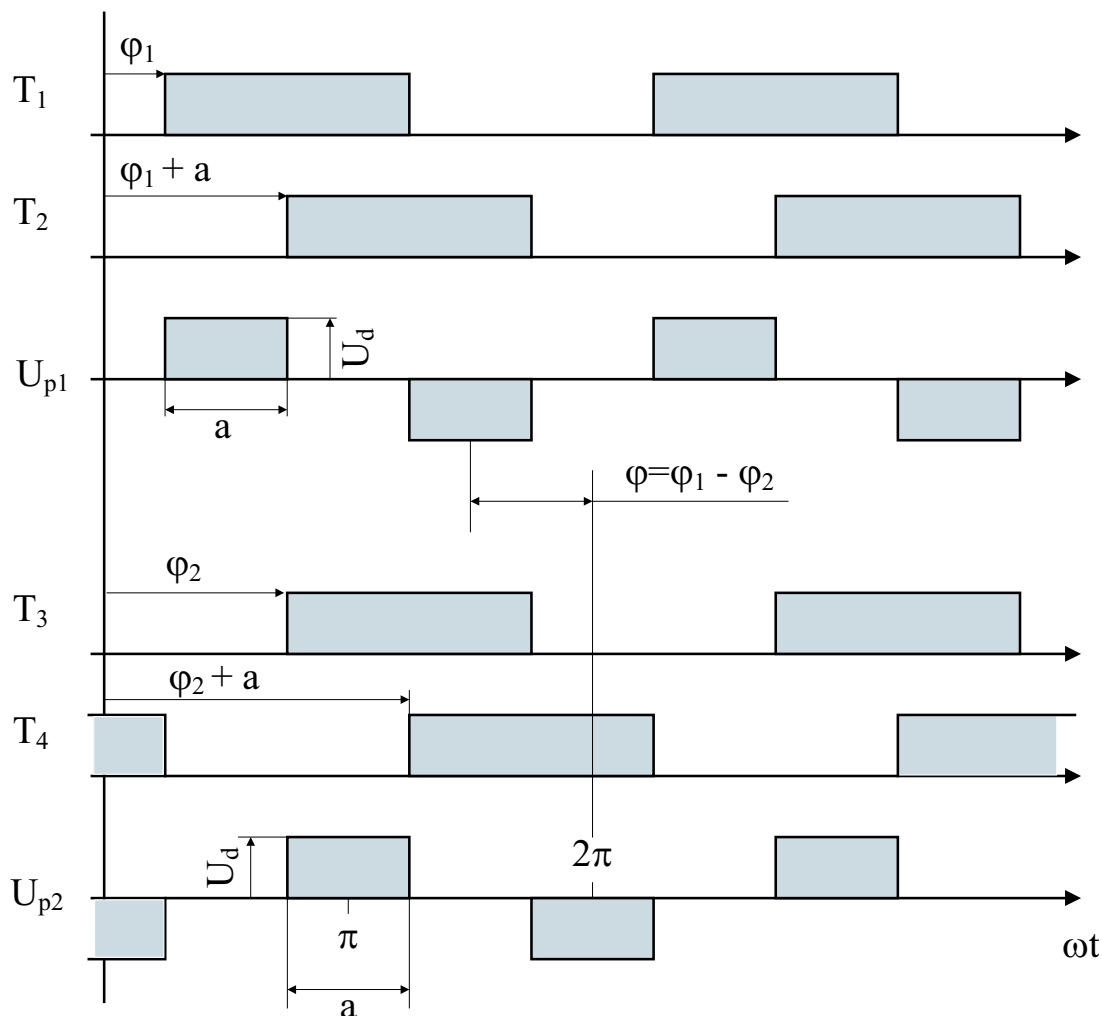


FIG. 5.2 – Tensions de phases primaires  $U_{p1,2}$  générées par le convertisseur statique en accord avec les paramètres de commande  $\varphi$ ,  $f$  et  $a$ .

### 5.1.2 Système de commande et contrôle

Le schéma du circuit de puissance utilisé pour l'alimentation est donné à la figure 4.2. La forme des tensions  $U_{p1,2}$  générées par le convertisseur statique qui sont appliquées au primaire du transformateur est représentée à la figure 5.2. Les paramètres de commande  $\varphi$ ,  $f$  et  $a$  permettent de varier respectivement le déphasage temporel, la fréquence et l'amplitude des deux phases alimentant le moteur. La séquence de commande correspondante appliquée aux transistors est donnée par  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$ . Les transformateurs permettent ensuite d'élever les tensions de phase au niveau requis par le fabricant du moteur (environ une centaine de Volts). On souhaite idéalement une tension sinusoïdale aux bornes du moteur : pour cette raison nous introduisons à la sortie du transformateur une self  $L_s$ . La combinaison de celle-ci avec l'effet capacitif des céramiques piézoélectriques associé à chaque phase permet de réaliser un filtre passe-bas qui permettra de couper les hautes fréquences introduites par les commutations des transistors. Une carte de commande, basée sur un microprocesseur DSP2407 de Texas Instruments [45], a été réalisée pour piloter le convertisseur statique. Le software de commande et contrôle, dont nous donnons la structure générale à l'annexe D, est exécuté en temps réel par le DSP et autorise les modes de fonctionnement en boucle ouverte et fermée. L'utilisateur interagit avec le système de contrôle via l'ordinateur principal par l'intermédiaire d'une interface de type hyperterminal qui permet de communiquer (ligne sérielle RS-232) les informations (mode de fonctionnement) au DSP.

### 5.1.3 Acquisition de données

Le système d'acquisition de données est réalisé avec la carte NI PCI-6052E de National Instruments (voir annexe C). La carte d'acquisition est gérée à travers le logiciel LabVIEW. Ceci nous permet entre autres d'enregistrer et visualiser sous forme graphique les grandeurs mesurées. Les grandeurs mécaniques et électriques mesurées par le système d'acquisition sont énumérées ci-dessous :

- $M$  Couple du moteur ;
- $n$  Vitesse de rotation ;
- $\Theta$  Position angulaire ;
- $U_{Cp1,2}$  Tensions de phase aux bornes du moteur ;
- $I_{Ls1,2}$  Courants de phase absorbés par le moteur ;
- $I_{tot}$  Courant total absorbé par la source de tension principale  $U_d$  ;

### 5.1.4 Gestion de la plateforme d'essai

L'utilisateur peut déterminer à partir de l'ordinateur principal, via les logiciels d'interfaçage M-test (frein), Hyperterminal (DSP) et LabVIEW (Acquisition de données), les différents modes de fonctionnement du banc d'essai.

## 5.2 Identification des paramètres du modèle analytique

### 5.2.1 Identification des paramètres liés au stator

On rappelle tout d'abord les équations 4.17 et 4.18 décrivant l'amplitude de déformation des deux ondes stationnaires, nous avons :

$$\begin{aligned} m_s \ddot{w}_1(t) &= A_{em} U_{Cp1} - d_s \dot{w}_1(t) - c_s w_1(t) + F_{c1}(t) \\ m_s \ddot{w}_2(t) &= A_{em} U_{Cp2} - d_s \dot{w}_2(t) - c_s w_2(t) + F_{c2}(t) \end{aligned}$$

Comme on veut identifier les paramètres liés au stator, l'effet des forces de réaction modales  $F_{c1,2}$  n'est pas considéré. En passant dans le domaine de Laplace on obtient la fonction de transfert 5.1.

$$W_{1,2}(s) = \frac{A_{em}}{m_s s^2 + d_s s + c_s} U_{Cp1,2}(s) \quad (5.1)$$

Il s'agit maintenant d'identifier les paramètres  $m_s$ ,  $A_{em}$ ,  $d_s$ ,  $c_s$ , représentant respectivement la masse, le facteur de force, l'amortissement et la rigidité du stator, par rapport au cas spécifique du moteur SHINSEI USR60. La caractéristique de l'amplitude de déformation de l'onde progressive en fonction de la fréquence d'alimentation (figure 5.3) nous permet d'identifier la fréquence de résonance du stator. Les mesures ont été effectuées avec une tension aux bornes du moteur de  $U_{Cp} = 100[V]$ . Nous négligeons l'effet de dérive de la fréquence de résonance due aux variations de température, en admettant des conditions de travail en régime thermique établi. On peut remarquer la présence d'un cycle d'hystérèse lorsque les fréquences sont balayées en sens croissant ou décroissant.

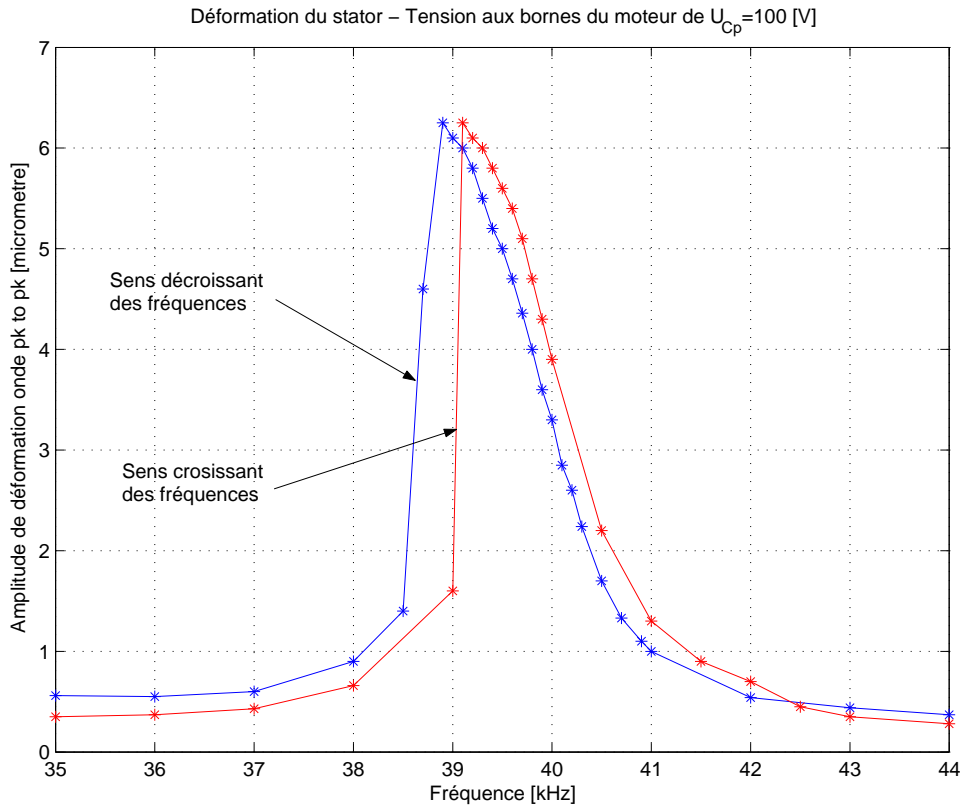


FIG. 5.3 – Amplitude de déformation de l'onde progressive en fonction de la fréquence d'alimentation

En connaissant la masse du stator et la fréquence de résonance du système mécanique (environ  $f_0 = 39$  [kHz] selon graphique figure 5.3) on peut, grâce à l'équation 5.2, déduire la rigidité  $c_s$ .

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c_s}{m_s}} \quad (5.2)$$

Le coefficient d'amortissement  $d_s$  permet de fixer la vitesse à laquelle le système s'amortit pour atteindre le régime permanent. On estime ce paramètre en comparant la réponse indicielle simulée et mesurée. On peut voir à la figure 5.4 que, avec  $d_s = 477$  [Ns/m], la simulation se rapproche de manière satisfaisante de la réalité.

La réponse fréquentielle de la fonction de transfert 5.1 est déterminée en remplaçant la variable de Laplace  $s$  par la variable complexe  $j\omega$ . En calculant le module de cette dernière (équation 5.3) pour une pulsation électrique  $\omega$  prise autour du pic de résonance et en l'identifiant pour cette même fréquence au module mesuré (cf. figure 5.3), nous pouvons déterminer le facteur de force  $A_{em}$  des céramiques piézoélectriques associé à une phase.

$$\left| \frac{W_{1,2}(j\omega)}{U_{Cp1,2}(j\omega)} \right| = \left| \frac{A_{em}}{m_s (j\omega)^2 + d_s j\omega + c_s} \right| \quad (5.3)$$

Il est donc maintenant possible de déterminer le facteur de réaction  $A_{me}$  du sous-système mécanique (déformation du stator) sur le sous-système électrique (circuit d'alimentation), en remplaçant dans l'équation 4.21 les valeurs numériques de la rigidité  $c_s$ , du facteur de force  $A_{em}$  et de la capacité  $C_p$  des céramiques piézoélectriques.

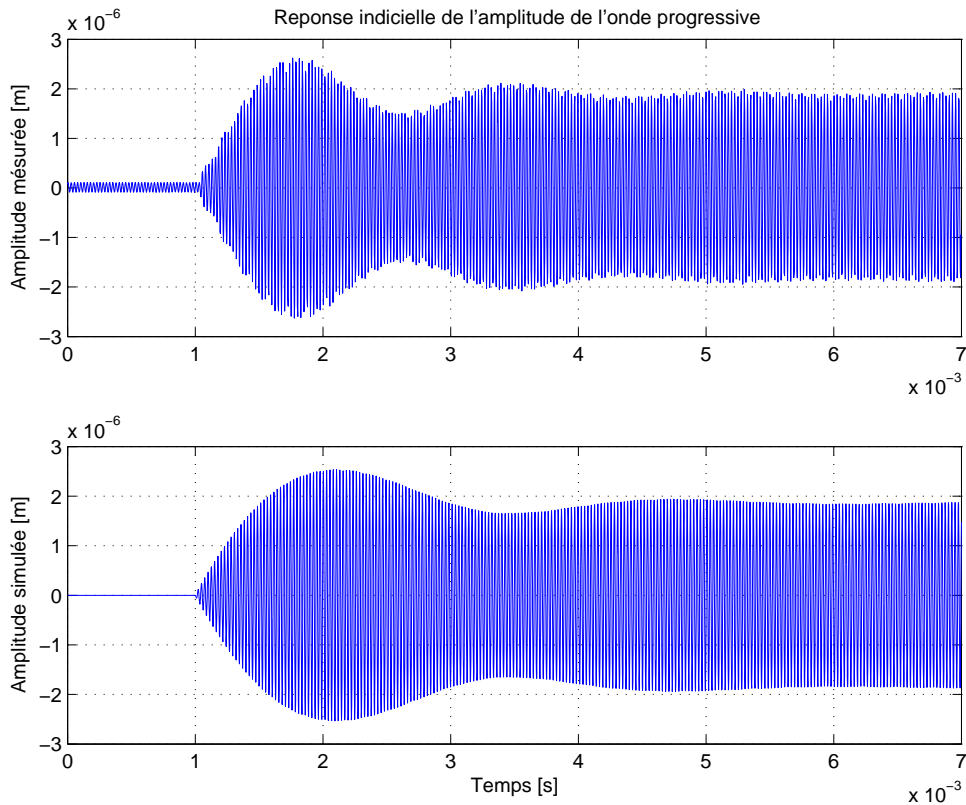


FIG. 5.4 – Réponse indicielle simulée et mesurée de l'amplitude de l'onde progressive pour l'estimation du coefficient d'amortissement  $d_s$

## 5.2.2 Identification des paramètres du rotor

Le fabricant du moteur nous fournit la valeur de l'effort de précontrainte  $F_N$  et la masse du rotor  $m_r$ . L'inertie  $J$  est ensuite déduite facilement en sachant que le rotor est réalisé en aluminium et en connaissant ses dimensions. Malheureusement la procédure d'identification pour la rigidité équivalente du rotor  $K_e$  et celle du coefficient d'amortissement  $d_z$  du mouvement dans la direction axiale, s'avèrent plus laborieuses. La rigidité est déterminante pour l'amplitude  $\Delta w(x, t)$  de la contraction élastique du rotor le long de la zone de contact. En effet plus le rotor est mou plus la contraction de ce dernier sera importante pour équilibrer la charge axiale  $F_N$ . L'équilibre statique du rotor dans la direction axiale est obtenu en égalant la force de réaction  $F_z$  due à la contraction du rotor, avec la force de précontrainte  $F_N$ . Avec les équations 4.29 et 4.40 on obtient l'équation de l'équilibre 5.4.

$$F_N = N K_e \hat{w} \int_{-x_o}^{x_o} (\cos kx - \cos kx_o) dx \quad (5.4)$$

Le coefficient de rigidité  $K_e$  est obtenu grâce à l'équation 5.5, déduite directement de 5.4

$$K_e = \frac{F_N}{N \hat{w} \int_{-x_o}^{x_o} (\cos kx - \cos kx_o) dx} \quad (5.5)$$

Pour que l'application numérique de l'équation 5.5 puisse s'effectuer, il faut connaître dans un cas de fonctionnement spécifié, l'amplitude de déformation de l'onde  $\hat{w}$  et la demi-largeur de la zone de contact  $x_o$ . Nous choisissons arbitrairement de travailler en marche à vide ( $M_c = 0$ ) et à la fréquence  $f_0$  de

résonance. Ceci nous permettra de déduire directement à partir du graphique de la figure 5.3 l'amplitude de crête  $\hat{w}$  de l'onde. La mesure de la caractéristique vitesse-fréquence, reportée à la figure 5.16, nous permet de connaître la vitesse périphérique  $V_r$  du moteur. On peut maintenant calculer les points  $x_{l,r}$ , où la vitesse tangentielle  $v_t$  des points à la surface du stator est égale à celle du rotor  $V_r$ , avec la relation 4.27. Le fait que le moteur fonctionne en marche à vide implique que le couple généré, en régime stationnaire établi, soit égal à zéro. Cette condition est vérifiée lorsque l'équation 5.6, exprimant la force de traction totale le long de la zone de contact associée à une crête de l'onde, déduite du schéma de la figure 4.6, est satisfaite.

$$\int_{-x_o}^{x_l} \tau(x) dx + \int_{x_l}^{x_r} \tau(x) dx + \int_{x_r}^{x_o} \tau(x) dx = 0 \quad (5.6)$$

Avec  $\tau(x)$  la force de traction par unité de longueur définie par l'équation 4.30. En résolvant 5.6 par rapport à  $x_o$  et en remplaçant ensuite dans 5.5 on obtient finalement la rigidité équivalente du rotor  $K_e$ . Étant donné que l'on ne peut pas mesurer directement le déplacement vertical du rotor, il est très difficile d'estimer correctement le coefficient d'amortissement  $d_z$ . On admet donc que le régime transitoire s'amortit avec une constante de temps du même ordre de grandeur que celle de l'amplitude de déformation de l'onde (voir figure 5.4), ce qui nous permet d'identifier indirectement la valeur de  $d_z$ . La figure 5.5 montre la simulation de la réponse indicielle du déplacement vertical  $w_r$ . Pour que le rotor "décolle", la tension  $U_{Cp}$  aux bornes du moteur doit être suffisamment élevée pour générer une force (par effet piézo-électrique indirect) capable de vaincre la charge axiale  $F_N$  imposée par le ressort de précontrainte ; c'est pour cette raison que nous obtenons un déplacement vertical du rotor nul pendant les premiers instants de la simulation.

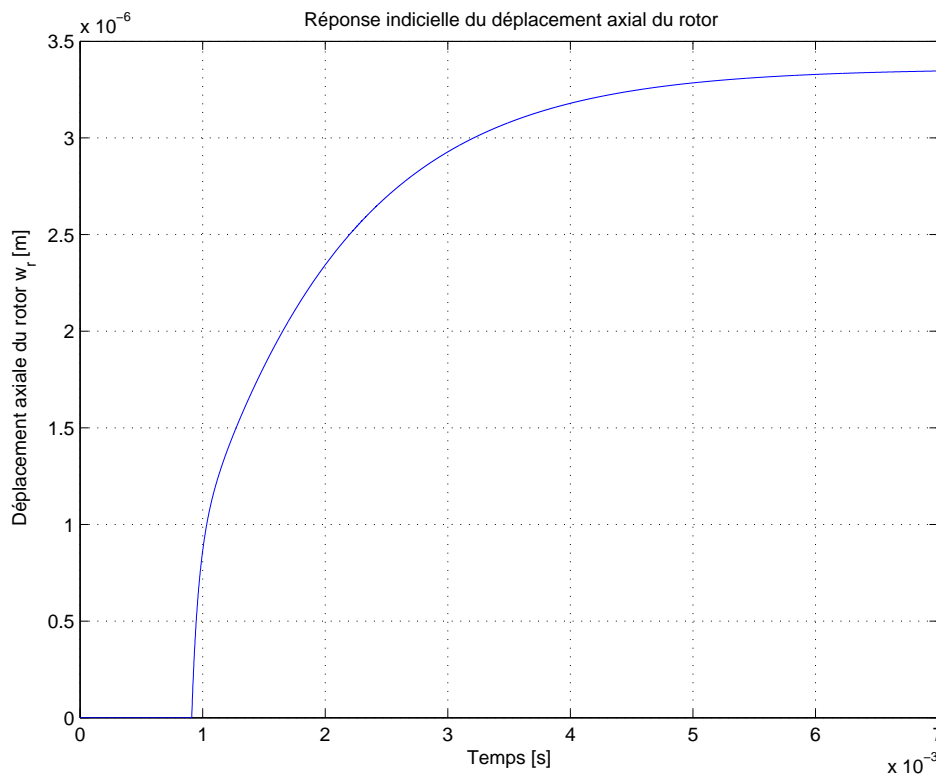


FIG. 5.5 – Réponse indicielle simulée du déplacement axial du rotor

### 5.2.3 Tableau récapitulatif

Tous les paramètres du moteur donnés par le fabricant ou obtenus par identification sont résumés dans le Tableau 5.1. Nous remarquons qu'en première approximation nous avons considéré le coefficient de frottement constant selon l'hypothèse formulée au chapitre précédent. De plus, Tiang et Saka [46] ont démontré que l'application de sollicitations mécaniques externes, dans la direction circonférentielle de l'interface stator-rotor (couple de charge), ne perturbe pas la symétrie de la géométrie du contact (figure 4.6) lorsque le coefficient de friction à l'interface est inférieur ou égal à 0.3 (valeur typiquement supérieure à celles observées aux interfaces des moteurs à ultrasons [44]). Un autre paramètre d'importance fondamentale est la force de précontrainte  $F_N$ . Les mesures des caractéristiques de la vitesse  $n$ , de la puissance mécanique à l'arbre  $P_{mec}$  et du rendement du moteur  $\eta_{mot}$  en fonction de ce même paramètre sont reportés respectivement aux figures 5.6, 5.7 et 5.8. L'analyse de ces caractéristiques montre clairement que si la force dépasse une certaine valeur limite, les performances du moteur chutent. Ceci nous permet de justifier la valeur  $F_N = 280[N]$  donnée par le constructeur.

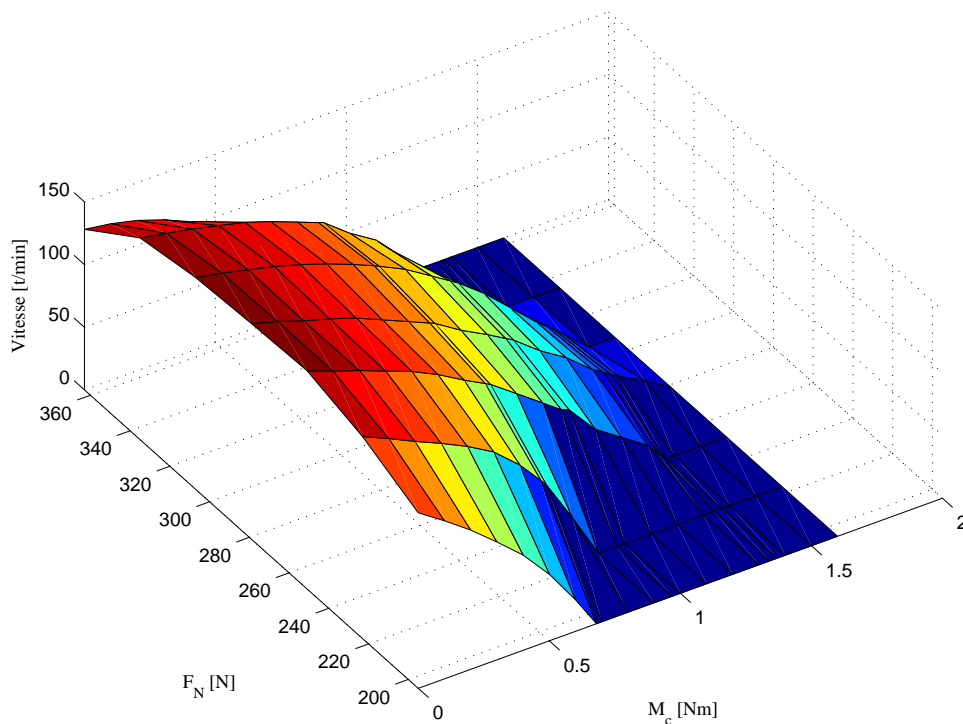


FIG. 5.6 – Mesure de la vitesse  $n$  en fonction du couple de charge  $M_c$  pour différentes valeurs de la force de précontrainte  $F_N$



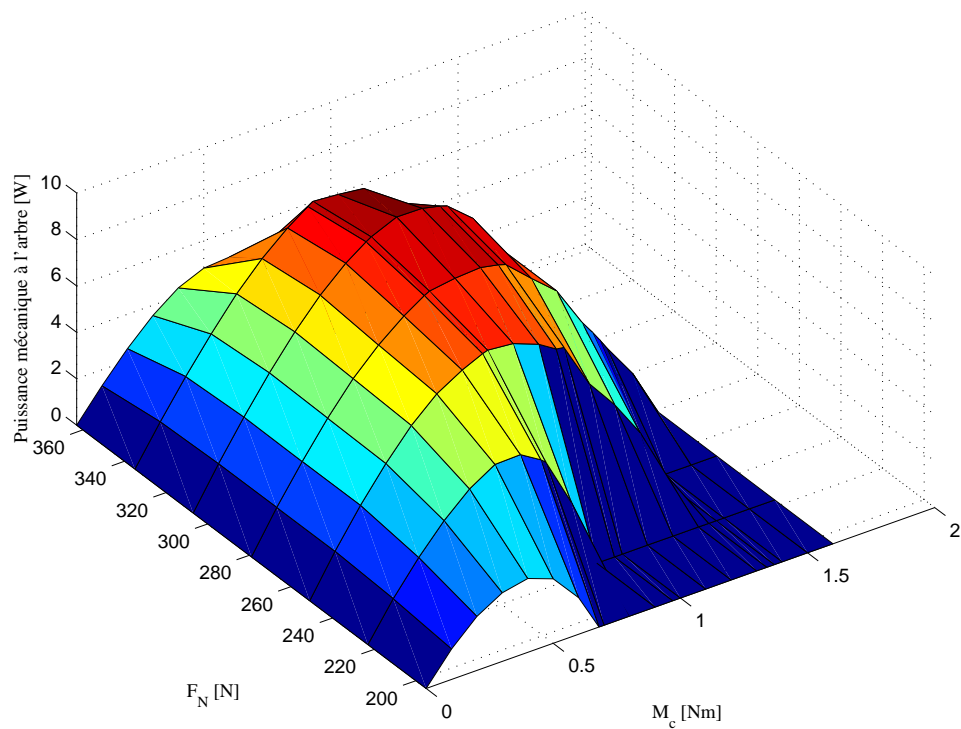


FIG. 5.7 – Mesure de la puissance mécanique à l'arbre  $P_{mec}$  en fonction du couple de charge  $M_c$  pour différentes valeurs de la force de précontrainte  $F_N$

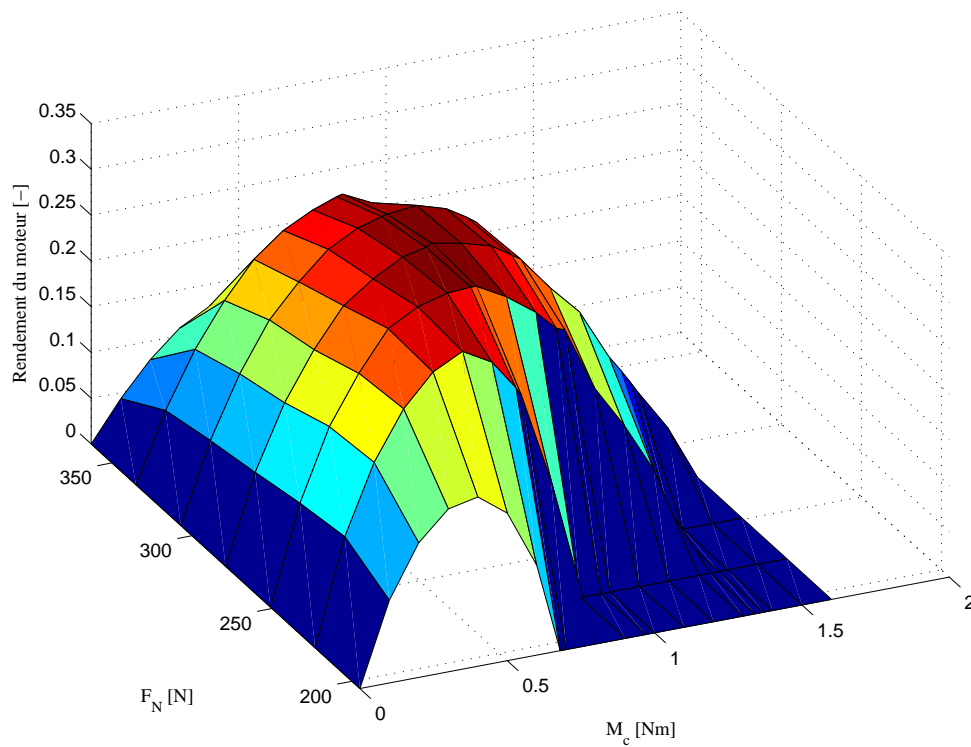


FIG. 5.8 – Mesure du rendement du moteur  $\eta_{mot}$  en fonction du couple de charge  $M_c$  pour différentes valeurs de la force de précontrainte  $F_N$

Paramètre	Description	Valeur numérique	Dimension
$C_p$	Capacité équivalente des céramiques piézoélectriques associées à une phase	10	$[nF]$
$m_s$	Masse du stator	0.1	$[Kg]$
$A_{em}$	Facteur de force des céramiques	3	$[N/V]$
$A_{me}$	Facteur de réaction entre la déformation du stator et le circuit d'alimentation	20	$[C/m]$
$c_s$	Rigidité équivalente du stator	$60 \cdot 10^8$	$[N/m]$
$d_s$	Coefficient d'amortissement des deux ondes stationnaires dans le stator	477	$[Ns/m]$
$m_r$	Masse du rotor	$30 \cdot 10^{-3}$	$[Kg]$
$d_z$	Coefficient d'amortissement du déplacement axiale du rotor	12000	$[Ns/m]$
$J$	Inertie du rotor	$7.2 \cdot 10^{-6}$	$[Kg m^2]$
$K_e$	Rigidité équivalente du rotor	$1.7 \cdot 10^9$	$[N/m^2]$
$F_N$	Force axiale de précontrainte	280	$[N]$
$R_{moy}$	Rayon moyen de l'anneau du stator	26.75	$[mm]$
$b$	Épaisseur du stator	4	$[mm]$
$N$	Nombre de crêtes de l'onde progressive	9	$[-]$
$\mu_d$	Coefficient de frottement dynamique entre le stator et le rotor	0.3	$[-]$

TAB. 5.1 – Tableau récapitulatif avec la valeur des paramètres du moteur SHINSEI USR60

### 5.3 Mesure et simulation des caractéristiques principales

Le moteur piézoélectrique à onde progressive peut être commandé en variant l'amplitude, la fréquence ou le déphasage des deux phases d'alimentation. La comparaison entre mesures et simulation sera donc effectuée en analysant le comportement du moteur en fonction de ces trois paramètres de commande.

#### 5.3.1 Caractéristique vitesse-tension

Nous commençons par mesurer la vitesse de rotation  $n$  en fonction de l'amplitude de la tension d'alimentation pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$ . Nous effectuons ce test à une fréquence proche de la résonance et à régime thermique établi, avec un déphasage temporel égal à  $\pi/2$ . La modulation d'amplitude des composantes fondamentales des tensions de phase  $U_{Cp1,2}$ , est obtenue en variant le paramètre de commande  $a$  dans l'intervalle  $[0 \leq a[rad] \leq \pi]$ , selon le schéma de la figure 5.2. Les figures 5.9 et 5.10 montrent respectivement la caractéristique mesurée et simulée de la vitesse de rotation en fonction du paramètre de commande  $a$  de l'amplitude de la tension. Nous remarquons qu'il existe une "frontière" dans le plan défini par les axes de l'amplitude  $a$  et du couple de charge  $M_c$ , au-delà de laquelle la vitesse du moteur chute brusquement à zéro, introduisant ainsi une forte discontinuité dans la caractéristique. Ce phénomène se produit lorsque l'amplitude de la tension n'est pas suffisante pour vaincre la charge axiale provoquée par le ressort de précontrainte. L'amplitude de l'onde progressive résultante sera donc nulle et par conséquent aucun effet d'entraînement n'est obtenu. Si l'on compare cela avec les résultats obtenus en simulation (cf. figure 5.10), nous observons que ces derniers confirment de manière satisfaisante le comportement expérimental. Cependant, nous remarquons sur la caractéristique mesurée

comment le seuil de l'amplitude minimal (au dessous duquel le moteur s'arrête), dépend aussi du couple de charge  $M_c$ . Le modèle développé ne permet pas de prévoir ce comportement, car nous supposons que l'amplitude de l'onde progressive dépend uniquement de la fréquence, de l'amplitude, du déphasage des deux phases d'alimentation et de la charge axiale due à l'effet du ressort de précontrainte. En réalité, l'amplitude de l'onde est aussi influencée par le couple de charge. Cette affirmation est aussi confirmée par la mesure de la caractéristique du courant de phase  $I_{Ls}$  reportée à la figure 5.11. Nous observons sur cette figure que lorsque la "frontière" correspondant à l'arrêt brusque du moteur est franchie (amplitude de l'onde nulle), le courant devient indépendant du couple de charge  $M_c$ . Si au contraire, cette "frontière" n'est pas dépassée, nous obtenons une augmentation monotone du courant avec le couple de charge. Par conséquent nous déduisons que, lorsque l'amplitude de la tension est suffisante pour vaincre la charge axiale, le couple de charge influence l'amplitude de l'onde progressive et donc, par effet piézoélectrique direct (cf. chapitre 4), également le courant de phase  $I_{Ls}$ .

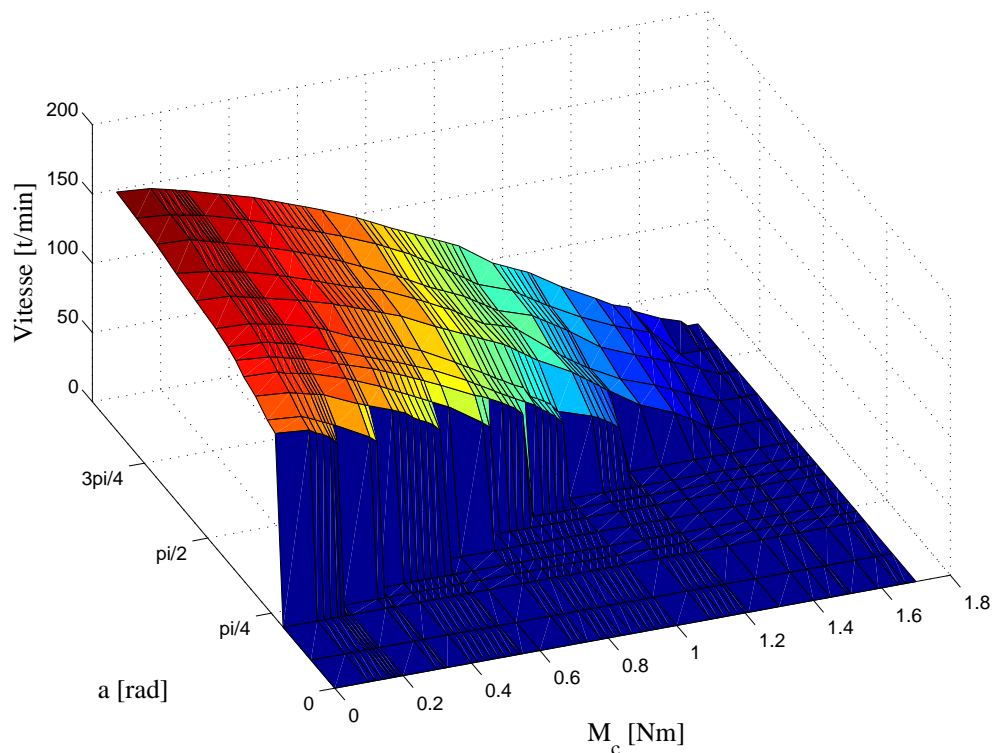


FIG. 5.9 – Mesure de la vitesse de rotation  $n$  en fonction du paramètre de commande  $a$  de l'amplitude de la tension d'alimentation, pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$ .

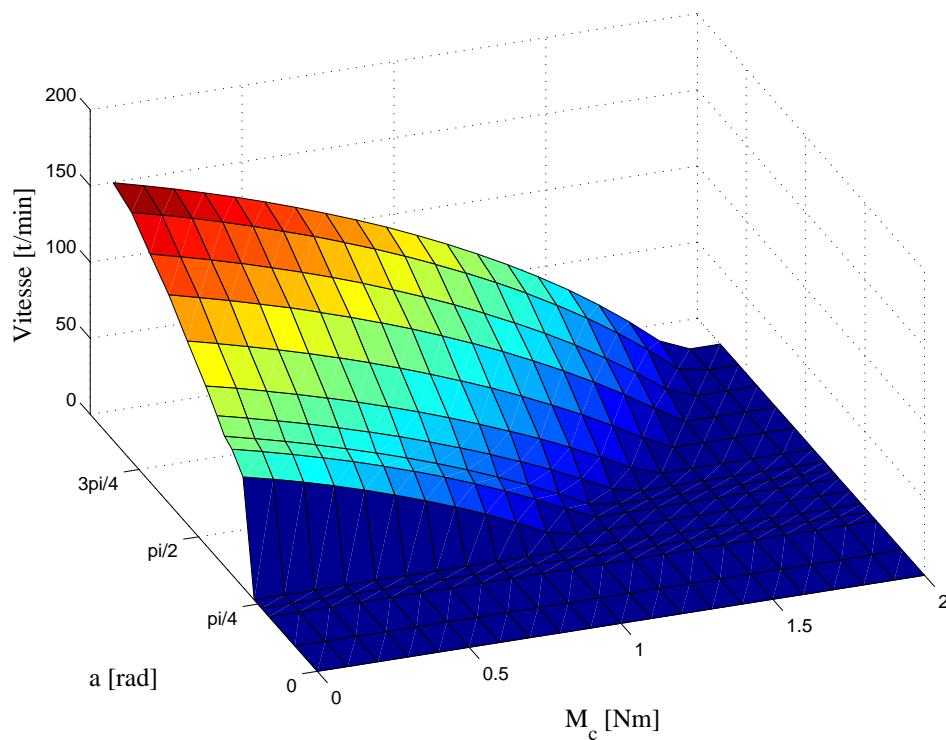


FIG. 5.10 – Simulation de la vitesse de rotation  $n$  en fonction du paramètre de commande  $a$  de l'amplitude de la tension d'alimentation, pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$ .

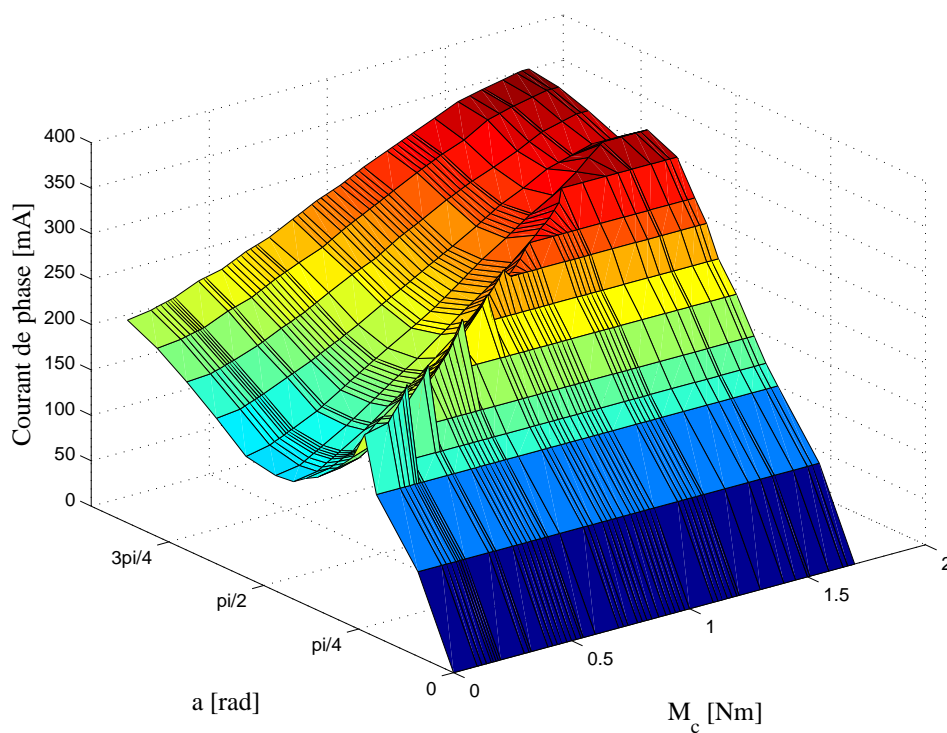


FIG. 5.11 – Mesure du courant de phase  $I_{L_s}$  en fonction du paramètre de commande  $a$  de l'amplitude de la tension d'alimentation, pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$ .

Le principe de fonctionnement des moteurs piézoélectriques implique l'existence de glissements relatifs entre les surfaces en contact du stator et du rotor. Ces glissements sont à l'origine de pertes mécaniques par friction. Nous évaluons ces pertes grâce à l'équation 5.7.

$$P_{pertes} = N \int_{-x_0}^{x_0} \text{abs}(v_t(x) - V_r) \tau(x) dx \quad (5.7)$$

En admettant que la majorité des pertes est due à ce phénomène, nous pouvons donc évaluer le rendement du moteur  $\eta_{mot}$  avec la relation bien connue 5.8. Avec  $P_{mec} = M \omega_r$ .

$$\eta_{mot} = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_{pertes}} \quad (5.8)$$

Les figures 5.12 et 5.13 montrent respectivement l'évolution du rendement mesuré et du rendement simulé. Évidemment, nous retrouvons la non-linéarité déjà présente dans la caractéristique de la vitesse de rotation. Le frottement existant à l'interface de contact entre le stator et le rotor provoque des pertes considérables, qui se traduisent dans un rendement du moteur qui est en général nettement plus faible que celui obtenu avec des moteurs électromagnétiques. Etant donné que le moteur piézoélectrique est plutôt utilisé comme actionneur, le rendement a une importance mineure par rapport à des caractéristiques telles la dynamique de positionnement, le fort couple à basse vitesse (possibilité de réaliser un entraînement direct) et le couple de maintien sans alimentation, qui font du moteur piézoélectrique un excellent actionneur.

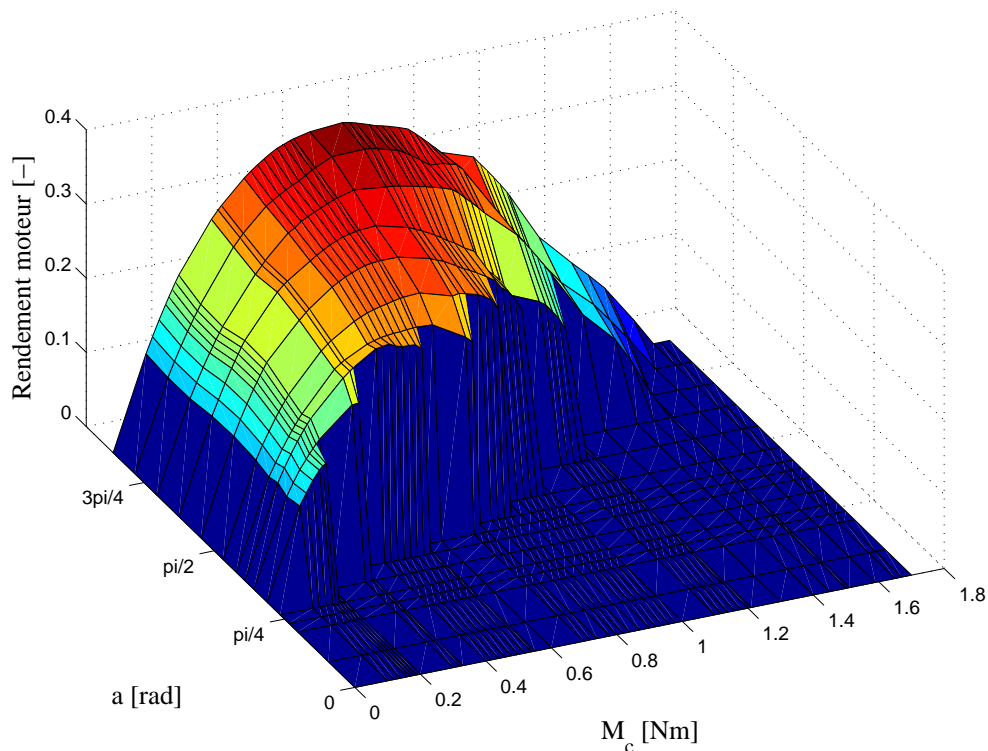


FIG. 5.12 – Mesure du rendement du moteur  $\eta_{mot}$  en fonction du paramètre de commande  $a$  de l'amplitude de la tension d'alimentation, pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$ .

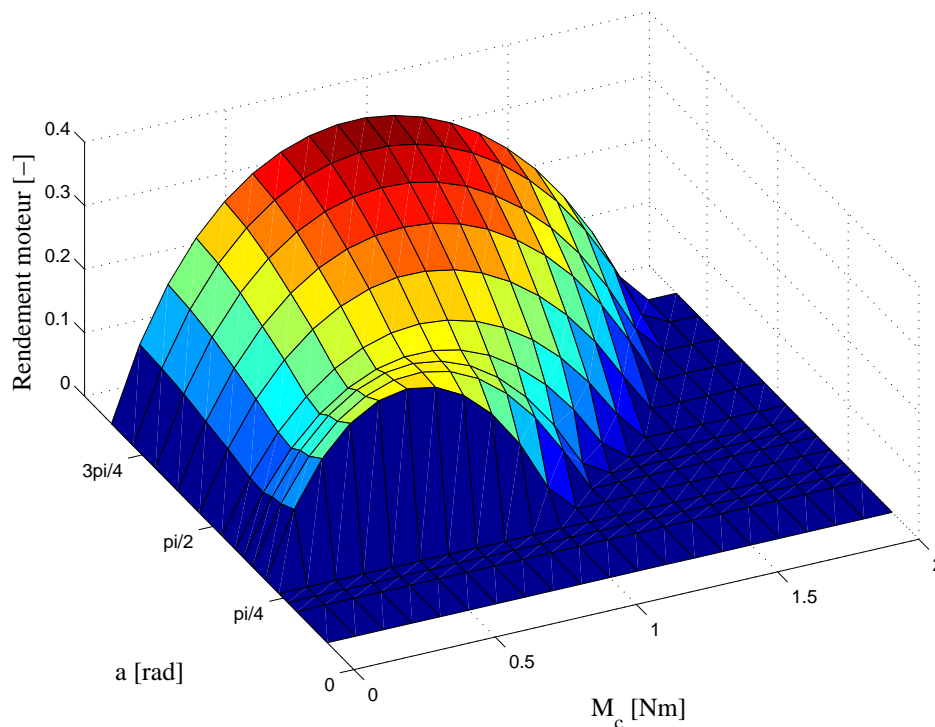


FIG. 5.13 – Simulation du rendement du moteur  $\eta_{mot}$  en fonction du paramètre de commande  $a$  de l'amplitude de la tension d'alimentation, pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$ .

### 5.3.2 Caractéristique vitesse-fréquence

L'évolution de la vitesse de rotation  $n$  et du courant de phase  $I_{Ls}$  en fonction de la fréquence  $f$  de l'alimentation sont représentées respectivement aux figures 5.14 et 5.15. Les caractéristiques sont obtenues avec un déphasage temporel égal à  $\pi/2$ , avec le paramètre  $a$  de commande de la tension maintenu constant et à régime thermique établi (pas de dérive de la fréquence de résonance). Nous observons que le comportement du moteur dans le voisinage du pic de résonance est instable. En effet, en parcourant la caractéristique dans le sens décroissant des fréquences et en se rapprochant du pic de résonance, il suffit d'une petite variation de la fréquence pour que le moteur s'arrête brusquement ; c'est ce que l'on appelle le phénomène de "pull-out". Le redémarrage du moteur dans le sens croissant des fréquences présente une hystérèse introduisant ainsi une forte non-linéarité. Une attention particulière pour éviter ce phénomène sera prise lors de l'étude de l'algorithme de commande. Les résultats obtenus par simulation suivent de manière satisfaisante les mesures. Seule l'hystérèse n'est pas prévisible avec le modèle. Ceci ne représente pas un problème puisque le moteur sera piloté pour éviter ce phénomène, comme on le verra en détail au chapitre suivant. Les caractéristiques de vitesse et de courant pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$  sont reportées aux figures 5.16 et 5.17. L'hystérèse se produisant lors du démarrage du moteur a été ici volontairement négligée afin de faciliter la lecture des graphiques.

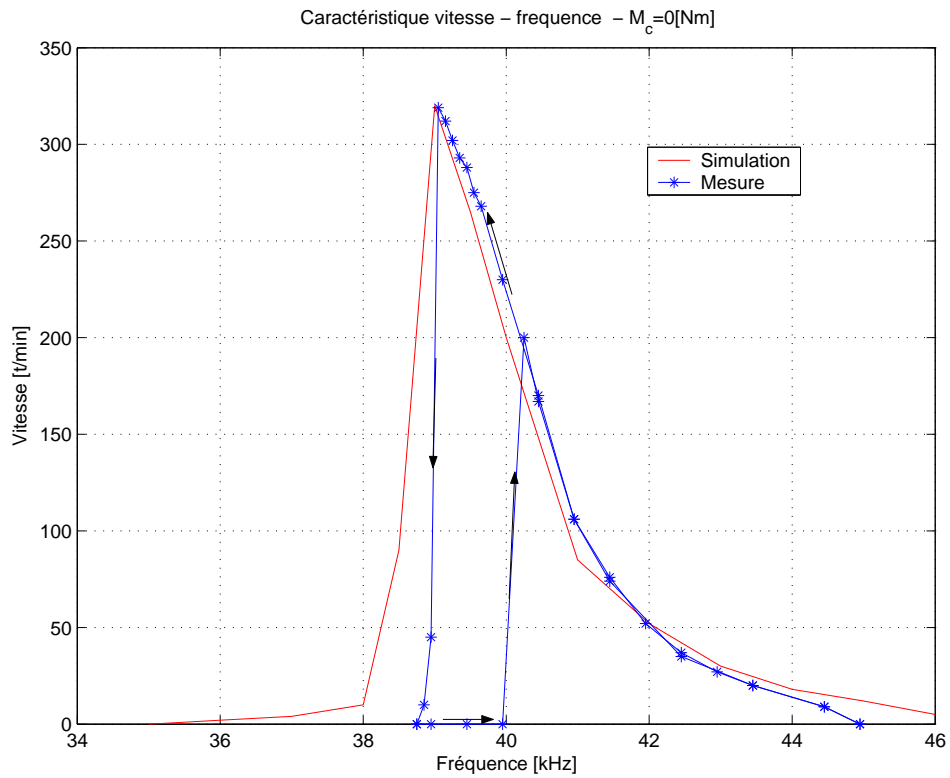


FIG. 5.14 – Comparaison entre la mesure et la simulation de la caractéristique de la vitesse de rotation  $n$  en fonction de la fréquence  $f$  d'alimentation pour un couple de charge  $M_c = 0[Nm]$ .

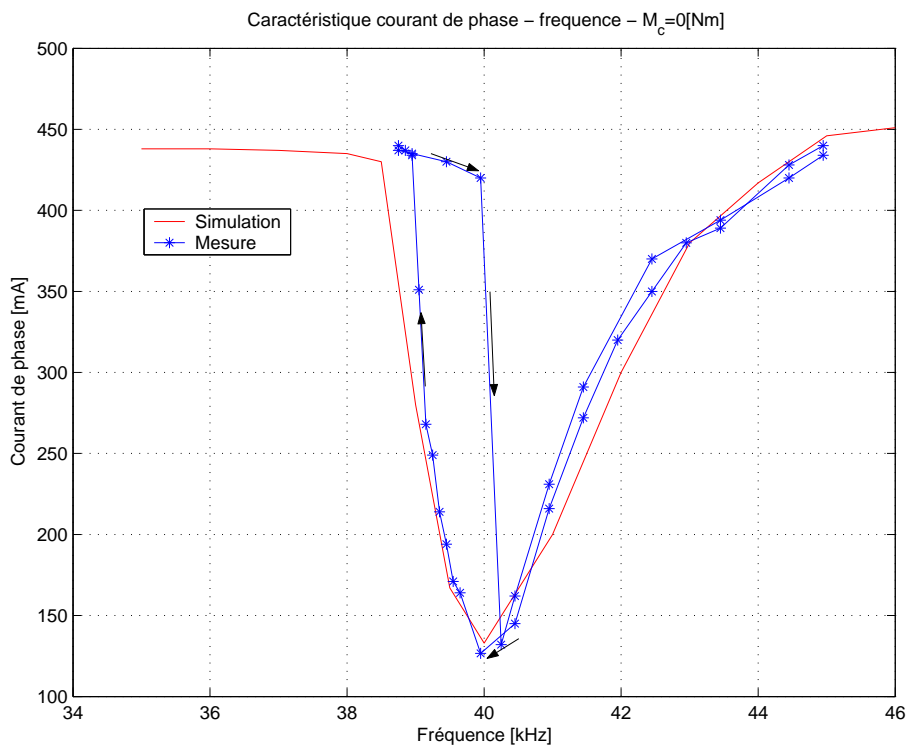


FIG. 5.15 – Comparaison entre la mesure et la simulation de la caractéristique du courant de phase  $I_{Ls}$  en fonction de la fréquence  $f$  d'alimentation pour un couple de charge  $M_c = 0[Nm]$ .

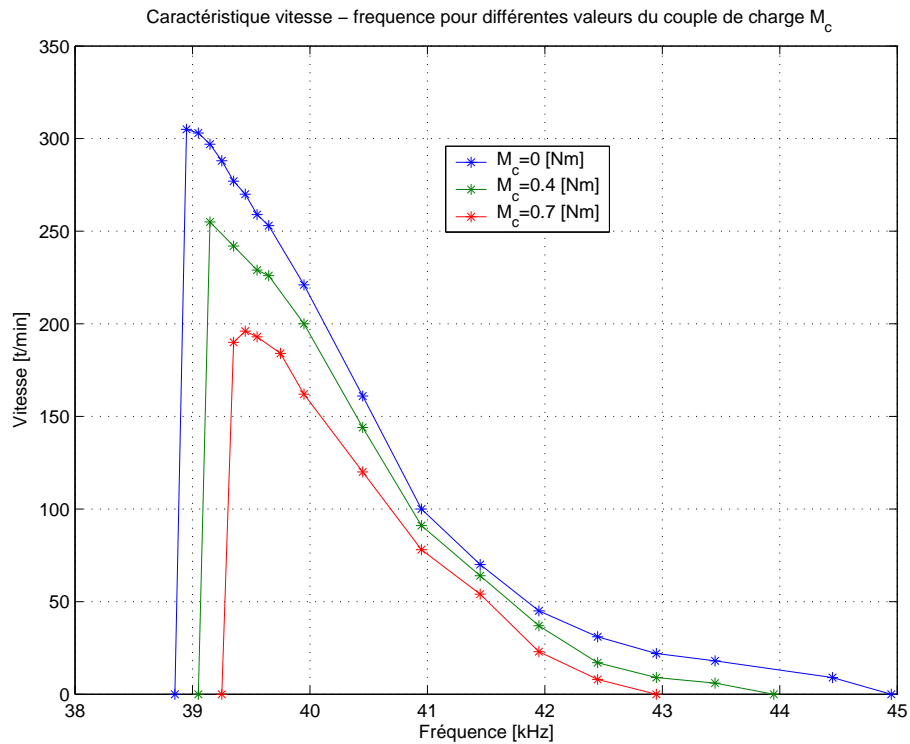


FIG. 5.16 – Mesure de la vitesse de rotation  $n$  en fonction de la fréquence  $f$  d'alimentation pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$ .

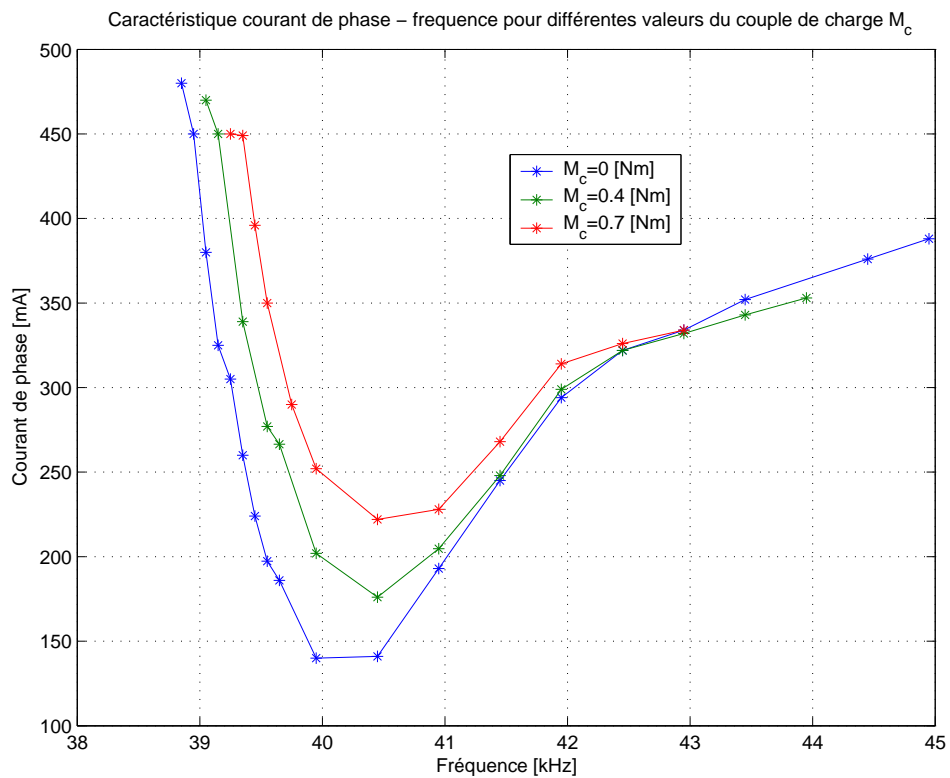


FIG. 5.17 – Mesure du courant de phase  $I_{L_s}$  en fonction de la fréquence  $f$  d'alimentation pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$ .



### 5.3.3 Caractéristique vitesse-déphasage

Dans le cas idéal, le déphasage temporel  $\varphi$  entre les deux ondes stationnaires du stator est égal à  $\varphi = \pm \pi/2$  (le signe nous permet d'imposer la direction de propagation de l'onde progressive, donc de déterminer le sens de rotation du moteur). L'amplitude de l'onde progressive résultante est alors constante, selon l'équation 4.16. Lorsque le déphasage prend des valeurs comprises dans l'intervalle  $(-\pi/2 < \varphi < \pi/2)$ , l'amplitude de l'onde progressive est modulée à une fréquence égale à celle de l'alimentation, provoquant ainsi une diminution de la vitesse de rotation du moteur. Avec le déphasage temporel  $\varphi$ , nous disposons donc d'un troisième paramètre de commande qui nous permet de varier la vitesse en accord avec les caractéristiques reportées aux figures 5.18 et 5.19. Ces dernières sont obtenues en maintenant constantes la fréquence de l'alimentation  $f$  et le paramètre de commande  $a$  de l'amplitude de la tension ; on considère aussi que le régime thermique est établi. Plus précisément à la figure 5.18 on compare la caractéristique mesurée avec celle simulée pour un couple de charge  $M_c = 0$ . À la figure 5.19 nous observons que lorsque le couple de charge  $M_c$  est différent de zéro, une zone morte apparaît pour des valeurs du déphasage proche de zéro. Cette zone morte est une nouvelle non-linéarité qu'il faudra nécessairement prendre en considération dans l'établissement des relations de commande du moteur.

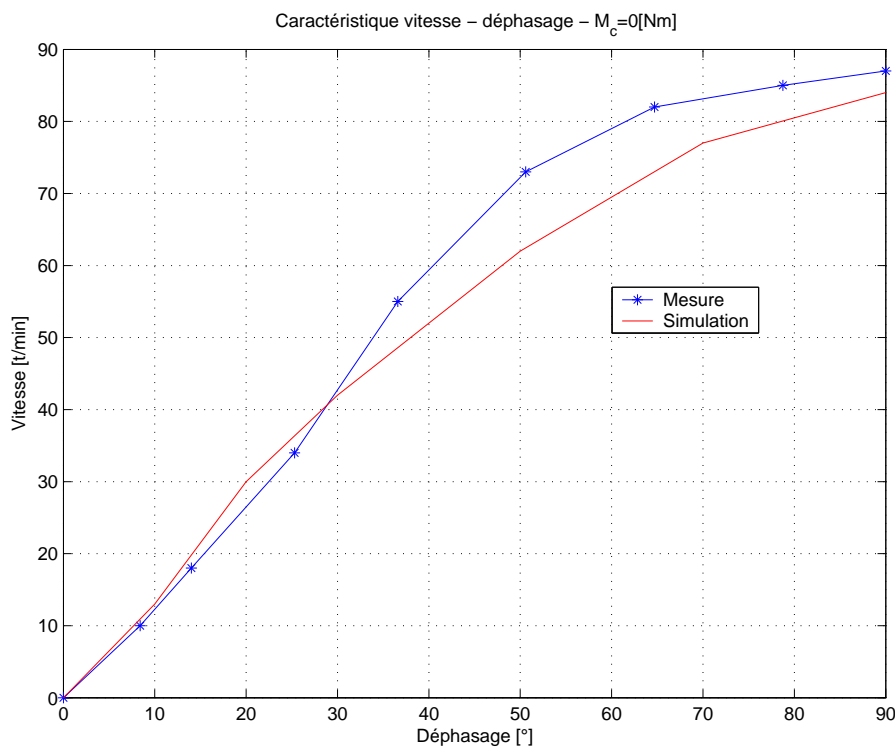


FIG. 5.18 – Comparaison entre la mesure et la simulation de la caractéristique de la vitesse de rotation  $n$  en fonction du déphasage temporel  $\varphi$  pour un couple de charge  $M_c = 0$ [Nm].

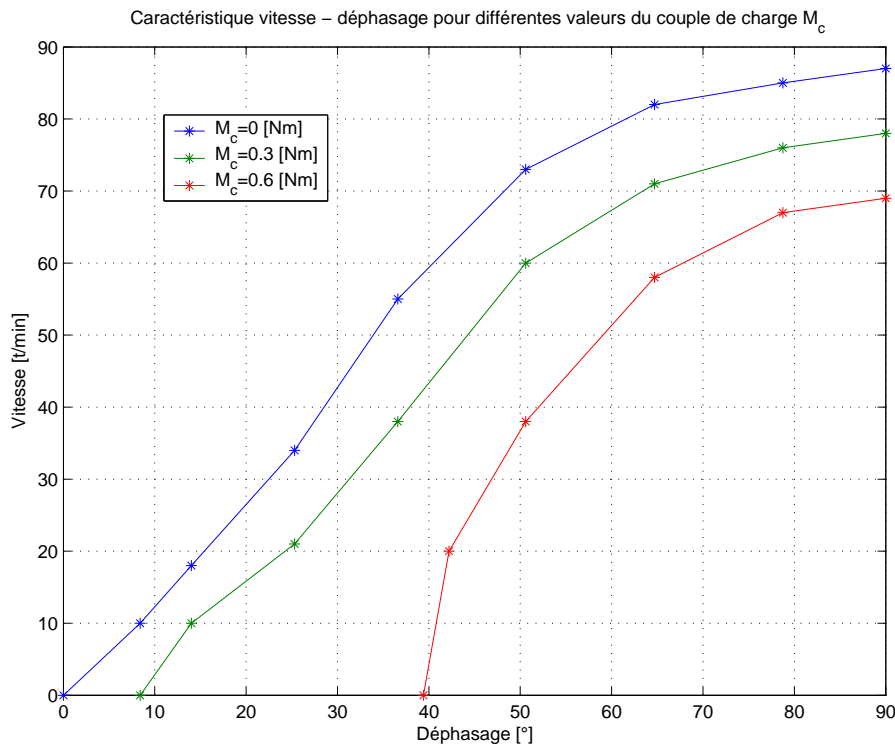


FIG. 5.19 – Mesure de la vitesse de rotation  $n$  en fonction du déphasage temporel  $\phi$  pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$ .

## 5.4 Conclusion

La plate-forme d'essai a été présentée dans la première partie du chapitre. Elle est composée de trois parties principales : le sous-système d'alimentation et de commande, le sous-système mécanique (moteur + frein) et un sous-système dédié à l'acquisition des grandeurs électriques et mécaniques du moteur. Ces trois sous-systèmes interagissent entre eux et sont gérés à travers des logiciels spécifiques, par l'utilisateur du banc d'essai. Les caractéristiques du moteur piézoélectrique à onde progressive (fort couple à basse vitesse) ont imposé l'utilisation d'un frein dynamométrique à hystérésis permettant de développer un couple indépendamment de la vitesse de rotation.

Dans la deuxième partie du chapitre, l'identification des paramètres du modèle analytique a été effectuée dans le cas du moteur SHINSEI USR60. Nous avons ensuite simulé les caractéristiques du moteur par rapport à ces propres variables de commande : amplitude, déphasage et fréquence des deux tensions d'alimentation. Les résultats obtenus ont été comparés avec les caractéristiques relevées expérimentalement, dans le but de valider le modèle développé au chapitre précédent. Nous concluons que la fidélité du modèle se révèle assez satisfaisante, même s'il est encore difficile de décrire analytiquement les non-linéarités observées, à cause de la complexité des phénomènes physiques mis en jeu à l'interface de contact entre le stator et le rotor.

Malgré cela, le modèle développé nous a permis de comprendre, bien sûr avec l'appui des résultats expérimentaux, le comportement global du moteur par rapport à ses trois variables de commande (amplitude, fréquence et déphasage des deux tensions d'alimentation). Ceci nous sera fort utile dans le chapitre suivant, lorsque nous aborderons l'étude des algorithmes de commande en vitesse et position.

## Chapitre 6

# ASSERVISSEMENT DU MOTEUR EN VITESSE ET POSITION

Le moteur piézoélectrique à onde progressive possède d'excellentes caractéristiques. D'une part le fort couple de maintien sans alimentation, le couple élevé à basse vitesse, ainsi que son fonctionnement silencieux et sa petite taille font de ce moteur un actionneur idéal. D'autre part, le principe de fonctionnement est basé sur des oscillations mécaniques à haute fréquence et sur l'exploitation des forces de frottement à l'interface stator/rotor. La conséquence est que le développement d'un modèle analytique fidèle se révèle une tâche très complexe, comme nous l'avons constaté aux chapitres 4, 5. Des caractéristiques de contrôle fortement non-linéaires et des paramètres du moteurs variant avec le temps à cause des dérives thermiques, comme par exemple la fréquence de résonance, rendent difficile la conception d'un algorithme de commande capable d'exploiter, dans différentes conditions de fonctionnement, le potentiel du moteur. En partant de ces observations, le but final du chapitre est de présenter une méthode de contrôle qui soit performante et robuste et permettant d'asservir le moteur en vitesse et position.

### 6.1 Choix de la grandeur de commande

En général la vitesse peut être contrôlée en agissant sur l'amplitude  $a$ , la fréquence  $f$  et le déphasage temporel  $\varphi$  des deux tensions d'alimentations. La caractéristique de vitesse en fonction des ces paramètres exhibe de fortes non-linéarités, comme nous l'avons remarqué dans le chapitre précédent. Il est donc difficile d'évaluer a priori le paramètre, ou la combinaison de paramètres, le plus efficace. Pour effectuer ce choix nous analysons la méthode de contrôle proposée dans [47].

L'idée à la base de cette méthode est de commander le moteur en agissant sur la variable de commande  $a$  qui nous permet de varier l'amplitude des tensions de phase  $U_{Cp1,2}$ , en d'autres termes, on exploite ici la caractéristique de la vitesse en fonction de l'amplitude reportée à la figure 5.9. Le moteur peut alors fonctionner à la fréquence de résonance permettant d'une part d'obtenir l'excursion de vitesse maximale et d'autre part de travailler avec le meilleur rendement possible. En effet, la mesure du rendement du moteur en fonction de la fréquence, reportée à la figure 6.1, montre que pour un cas de couple de charge  $M_c$  quelconque, la meilleure efficacité est obtenue en travaillant près du pic de résonance.

La fréquence de résonance  $f_0$  est un paramètre fondamental dans les moteurs piézoélectriques. Une variation de celle-ci, provoquée par une augmentation de la température, peut induire des dérives de la caractéristique vitesse-fréquence qui ne sont pas négligeables. La figure 6.2 nous permet d'illustrer ce phénomène de manière schématique. Nous constatons que, si l'on travaille avec une fréquence d'alimen-

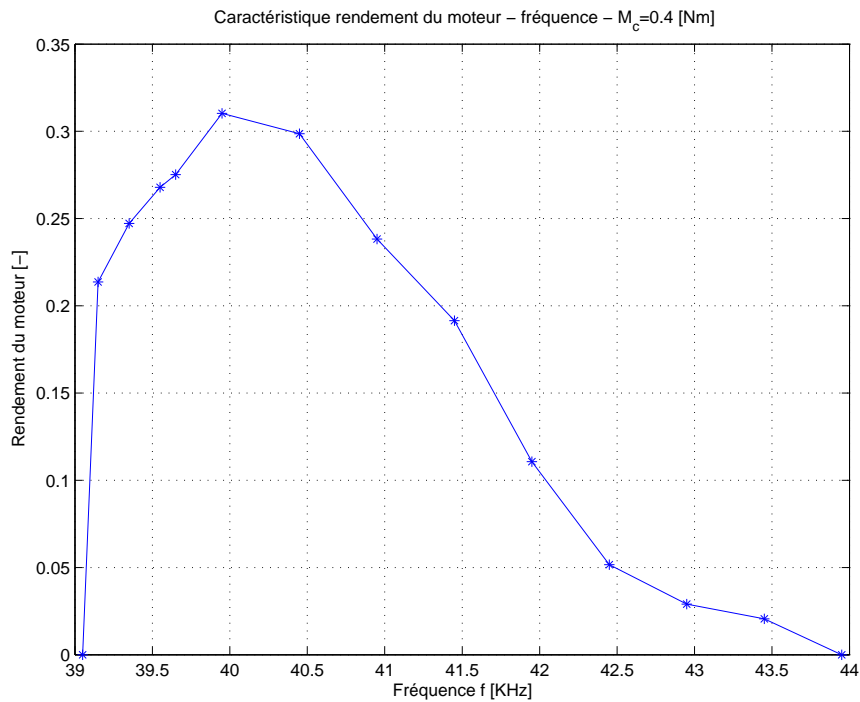


FIG. 6.1 – Rendement du moteur  $\eta_{mot}$  en fonction de la fréquence  $f$  pour un couple de charge  $M_c = 0.4$  [Nm]

tation  $f$  qui est fixe, la plage des vitesses et le rendement du moteur suite à une variation de température seront considérablement réduites. Des méthodes d'identification on-line de la fréquence de résonance doivent alors être implémentées dans l'algorithme de commande [47] et [49]. La fréquence d'alimentation est ensuite adaptée.

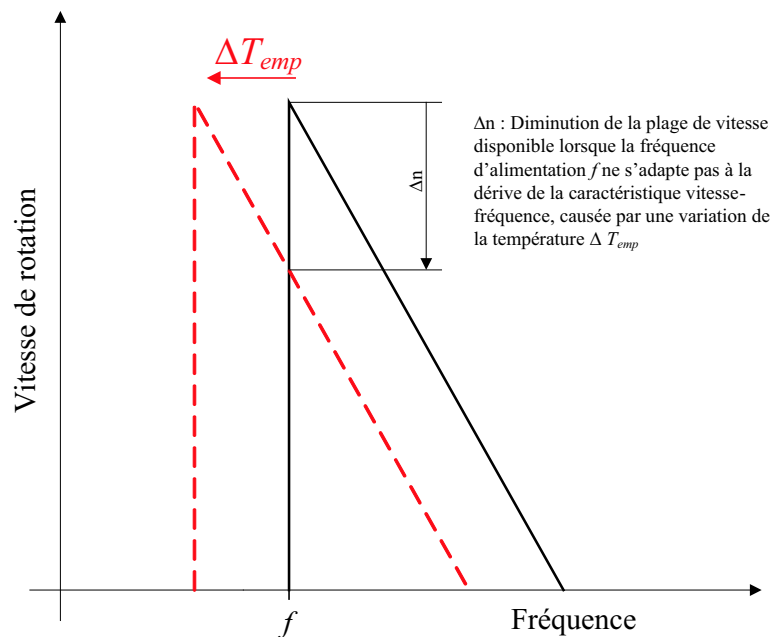


FIG. 6.2 – Représentation schématique de l'effet d'une variation de la température  $\Delta T_{emp}$  sur la caractéristique vitesse-fréquence

Néanmoins, cette méthode de contrôle présente un problème directement lié à la caractéristique de la vitesse en fonction du paramètre de contrôle  $a$  reportée à la figure 5.9. En effet, nous pouvons constater qu'en dessous d'une certaine valeur minimum  $a_{min}$ , le rotor, par effet du chargement axial, annule la déformation du stator. La vitesse de rotation obtenue sera donc à ce moment nulle. La solution proposée pour éviter que le moteur ne s'arrête brusquement lorsque le point de fonctionnement imposerait un paramètre de contrôle de l'amplitude inférieur au seuil minimum  $a_{min}$  autorisé, est l'utilisation du déphasage temporel  $\varphi$  comme grandeur de commande. On peut résumer ceci avec les lois de commandes 6.1 et 6.2.

$$f = f_0, \varphi = \frac{\pi}{2}, a_{min} \leq a \leq a_{max} \quad (6.1)$$

$$f = f_0, 0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}, a = a_{min} \quad (6.2)$$

En réalité, l'utilisation du déphasage temporel  $\varphi$  comme grandeur de commande se relève un mauvais choix. En effet, les résultats obtenus en simulation et reportés à la figure 6.3 nous montrent que, si le déphasage employé est différent de  $\pi/2$  (cas idéal), nous obtenons une modulation de l'amplitude de l'onde progressive à une fréquence égale à celle de l'alimentation. Ce phénomène, selon les résultats publiés dans [50], provoquerait des micro-rebondissements à l'interface de contact entre le stator et le rotor provoquant ainsi la diminution du coefficient de frottement  $\mu_d$  et l'augmentation de l'usure des matériaux en contact, donc une diminution de la durée de vie du moteur. De plus, nous avons remarqué expérimentalement que le comportement du moteur demeure instable lorsque la condition de déphasage idéal ( $\varphi = \pi/2$ ) n'est pas respectée.

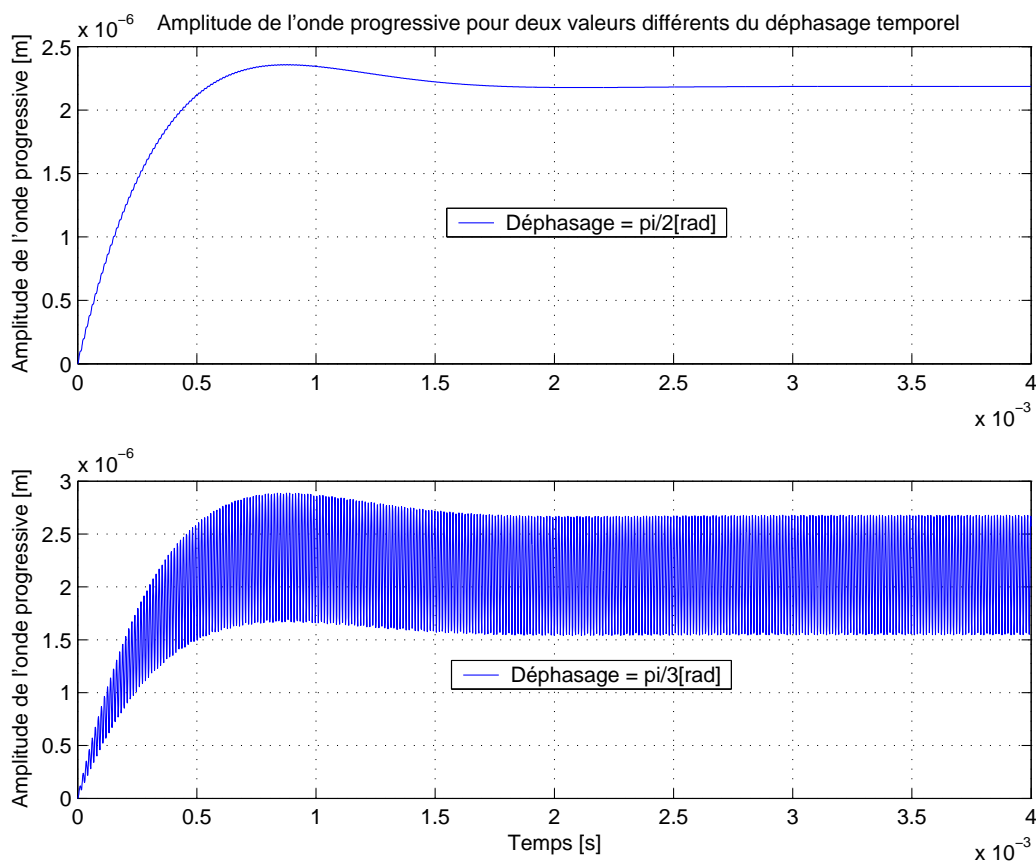


FIG. 6.3 – Amplitude de l'onde progressive pour deux valeurs différentes du déphasage temporel

Les considérations que nous avons faites à propos de l'algorithme de contrôle de la vitesse de rotation proposé dans [47] nous amènent à conclure que les paramètres de commande  $a$  et  $\varphi$  ne garantissent pas un comportement optimal du moteur dans toute la plage d'utilisation possible. Ainsi, c'est donc la fréquence qu'on retiendra comme paramètre de commande pour le développement de l'algorithme de contrôle. L'analyse complète du développement des lois de commande par rapport à cette grandeur de commande sera réalisée en détail dans la section suivante.

## 6.2 Schéma fonctionnel de la commande

Le schéma fonctionnel du système de commande est donné à la figure 6.4. Une boucle interne permet de réaliser l'asservissement du moteur en vitesse selon la consigne  $n_{ref}$  donnée, soit directement par l'utilisateur, soit par le régulateur de position. Dans le deuxième cas c'est alors la boucle externe qui réalise l'asservissement du moteur en position. Les paramètres  $a$  et  $\varphi$ , qui permettent de varier respectivement l'amplitude et le déphasage, sont maintenus constants : nous agissons sur la fréquence  $f$ . Le couple de charge  $M_c$  et la température  $T_{emp}$  sont les grandeurs perturbatrices du système. Une attention particulière sera mise dans la description du limiteur de vitesse, dans le but d'éviter l'arrêt brusque du moteur lorsque l'on descend au dessous d'une certaine fréquence limite (phénomène de pull-out, cf. figure 5.14). Nous traiterons ensuite la synthèse des régulateurs de vitesse et de position.

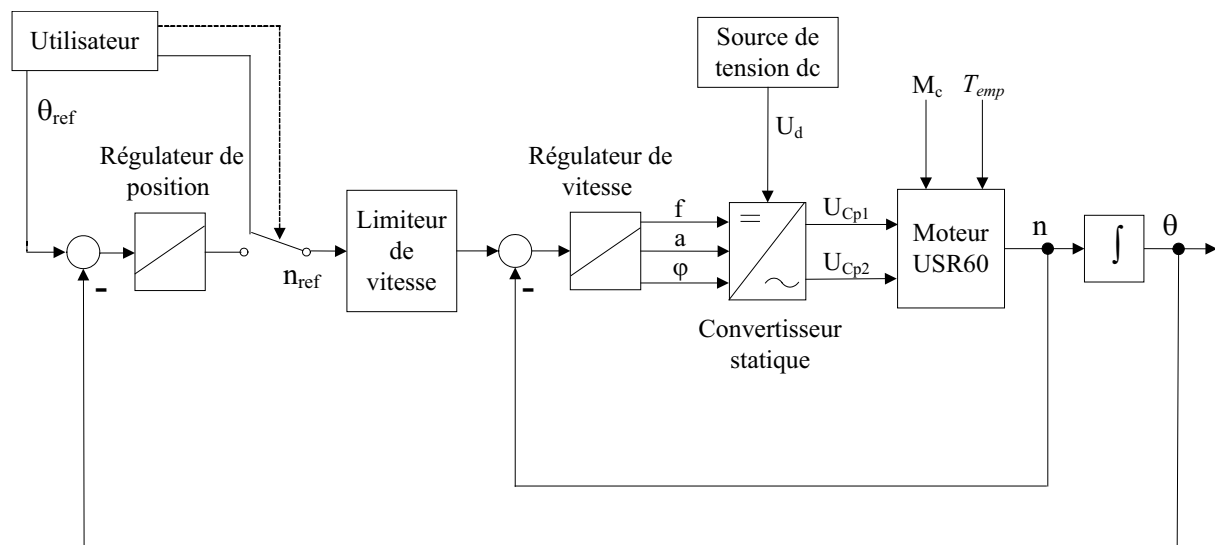


FIG. 6.4 – Schéma fonctionnel du montage en asservissement de vitesse et position

## 6.3 Limiteur de vitesse

### 6.3.1 But

Le but du limiteur de vitesse est d'éviter le phénomène de pull-out pendant le fonctionnement du moteur. La figure 6.5 montre schématiquement que si nous adoptons la solution de limiter la plage des fréquences permises par l'introduction d'une borne inférieure  $f_{min}$ , une dérive de la caractéristique vitesse-fréquence due à une augmentation de la température  $\Delta T_{emp}$  provoquerait une diminution de la vitesse maximale atteignable. La solution consiste alors à introduire une limitation de la vitesse  $n_{lim}$ , en laissant une certaine marge de sécurité par rapport au pic de résonance. Ainsi, nous atteignons la per-

formance maximale du moteur indépendamment de la température et nous empêchons en même temps l'apparition du phénomène de pull-out. Les problèmes surgissent lorsqu'un couple de charge  $M_c$  apparaît. Nous constatons à la figure 6.6 que si la limitation de vitesse n'est pas adaptée par rapport à la nouvelle caractéristique correspondante à un couple de charge donné, nous nous exposons au risque que le phénomène de pull-out puisse se produire. On considère à ce propos le cas où la vitesse de consigne, pour des raisons quelconques, deviendrait supérieure à la vitesse maximale admissible pour un couple de charge qui est différent de zéro ; la conséquence est que le régulateur de vitesse aura la tendance à corriger la valeur actuelle de la fréquence dans la direction de la zone critique de fonctionnement : à ce moment nous n'aurons aucune protection contre le phénomène de pull-out. L'introduction d'un limiteur de vitesse dynamique permet de résoudre ce problème. La vitesse limite  $n_{lim}$  est alors adaptée en fonction du couple à l'arbre. Pour réaliser cela la connaissance du couple s'avère nécessaire. Ajouter un capteur de couple signifierait augmenter l'encombrement et les coûts du moteur. Pour ces raisons nous aborderons dans la section suivante l'étude d'un système qui nous permettra d'estimer le couple de charge  $M_c$ .

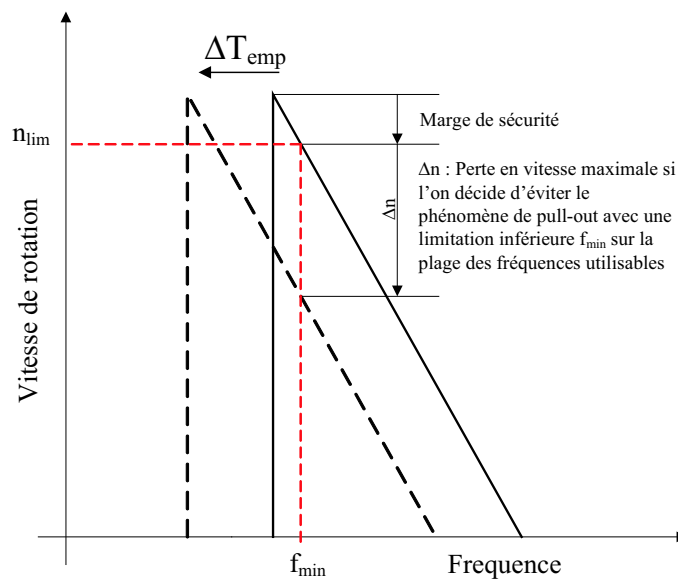


FIG. 6.5 – Comparaison entre l'efficacité de la limitation en fréquence  $f_{min}$  et de celle en vitesse  $n_{lim}$ , dans le but d'éviter le phénomène de pull-out.

### 6.3.2 Estimation du couple de charge $M_c$

Les caractéristiques du courant d'alimentation  $I_{tot}$  (cf. figure 4.2) en fonction de la vitesse pour différentes valeurs du couple de charge (cf. figure 6.7) nous montrent qu'il doit exister une relation  $M_c = f_{M_c}(I_{tot}, n)$  liant le couple de charge au courant et à la vitesse. C'est donc en exploitant cette fonction que nous pourrions effectuer l'estimation du couple de charge. Seulement à basse vitesse ( $n < 70[t/min]$ ) nous remarquons la présence d'intersections entre les différentes caractéristiques. Concrètement cela signifie que pour un couple vitesse-courant donné, il existe plusieurs valeurs possibles du couple de charge. Ainsi, la fonction  $f_{M_c}(I_{tot}, n)$  et par conséquent l'estimation du couple de charge, ne peuvent pas être définies dans ces conditions. Ceci ne nous pose en réalité aucun problème ; en effet, nous souhaitons estimer le couple dans le but d'éviter le phénomène de pull-out, c'est à dire que l'on ne s'intéresse pas aux basses vitesses. Nous allons donc fixer une limite inférieure de la vitesse à partir de laquelle la procédure d'estimation du couple sera activée. La représentation en trois dimensions de la relation  $f_{M_c}(I_{tot}, n)$  est donnée à la figure 6.8. Nous observons que suite aux remarques faites, au dessous de la vitesse limite de  $n = 70[t/min]$  le couple de charge a été fixé arbitrairement à zéro. Au niveau matériel, la méthode d'estimation décrite nous demande simplement de rajouter un capteur de courant.

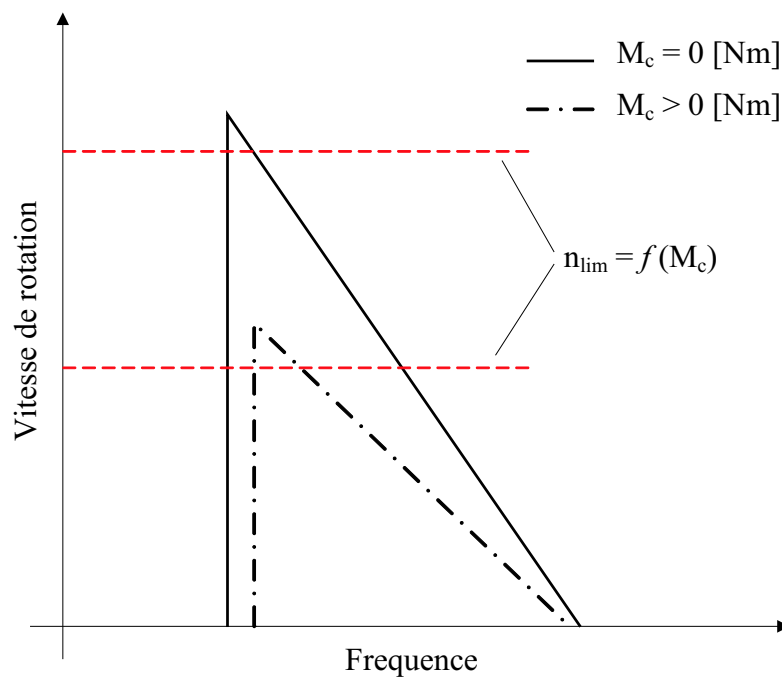


FIG. 6.6 – Adaptation de la vitesse limite  $n_{lim}$  en fonction du couple de charge  $M_c$ .

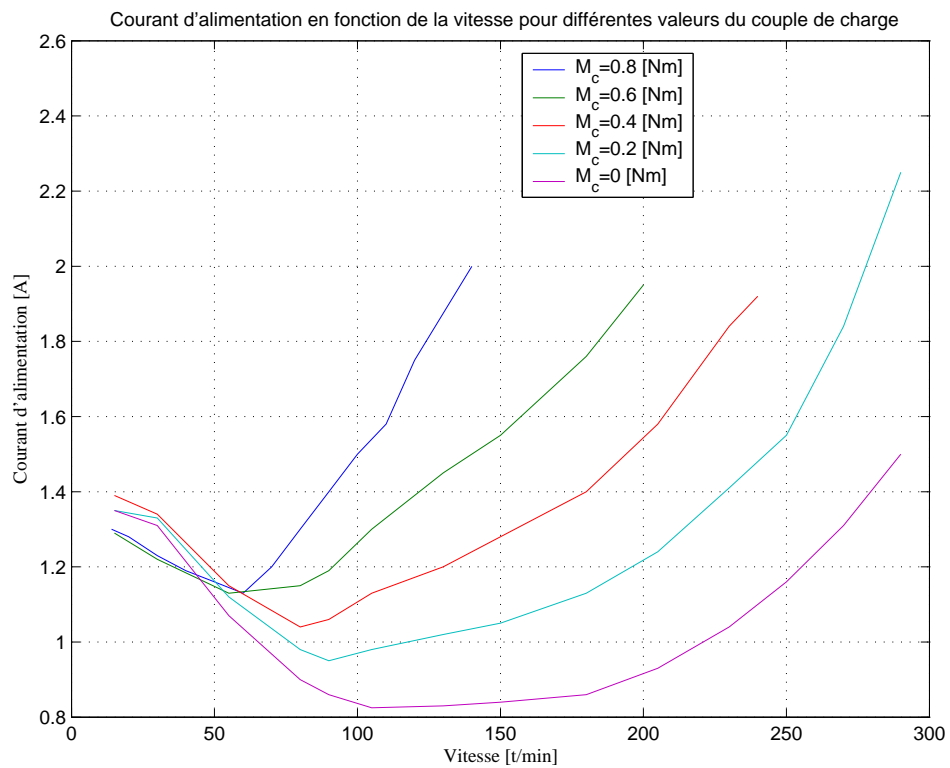


FIG. 6.7 – Courant d'alimentation  $I_{tot}$  en fonction de la vitesse  $n$  pour différentes valeurs du couple de charge  $M_c$



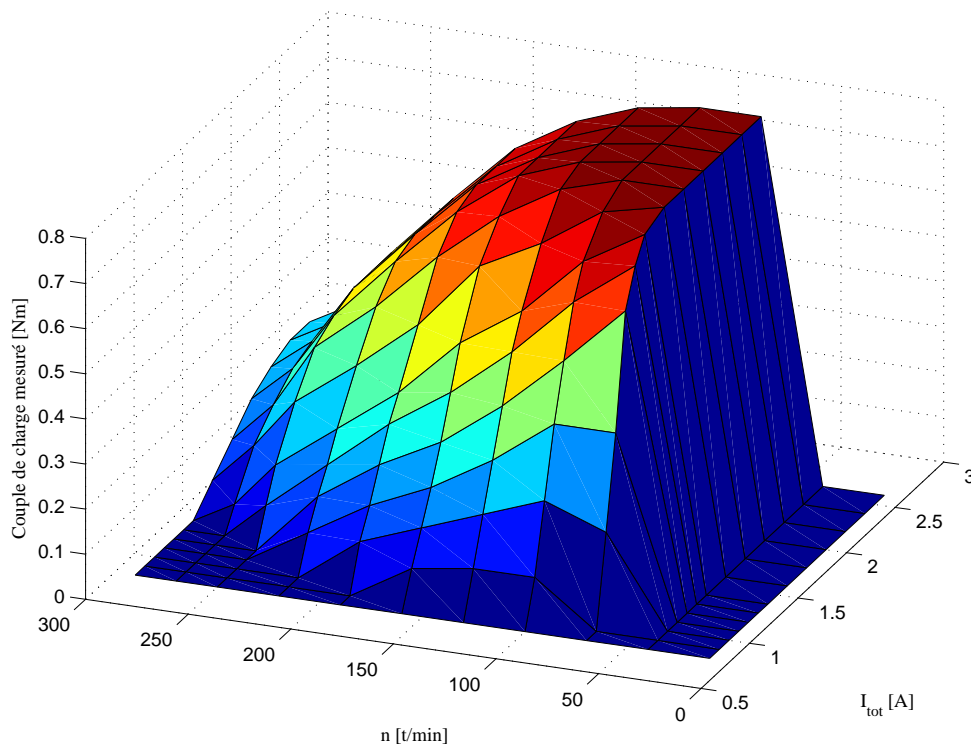


FIG. 6.8 – Couple de charge mesuré  $M_c$  en fonction du courant d'alimentation  $I_{tot}$  et de la vitesse  $n$

La figure 6.8 nous montre combien la relation  $f_{M_c}(I_{tot}, n)$  est fortement non-linéaire. Pour cette raison nous effectuons l'identification de celle-ci en employant un réseau neuronal. Ce dernier peut être entraîné pour apprendre n'importe quelle fonction [51],[52],[53], pour autant qu'il reçoive suffisamment d'informations. Le réseau neuronal est composé d'éléments simples (neurones) travaillant en parallèle. Ces éléments sont inspirés par les systèmes nerveux biologiques. Comme dans la nature, le comportement du réseau est déterminé en grande partie par les connexions entre les neurones. Nous pouvons entraîner un réseau neuronal dans le but d'approximer une fonction particulière, en ajustant les valeurs des connexions (poids) entre les différents neurones. D'habitude un réseau neuronal est entraîné de manière que l'erreur entre les valeurs de sortie obtenues et celles que l'on désire copier (objectif) soit le plus petit possible. Cette situation est schématisée à la figure 6.9.

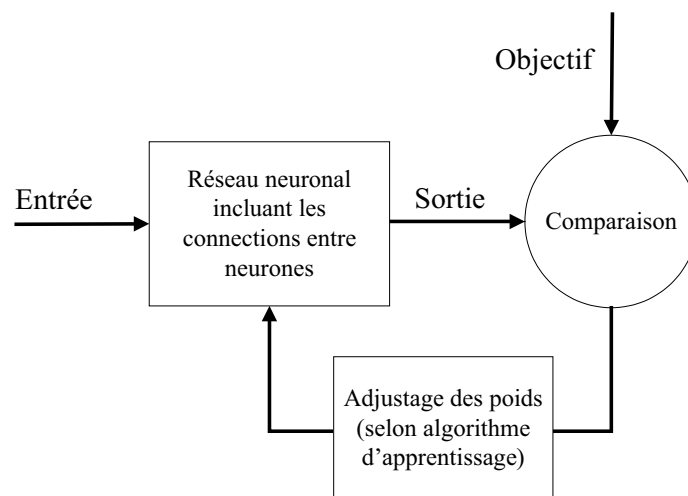


FIG. 6.9 – Schéma de principe de la méthode d'apprentissage générale d'un réseau neuronal

Le modèle du neurone utilisé est représenté à la figure 6.10. Avec  $R$  le nombre d'éléments dans le vecteur d'entrée  $\mathbf{p}$ . Chaque entrée est pondérée par un poids correspondant  $W_{1,R}$ . La somme des entrées pondérées, avec le biais  $b$ , représente l'entrée de la fonction de transfert  $f_n$  associé à chaque neurone. Ce dernier peut employer n'importe quelle fonction de transfert  $f_n$ , différentiable, pour générer sa propre sortie. Nous verrons plus tard quels types de fonctions nous emploierons dans le réseau neuronal pour l'approximation de la fonction  $f_{M_c}(I_{tot}, n)$ .

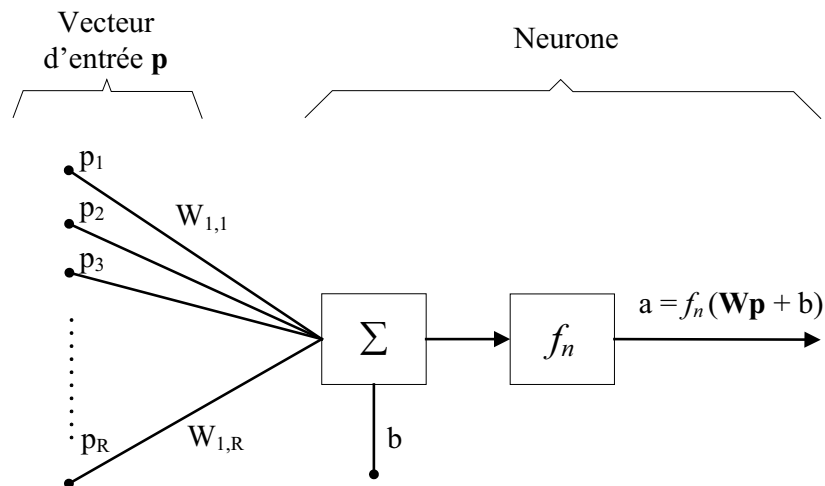


FIG. 6.10 – Modèle du neurone

Plusieurs neurones, du type décrit précédemment (figure 6.10), peuvent être combinés en parallèle pour former ce que l'on appelle une couche de neurones. Un réseau neuronal peut contenir une ou plusieurs couches. Nous considérons le cas particulier d'un réseau formé par une seule couche ayant  $R$  éléments d'entrée et  $S$  neurones (figure 6.11). Chaque éléments du vecteur d'entrée  $\mathbf{p}$  est connecté à chaque neurone, par l'intermédiaire de la matrice  $\mathbf{W}$  des poids de pondérations. Le modèle du neurone est ainsi appliqué  $S$  fois pour obtenir le vecteur de sortie  $\mathbf{a}$ , selon la relation indiquée à la figure 6.11. La structure générale d'un réseau neuronal est obtenue par la mise en série de  $n$  couches : on parle alors d'un réseau neuronal multi-couches. Après avoir déterminé la structure du réseau et initialisé les poids de pondérations et les biais associés à chaque neurone, on passe à la phase dite d'apprentissage (entraînement du réseau). La procédure d'entraînement demande un ensemble d'exemples (vecteur des entrées  $\mathbf{p}$  et vecteur des sorties objectives  $\mathbf{t}$  correspondantes), permettant de définir comment le réseau doit idéalement se comporter. Pendant l'entraînement, les poids et les biais sont ajustés de façon à minimiser la fonction performance. Typiquement la fonction performance (cf. équation 6.3) est définie comme la moyenne du carré de l'erreur entre la sortie du réseau  $\mathbf{a}(k)$  et la sortie objectif  $\mathbf{t}(k)$ , sur la longueur  $N$  d'une époque d'entraînement. On définit la longueur  $N$  d'une époque d'entraînement comme le nombre d'éléments dans l'ensemble des exemples. La mise à jour des poids et des biais sera effectuée après chaque époque.

$$E = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\mathbf{a}(k) - \mathbf{t}(k))^2 \quad (6.3)$$

Le "backpropagation algorithm" [54], [55] est utilisé pour l'entraînement du réseau neuronal. Le principe à la base de cet algorithme consiste à calculer la dérivée partielle de la fonction performance par rapport à chaque poids de pondération du réseau. Etant  $W_{k,j}$  le poids de pondération d'une connexion

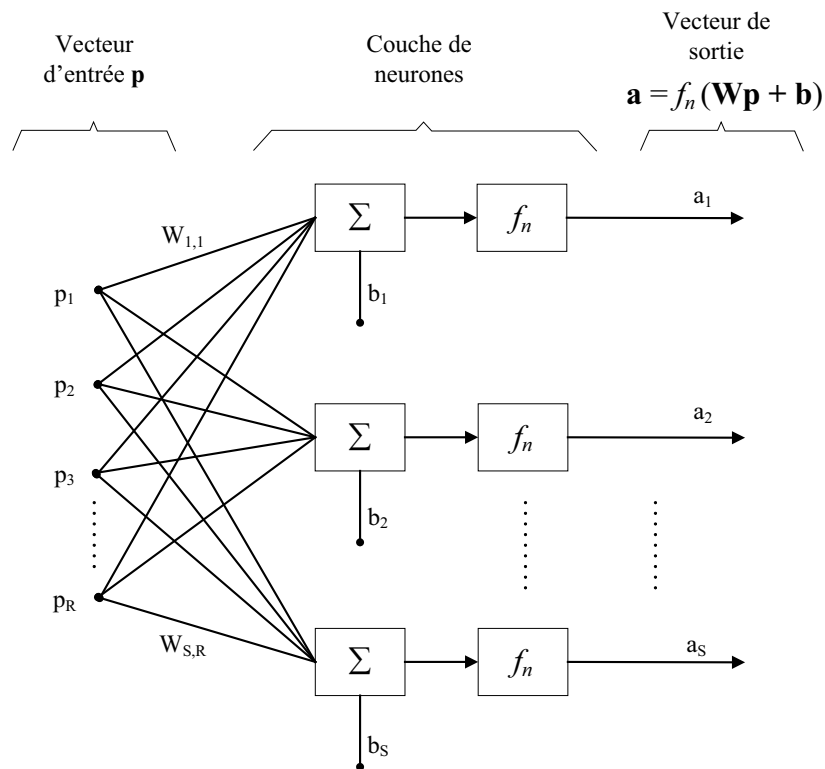


FIG. 6.11 – Réseau neuronal à une seule couche

neuronale  $k - j$  quelconque du réseau, la correction  $\Delta W_{k,j}$  après chaque époque d'entraînement sera donc déterminée à l'aide de la relation 6.4. Avec  $\alpha$  le facteur d'apprentissage.

$$\Delta W_{k,j} = -\alpha \frac{\partial E}{\partial W_{k,j}} \quad (6.4)$$

Ainsi, à chaque itération, l'algorithme peut calculer la nouvelle valeur du poids de la connection  $k - j$ . On a :

$$W_{k,j}(h+1) = W_{k,j}(h) + \Delta W_{k,j}(h) \quad (6.5)$$

Avec  $h$ , la  $h^{ieme}$  itération de l'algorithme. Des versions plus sophistiquées de ce même algorithme permettant d'augmenter la vitesse de convergence sont présentées dans [56]. Pour obtenir de bons résultats pendant la phase d'apprentissage il faudrait idéalement que les éléments de l'ensemble des exemples soient les plus représentatifs possible de la fonction que l'on désire approximer ; les redondances inutiles sont donc à éviter. Le nombre de neurones appartenant à chaque couche n'est pas déterminable d'une manière exacte par aucune théorie. En choisissant un nombre élevé de neurones, on aura en général des valeurs de sortie très précises pour les points où le réseau a été entraîné ; par contre, lorsque l'on simule le réseau avec des nouveaux points, la précision obtenue sera nettement moins bonne : c'est ce que l'on appelle le phénomène d'overfitting. La situation contraire se présente lorsque le nombre de neurones est insuffisant. L'expérience du développeur et différents essais permettent de retrouver le meilleur compromis entre les deux situations décrites. Si nous revenons à notre application, l'approximation analytique

de la fonction  $f_{M_c}(I_{tot}, n)$  est obtenue en employant un réseau neuronal à deux couches dont la structure est donnée à la figure 6.12. La Neural Network Toolbox de MATLAB [56], qui intègre plusieurs variantes du "backpropagation algorithm" en fonction des besoins relatifs à chaque application particulière, a été utilisée pour la phase d'apprentissage du réseau.

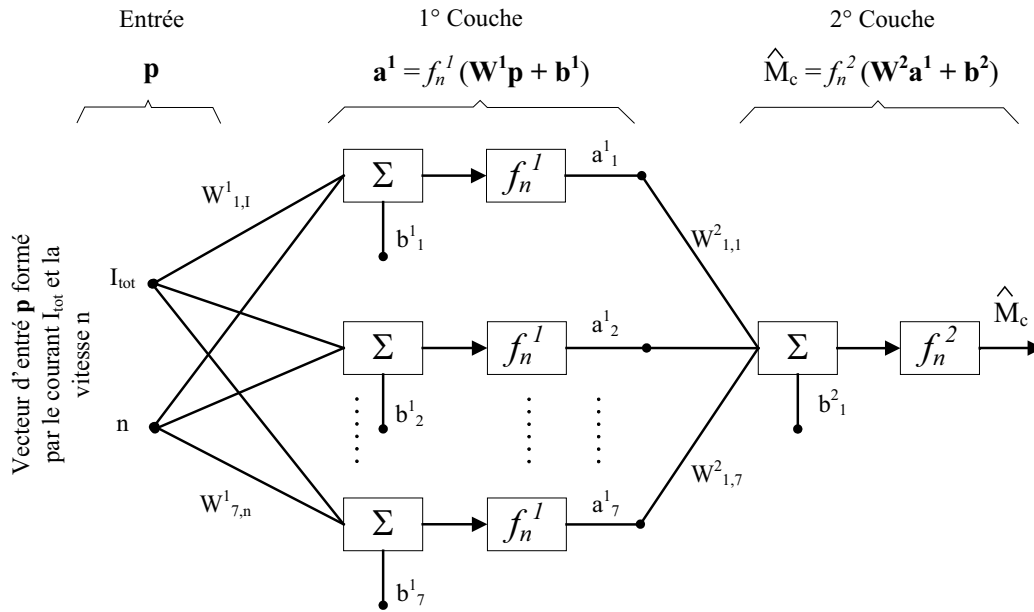


FIG. 6.12 – Structure du réseau neuronal utilisée pour l'approximation de la fonction  $M_c = f_{M_c}(I_{tot}, n)$

La relation analytique résultante, donnée par le réseau neuronal après son entraînement et permettant d'estimer le couple de charge  $\hat{M}_c$  appliqué à l'arbre moteur, peut enfin s'écrire à l'aide de l'équation 6.6.

$$\hat{M}_c = f_n^2 \left( \mathbf{W}^2 \left( f_n^1 \left( \mathbf{W}^1 \mathbf{p} + \mathbf{b}^1 \right) \right) + \mathbf{b}^2 \right) \quad (6.6)$$

Avec :

- $\mathbf{W}^1$  la matrice des poids de pondération pour les connexions entre les neurones de la première couche et les entrées du réseau.
- $\mathbf{W}^2$  la matrice des poids de pondération pour les connexions entre les neurones de la deuxième couche et ceux de la première.
- $\mathbf{p} = \begin{pmatrix} I_{tot} \\ n \end{pmatrix}$  Vecteur des entrées correspondant dans notre application au courant d'alimentation  $I_{tot}$  et à la vitesse  $n$ .

A noter que la fonction de transfert des neurones associée à la première couche est de type sigmoïdale (permet d'identifier les non-linéarités, cf. équation 6.7) tandis que celle associée au neurone de sortie est linéaire (la sortie peut alors prendre des valeurs en dehors de l'intervalle  $[-1 \ 1]$ , cf. équation 6.8).

$$f_n^1(x) = \frac{2}{(1 + e^{-2x})} - 1 \quad (6.7)$$

$$f_n^2(x) = x \quad (6.8)$$

L'apprentissage du réseau a été effectué sur 200 époques d'entraînement ; une époque correspond à l'ensemble des exemples de la fonction  $M_c = f_{M_c}(I_{tot}, n)$ , permettant ainsi de définir le vecteur des entrées et celui des sorties objectifs associées. L'ensemble des exemples est composé de 117 couples d'entrée-sortie de la fonction  $M_c = f_{M_c}(I_{tot}, n)$  obtenues expérimentalement. Nous obtenons après la phase d'apprentissage une erreur moyenne totale inférieure à 0.1%, défini à l'aide de l'équation 6.3. Concrètement, la figure 6.13 nous montre la qualité de l'estimation obtenue à l'aide du réseau neuronal après la phase d'apprentissage. Si nous la comparons à la caractéristique expérimentale de la figure 6.8 nous pouvons aussi apprécier visuellement la qualité de l'approximation.

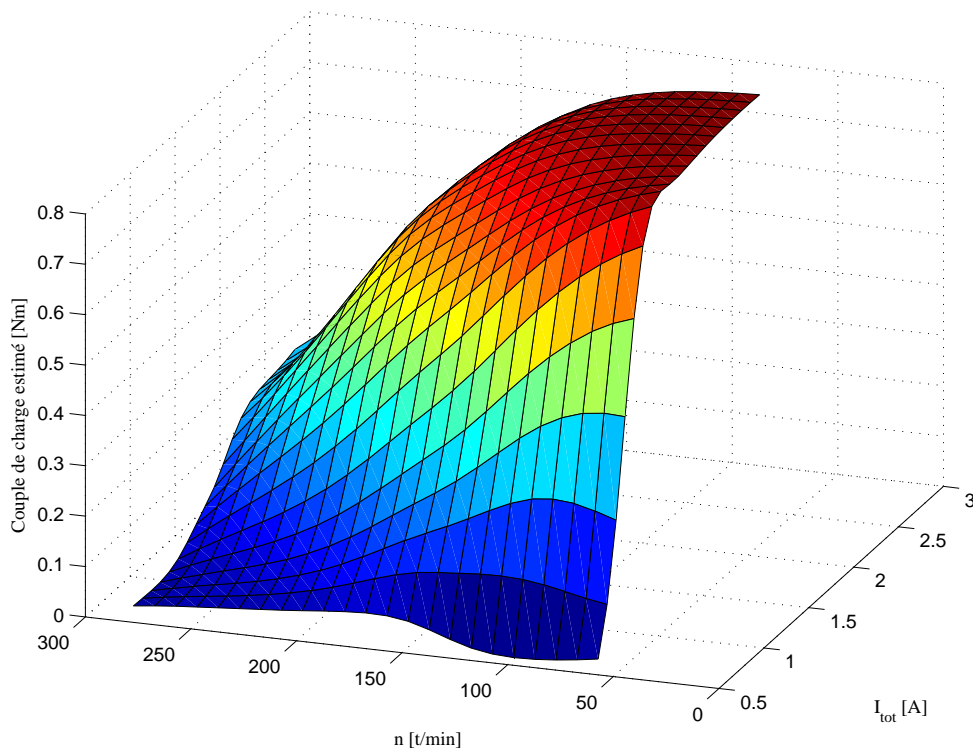


FIG. 6.13 – Estimation du couple de charge  $\widehat{M}_c$  en fonction du courant d'alimentation  $I_{tot}$  et de la vitesse  $n$  avec un réseau neuronal

Pour vérifier concrètement la validité de la méthode d'estimation proposée, nous observons l'évolution dans le temps du couple de charge mesuré  $M_c$  avec celui estimé  $\widehat{M}_c$  à l'aide du réseau neuronal. Différents sauts de couple ont été effectués dans le but d'avoir une vérification sur plusieurs points de fonctionnement dans la plage d'utilisation du moteur. Les résultats obtenus sont reportés à la figure 6.14. Comme nous pouvons le constater, l'estimation du couple de charge est très bonne ; en effet l'erreur d'estimation reste inférieure à 5%. Enfin, le schéma fonctionnel détaillé du limiteur de vitesse est donné à la figure 6.15.

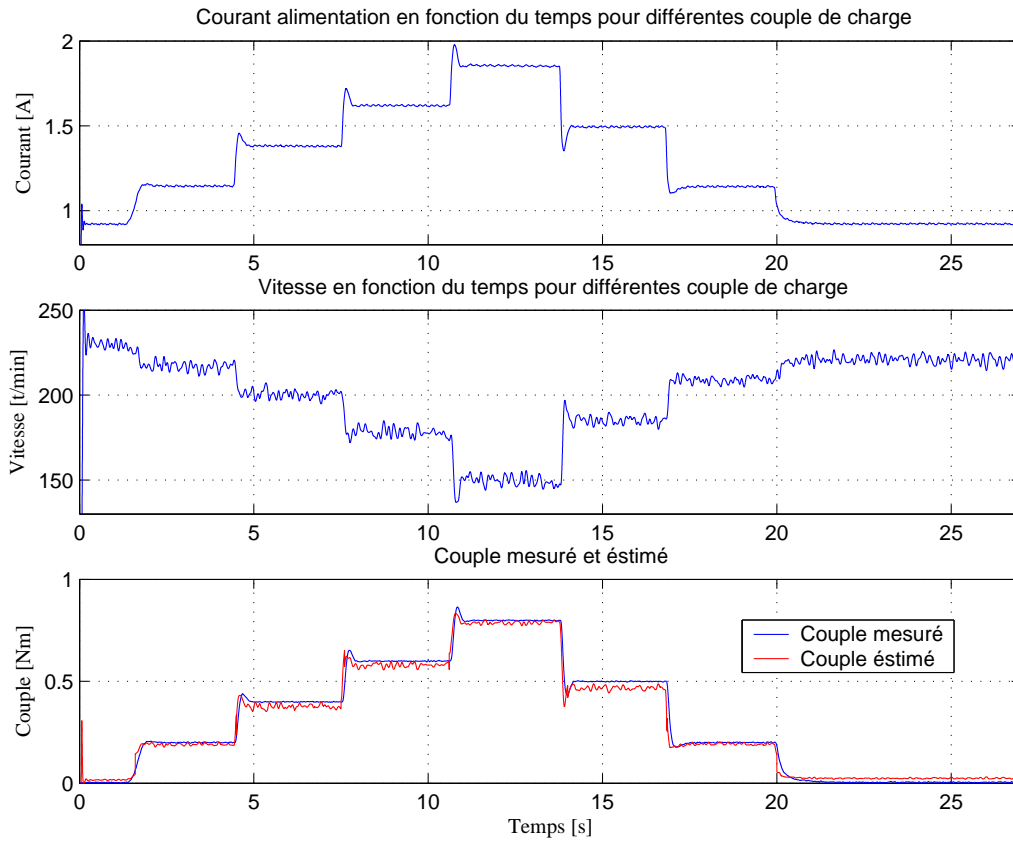


FIG. 6.14 – Comparaison entre le couple de charge mesuré et celui estimé avec l'utilisation du réseau neuronal

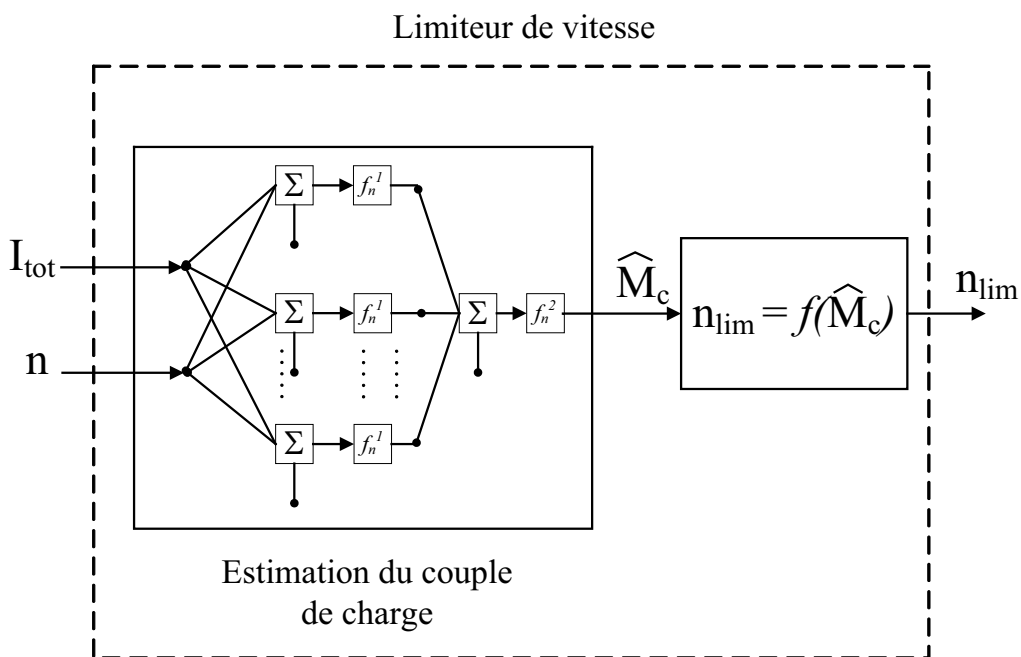


FIG. 6.15 – Schéma fonctionnel détaillé du limiteur de vitesse

## 6.4 Régulateur de vitesse

Étant donné le caractère non-linéaire de la caractéristique vitesse-fréquence (figure 5.16), il est exclu que nous puissions utiliser, sans aucune précaution, des régulateurs classiques de type P, PI, PID. En effet la réponse du système serait à ce moment dépendante du point de fonctionnement et dans le cas le plus défavorable, elle peut même devenir instable. Une solution possible serait alors de dimensionner les gains du régulateur pour plusieurs points de fonctionnement en linéarisant le comportement du système autour de ces derniers. La mise à jour du régulateur est très rapide car ses paramètres sont fixés avant le démarrage. Toutefois, le volume de calcul à traiter avant l'enclenchement est important : il s'agit de dimensionner une "banque" de régulateurs. La méthode décrite ici est donc lourde et peu élégante à mettre en oeuvre. Pour ces raisons, nous nous proposons, dans les sections qui suivent, d'étudier différentes méthodes de commande possibles (figure 6.16) dans le but d'obtenir un algorithme qui réalise le meilleur compromis entre performance, robustesse et facilité d'implémentation.

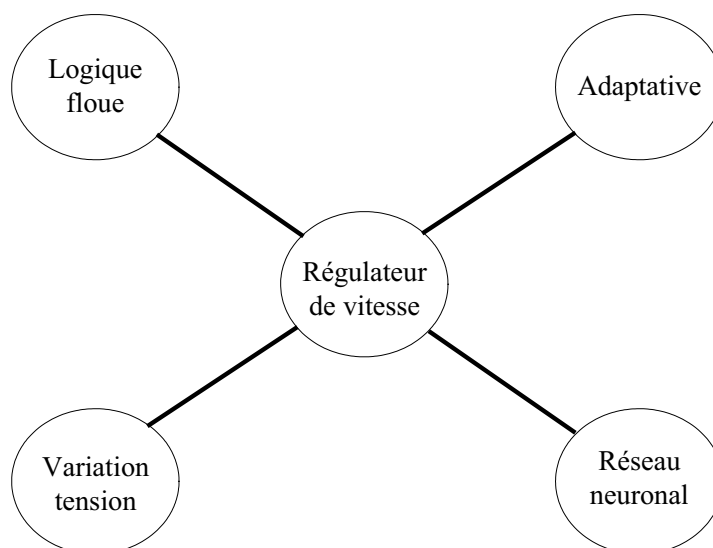


FIG. 6.16 – Solutions envisageables pour la conception de l'algorithme de contrôle de vitesse

### 6.4.1 Commande adaptative

Le schéma à la base d'une commande adaptative est donnée à la figure 6.17. À chaque coup d'horloge (fixant la vitesse à laquelle l'algorithme est exécuté) l'identification du processus à régler et la synthèse du régulateur sont effectuées. Le régulateur est ainsi adapté en temps réel à l'évolution du système que l'on veut commander.

#### Régulateur RST

La synthèse d'un régulateur classique, soit dans le lieu des pôles soit en introduisant des marges de phase et de gain, présente un aspect empirique qui rend impossible la traduction sous une forme algébrique. Le régulateur RST [48] permet, comme on le verra plus tard, une synthèse algébrique qui se prête ainsi facilement à être mise sous forme codée. Elle peut dès lors être mise en oeuvre dans un schéma de commande adaptative. Dans le but de montrer le potentiel du régulateur RST, reprenons tout d'abord l'architecture classique d'un système automatique en asservissement, tel que représenté à la figure 6.18.

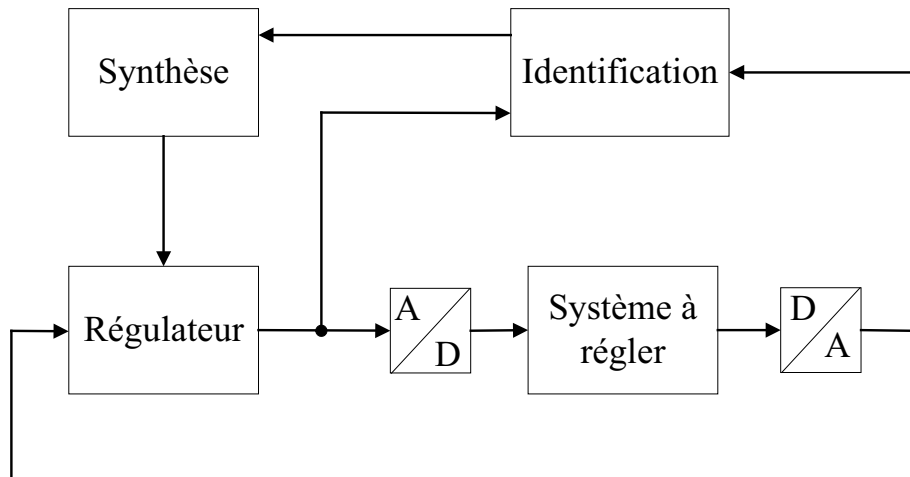


FIG. 6.17 – Schéma de commande adaptative

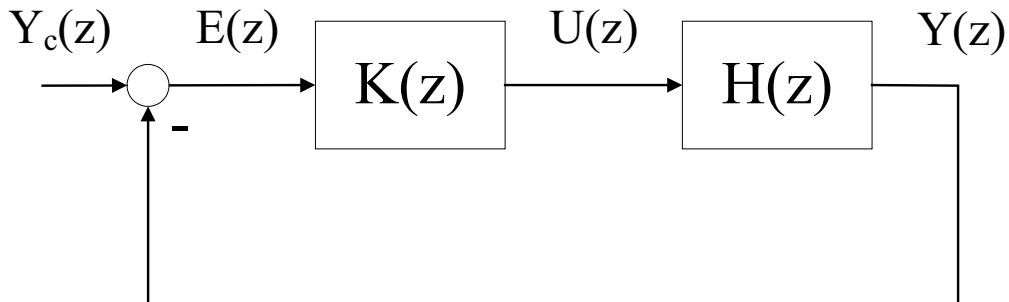


FIG. 6.18 – Schéma fonctionnel d'un système automatique avec régulateur classique

$Y_c(z)$ ,  $U(z)$  et  $Y(z)$  dénotent respectivement les grandeurs de consigne, de commande et à régler exprimées dans le domaine de  $z$  (équivalent de la variable de Laplace  $s$  pour les systèmes discrets).  $K(z) = \frac{S(z)}{R(z)}$  est la fonction de transfert du régulateur, de type PID par exemple,  $H(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$  désigne la fonction de transfert échantillonnée du processus à régler. Les polynômes  $S(z)$ ,  $R(z)$ ,  $B(z)$  et  $A(z)$  ont des degrés adéquats par rapport aux propriétés physiques des systèmes causals. La grandeur de commande  $U(z)$  générée par le régulateur et la fonction de transfert du système en boucle fermée peuvent alors s'écrire respectivement avec les équations 6.9 et 6.10.

$$U(z) = \frac{S(z)}{R(z)} Y_c(z) - \frac{S(z)}{R(z)} Y(z) \quad (6.9)$$

$$\frac{Y(z)}{Y_c(z)} = \frac{B(z)S(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} \quad (6.10)$$

Le régulateur RST généralise cette structure classique : à la place du seul polynôme  $S(z)$  apparaissant dans les deux termes constituant le membre de droite de l'équation 6.9, on introduit deux polynômes  $S(z)$  et  $T(z)$  distincts. On obtient alors la grandeur de commande et la fonction de transfert en boucle fermée données par les équations 6.11 et 6.12.



$$U(z) = \frac{T(z)}{R(z)} Y_c(z) - \frac{S(z)}{R(z)} Y(z) \quad (6.11)$$

$$\frac{Y(z)}{Y_c(z)} = \frac{B(z)T(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} \quad (6.12)$$

Nous remarquons dans l'équation 6.11 décrivant la loi de commande du régulateur RST, que l'erreur de mesure  $E(z) = Y_c(z) - Y(z)$  n'apparaît plus directement. Le schéma fonctionnel classique de la figure 6.18 est donc remplacé par celui de la figure 6.19.

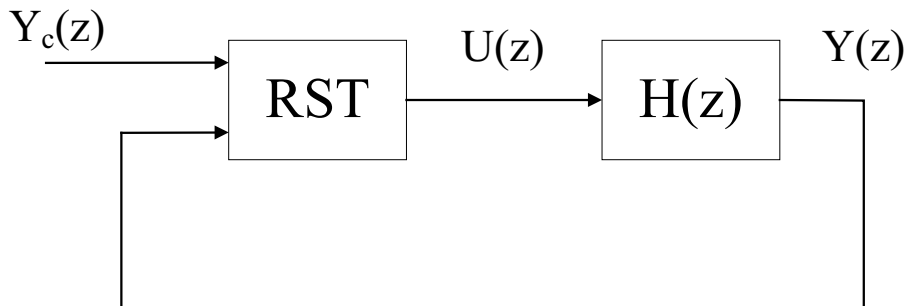


FIG. 6.19 – Schéma fonctionnel d'un système automatique avec régulateur RST

Une comparaison entre 6.10 et 6.12 fait ressortir une différence cruciale : au numérateur de 6.10 apparaît  $S(z)$ , polynôme également mis en jeu dans le dénominateur de cette expression ; par contre, le numérateur de 6.12 contient le polynôme  $T(z)$  qui est absent du dénominateur. De cette manière avec le régulateur RST nous obtenons un degré de liberté supplémentaire, une propriété qui sera exploitée lors de la synthèse. Les relations 6.13, 6.14 et 6.15 décrivent respectivement la forme des polynômes  $R(z)$ ,  $S(z)$  et  $T(z)$ . On remarque que  $R(z)$  est choisi monique. Les degrés  $\rho$ ,  $\sigma$  et  $\tau$  associés à chaque polynôme seront choisis en respectant la propriété de causalité.

$$R(z) = z^\rho + r_1 z^{\rho-1} + \dots + r_\rho \quad (6.13)$$

$$S(z) = s_0 z^\sigma + s_1 z^{\sigma-1} + \dots + s_\sigma \quad (6.14)$$

$$T(z) = t_0 z^\tau + t_1 z^{\tau-1} + \dots + t_\tau \quad (6.15)$$

Après avoir remplacé 6.13, 6.14 et 6.15 dans 6.11 et exprimé le résultat dans le domaine temporel en utilisant la propriété de l'opérateur retard  $Y(z)z^{-1} \rightarrow y(k-1)$ , on obtient finalement l'équation 6.16. Le code qui réalise le régulateur RST se fonde directement sur cette équation.

$$\begin{aligned} u(k) = & -r_1 u(k-1) - \dots - r_\rho u(k-\rho) \\ & + t_0 y_c(k) + t_1 y_c(k-1) + \dots + t_\tau y_c(k-\tau) \\ & - s_0 y(k) - s_1 y(k-1) - \dots - s_\sigma y(k-\sigma) \end{aligned} \quad (6.16)$$

La synthèse des polynômes  $R(z)$ ,  $S(z)$  et  $T(z)$  du régulateur RST sera effectuée afin que la fonction de transfert du système en boucle fermée 6.12 soit identique à la fonction de transfert  $H_m(z)$  du modèle de référence donné par l'utilisateur ; comme indiqué à la figure 6.20. C'est donc une synthèse dans le lieu des pôles. Pour la méthode de calcul détaillée des coefficients des polynômes  $R(z)$ ,  $S(z)$  et  $T(z)$ , basée sur la solution de l'équation de Diophante, on se référera à [48].

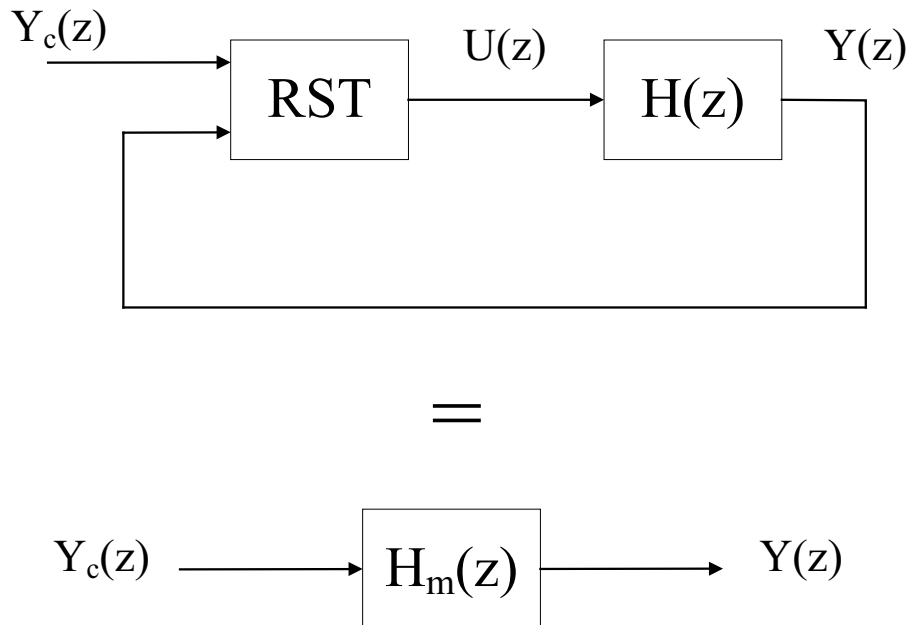


FIG. 6.20 – Principe de la synthèse dans le lieu des pôles du régulateur RST

Une autre méthode de synthèse possible est celle qui est proposée dans [57]. Plutôt que dans le placement des pôles (modèle de référence  $H_m(z)$ ), le principe réside dans l'élaboration d'une séquence d'échantillons de la grandeur de commande  $u(0)$ ,  $u(1)$ , ...,  $u(N-1)$  qui minimise la fonction performance  $J$  donnée par l'équation 6.17 sur un horizon d'optimisation de  $N$  échantillons.

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^N \left[ (y_c(k) - y(k))^2 Q_1 + u(k)^2 Q_2 \right] \quad (6.17)$$

Le terme  $(y_c(k) - y(k))^2 Q_1$  permet de minimiser la somme de l'erreur de réglage, pondérée par  $Q_1$ . L'erreur aura la tendance à s'annuler. Le terme  $u(k)^2 Q_2$  permet de limiter des excursions trop importantes de la grandeur de commande  $u(k)$ . Les coefficients  $Q_1$  et  $Q_2$  permettent de réaliser un compromis entre l'efficacité du réglage et la mise à contribution de la commande. Nous rappelons que la synthèse par placement des pôles permet d'imposer la dynamique de la réponse mais elle n'a aucun contrôle sur les variations de la grandeur de commande. La différence principale entre les deux méthodes réside justement dans le fait que la synthèse par minimisation de la fonction performance 6.17 permet aussi une maîtrise de la grandeur de commande. Indépendamment de la méthode de synthèse utilisée, les solutions pour les coefficients des polynômes  $R(z)$ ,  $S(z)$  et  $T(z)$  seront évidemment en fonction des paramètres du système à régler  $H(z)$ . Ces derniers sont mis à jour à chaque coup d'horloge par l'algorithme d'identification. Le régulateur est ainsi adapté par rapport à l'évolution du système à régler. On obtient donc une performance en asservissement de vitesse qui est indépendante du point de fonctionnement.

### Identification

Dans le cas particulier du moteur piézoélectrique à onde progressive, lorsqu'on applique une variation de fréquence  $\Delta f$  par rapport au point de fonctionnement déterminé par la fréquence de travail  $f$ , la dynamique de la réponse en vitesse peut être approximée par la fonction de transfert de premier ordre donnée par l'équation 6.18

$$\Delta n = \frac{K(f)}{1 + sT_n} \Delta f \quad (6.18)$$

Nous remarquons que le gain  $K(f)$  varie en fonction de la fréquence de travail  $f$  (point de fonctionnement) comme nous pouvons l'observer directement sur la caractéristique vitesse-fréquence reportée à la figure 5.16. Après l'échantillonnage de 6.18, on obtient la fonction de transfert discrétisée du système à régler  $H(z)$ . L'identification des paramètres de  $H(z)$  permettra une synthèse du régulateur adaptée au point de fonctionnement. Pour illustrer le principe à la base de la procédure d'identification d'un processus, on se place dans le cas général ; la fonction de transfert  $H(z)$  est alors donnée par l'équation 6.19.

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_0 z^{n-1} + b_1 z^{n-2} + \dots + b_{n-1}}{z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n} \quad (6.19)$$

Dans le domaine temporel cela devient :

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) - \dots - a_n y(k-n) + b_0 u(k-1) + b_1 u(k-2) - \dots + b_{n-1} u(k-n) \quad (6.20)$$

Pour  $k = 1, 2, \dots, 2n$  et avec les échantillons de la grandeur de commande  $u$  et de la grandeur à régler  $y$  (qui sont nuls pour  $k < 0$ ), on peut en partant de l'équation aux différences 6.20, établir le système d'équations donné sous forme matricielle par la relation 6.21.

$$\begin{pmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(n) \\ \vdots \\ y(2n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -y(0) & \dots & 0 & u(0) & \dots & 0 \\ -y(1) & \dots & 0 & u(1) & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ -y(n-1) & \dots & -y(0) & u(n-1) & \dots & u(0) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ -y(2n-1) & \dots & -y(n) & u(2n-1) & \dots & u(n) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \\ b_0 \\ \vdots \\ b_{n-1} \end{pmatrix} \quad (6.21)$$

Le système d'équations 6.21 est décrit sous forme compacte par 6.22. Avec  $\mathbf{y}(2n)$  le vecteur de mesures,  $\Phi(2n-1)$  la matrice d'observations et  $\vartheta$  le vecteur des paramètres.

$$\mathbf{y}(2n) = \Phi(2n-1) \vartheta \quad (6.22)$$

C'est un système de  $N = 2n$  équations avec  $p = 2n$  inconnues  $a_1, a_2, \dots, a_n, b_0, b_1, \dots, b_{n-1}$ . Si le rang de la matrice  $\Phi(2n-1)$  vaut  $p$ , le système a une solution unique. Malheureusement cette méthode manque de fiabilité. En effet, les échantillons  $u(0), u(1), \dots, u(2n-1)$  et  $y(0), y(1), \dots, y(2n-1)$

sont entachés d'erreurs de mesure. De plus, plusieurs erreurs de modélisation existent, par exemple des modes négligés ou des non-linéarités non prises en compte. Toutes ces erreurs se répercutent alors sur l'estimation correcte des paramètres. Afin de filtrer ces erreurs, une redondance est introduite en faisant l'estimation des paramètres sur un nombre  $N$  d'échantillons plus grand que le nombre  $p = 2n$  de paramètres. Si  $N > p$ , les échantillons ne peuvent généralement plus, à cause des erreurs de mesure, satisfaire l'équation 6.22. On introduit alors le vecteur des erreurs  $\varepsilon(k)$ . L'équation 6.22 devient :

$$\mathbf{y}(k) = \Phi(k-1)\vartheta + \varepsilon(k) \quad (6.23)$$

Nous avons maintenant  $N = k > p = 2n$ . Géométriquement le vecteur des mesures n'appartient donc pas au sous-espace vectoriel généré par les colonnes de la matrice d'observation  $\Phi(2n-1)$ . Le vecteur des paramètres est maintenant déterminé de manière à minimiser le vecteur d'erreur  $\varepsilon(k)$ . Pour procéder à cette minimisation, on adopte la méthode des moindres carrés qui consiste à minimiser la norme euclidienne de l'erreur. La fonction  $J$  à minimiser est donnée par l'équation 6.24.

$$J(\vartheta) = \|\varepsilon(k)\|^2 \quad (6.24)$$

Le vecteur des paramètres qui minimise  $J(\vartheta)$ , dénoté  $\hat{\vartheta}$ , est appelé vecteur de paramètres estimé. Les développements nécessaires pour aboutir à la solution algébrique de l'équation 6.24 et permettant ainsi la codification de la procédure d'identification, se trouvent dans [48]. Une interprétation géométrique de la solution est donnée à la figure 6.21 dans le cas particulier  $N = 3$  et  $p = 2$ . Intuitivement on peut voir que lorsque les paramètres estimés  $\hat{\vartheta}_1$  et  $\hat{\vartheta}_2$  sont calculés de manière à ce que le vecteur  $\hat{\mathbf{y}}(k) = \Phi(k)\hat{\vartheta}(k)$  soit la projection orthogonale de  $\mathbf{y}(k)$  sur le sous espace-vectoriel engendré par les colonnes  $\phi^1(k)$  et  $\phi^2(k)$  de la matrice d'observations  $\Phi(k)$ , on aura minimisé la fonction  $J$ .

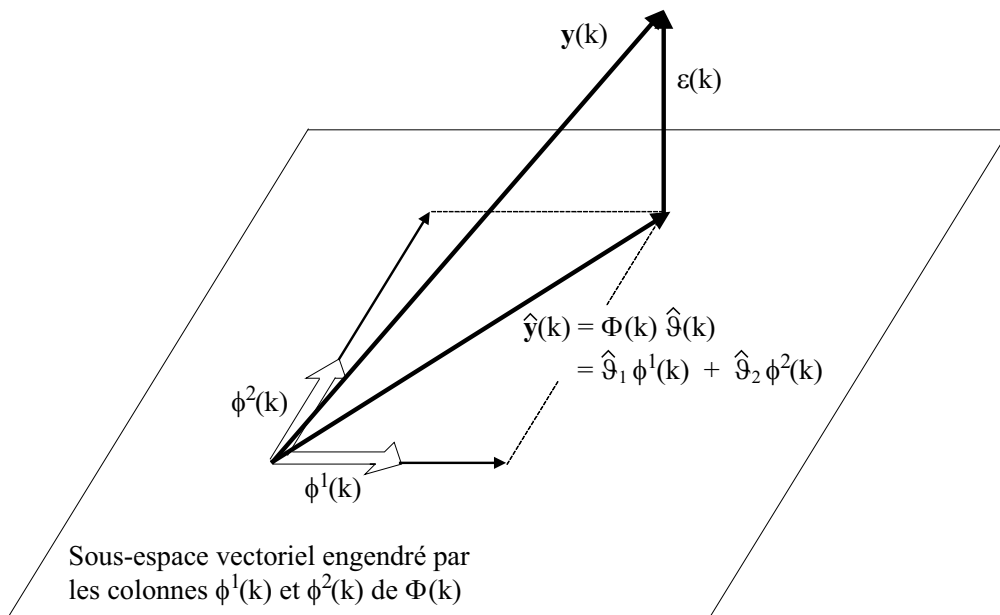


FIG. 6.21 – Interprétation géométrique de la méthode des moindres carrés dans le cas  $N = 3$  et  $p = 2$  [48]

### Remarques

Mathématiquement le minimum de la fonction  $J$  est obtenu lorsque le rang de la matrice d'observations  $\Phi$  est égal à  $p$  (nombre de paramètres inconnus), en d'autres termes les colonnes de la matrice d'observation sont linéairement indépendantes. Il faut donc que l'excitation du système que l'on veut identifier soit suffisamment riche pour générer une grandeur de sortie qui soit représentative des modes et des non-linéarités intrinsèques au système. Si l'on se réfère au schéma de la commande adaptative représentée à la figure 6.17, on peut dire que cette condition se vérifie à l'enclenchement du système de commande. En effet, c'est à ce moment que le régulateur est en principe mal ajusté et par conséquence génère une grandeur de commande à large spectre de manière à favoriser une procédure d'identification correcte. Au contraire, lorsque le temps s'écoule et le régulateur est ajusté correctement, la grandeur à régler rejoint la consigne (admise constante); la grandeur de commande devient elle aussi constante. Dans ces conditions, les modes du système sont mal excités; cela se reflète mathématiquement par une matrice d'observations de rang insuffisant. La conséquence est que la procédure d'identification fournit un modèle qui est faux au bloc de synthèse (figure 6.17), qui calcule donc un régulateur mal ajusté voir instable : les grandeurs de commande et à régler explosent. La richesse de l'excitation redevient à nouveau suffisante et le cycle complet recommence. Le système devient instable si aucune précaution n'est prise. Une solution serait d'activer le bloc d'identification seulement quand les signaux de consigne, commande et sortie, sont jugés aptes à une procédure correcte d'identification. Une règle générale permettant d'établir quand il faut enclencher l'identification n'existe pas, il s'agit souvent de règles heuristiques qui dépendent de l'application spécifique. En résumant nous pouvons dire qu'il existe un dualisme entre un synthèse correcte du régulateur et l'identification des paramètres du modèle. Ceci rend complexe et délicat la mise en oeuvre de l'algorithme de commande. Il en résulte une perte en robustesse du système global. De plus, l'approche de synthèse et d'identification proposée se base sur la notion de fonction de transfert. Pour que cette approche conserve sa validité, les variations paramétriques du système à régler doivent être lentes (quasi statique); comme par exemple celles causées par des dérives thermiques. En réalité, si nous regardons la fonction de transfert 6.18 appliquée à notre cas particulier, on s'aperçoit que le gain  $K(f)$  varie en fonction de la fréquence d'alimentation qui est la grandeur de commande du système. Ainsi, la procédure d'identification ne permettra pas une estimation correcte des paramètres. Les considérations que nous venons de faire, sans oublier l'importance du volume de calcul nécessaire à l'implémentation de l'algorithme de commande adaptative proposé dans cette section, nous suggèrent que cette méthode de commande est certainement intéressante mais souffre d'un manque évident de robustesse, stabilité et fiabilité.

#### 6.4.2 Commande floue

Les méthodes de commande basées sur la logique floue (fuzzy en anglais) [58] ont été appliquées avec succès dans les dernières années, au contrôle des moteurs [59],[60]. Les méthodes de contrôle flou présentent deux avantages principaux : elles sont développées sur la base de l'intuition et de la connaissance du fonctionnement du système que l'on veut commander; aucun modèle mathématique du système est nécessaire et de plus, ils sont robustes. Cependant, la trajectoire de la réponse du système peut subir des variations significatives lorsque les paramètres du système à régler varient. La technique basée sur l'introduction d'un modèle de référence [68], [62] est ainsi appliquée pour lutter de manière efficace contre les variations paramétriques. Ainsi, la trajectoire de sortie peut être spécifiée au moyen du modèle de référence. Le schéma de réglage fuzzy-adaptative résultant proposé par [63] est représenté à la figure 6.22. La boucle de réglage interne est réalisée à l'aide d'un régulateur proportionnel-intégral classique. Étant donné la caractéristique vitesse-fréquence (figure 5.16), la dynamique de la réponse du système en boucle fermée dépendra du point de fonctionnement (gradient de la caractéristique vitesse-fréquence). Plus concrètement, lorsque nous travaillons dans la zone des basses vitesses la réponse sera plus lente par rapport à la zone des hautes vitesses. Pour éviter ce phénomène nous adoptons un modèle

de référence permettant de générer la trajectoire voulue pour la réponse du système. Ensuite, l'erreur entre la sortie du modèle de référence et celle du système est utilisée pour piloter le régulateur fuzzy-adaptatif. Ce dernier, en fonction de cette erreur et sur la base de règles linguistiques qui seront détaillées après, permet de générer un signal d'adaptation  $n_{ada}$  qui modifiera la valeur de la consigne  $n_{ref}$  dans le but d'obtenir la trajectoire de réponse désirée indépendamment du point de fonctionnement ou des variations paramétriques éventuelles.

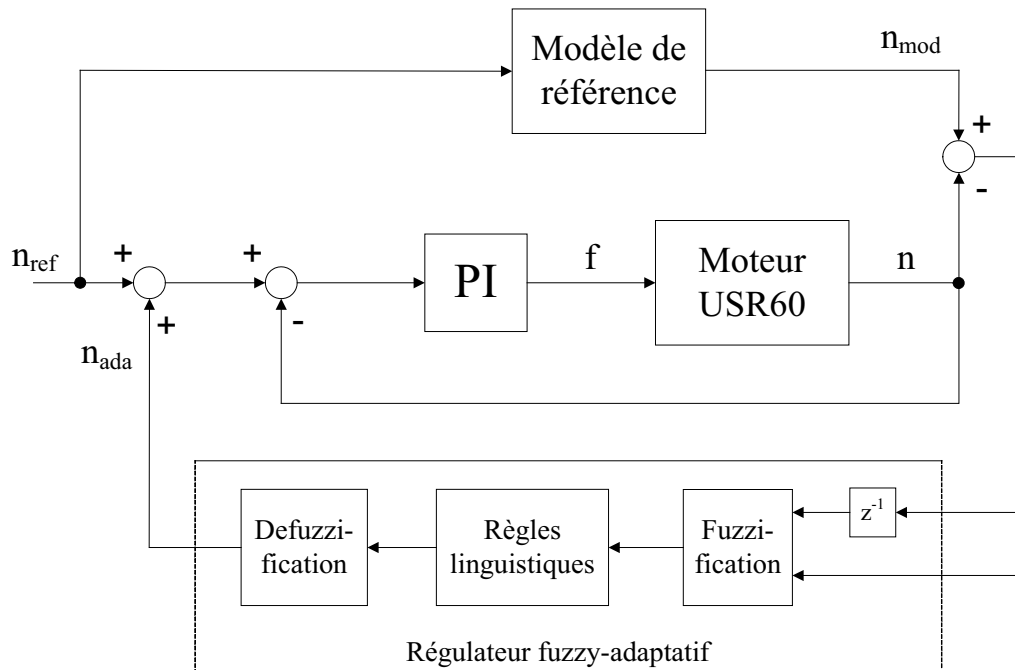


FIG. 6.22 – Schéma de réglage fuzzy-adaptative [63]

L'analyse de la dynamique du modèle de référence nous permettra de définir les règles linguistiques sur la base desquelles le régulateur fuzzy-adaptatif est construit. La figure 6.23 montre la réponse du modèle de référence  $n_{mod}$  à un saut de la vitesse de consigne  $n_{ref}$ . De plus, nous visualisons aussi la vitesse du moteur  $n$ . L'erreur  $e$  et la variation de l'erreur  $\Delta e$  sont définies respectivement par les équations 6.25 et 6.26. L'erreur  $e$  et sa variation  $\Delta e$  sont les variables d'entrée du régulateur fuzzy-adaptatif.

$$e(k) = n_{mod}(k) - n(k) \quad (6.25)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (6.26)$$

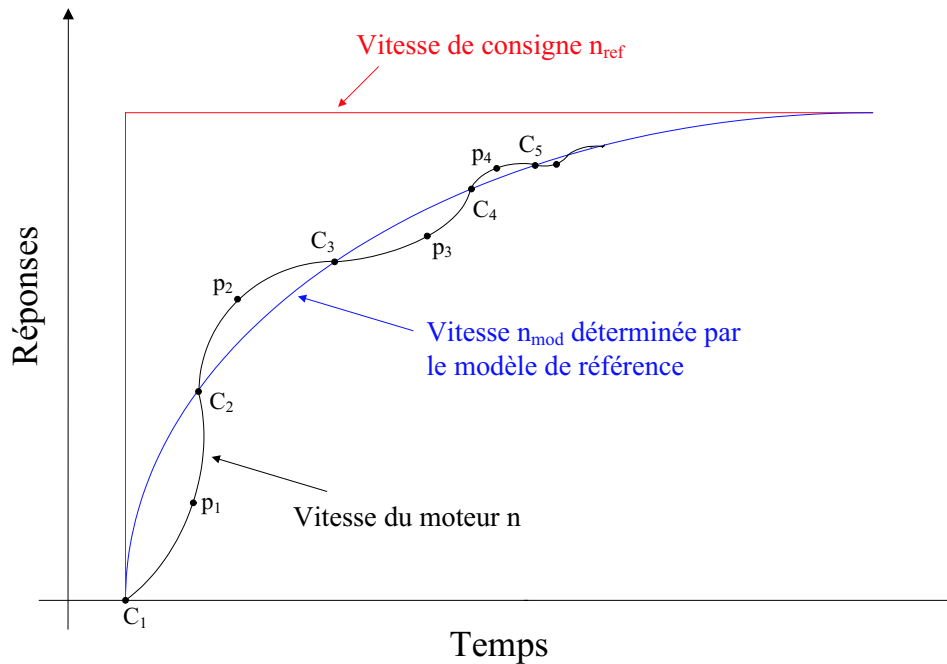


FIG. 6.23 – Analyse de la dynamique de la réponse déterminée par le modèle de référence

L'observations des points  $C_i$  et  $p_j$  mise en évidence dans la figure 6.23 permet d'énumérer les propriétés suivantes :

1.  $C_1$  : ( $e < 0 \rightarrow e > 0$ ) et  $\Delta e \gg 0$
2.  $C_2$  : ( $e > 0 \rightarrow e < 0$ ) et  $\Delta e \ll 0$
3.  $C_3$  : ( $e < 0 \rightarrow e > 0$ ) et  $\Delta e \gg 0$
4.  $C_4$  : ( $e > 0 \rightarrow e < 0$ ) et  $\Delta e \ll 0$
5.  $C_5$  : ( $e < 0 \rightarrow e > 0$ ) et  $\Delta e > 0$
6.  $p_1$  :  $e \gg 0$  et  $\Delta e \cong 0$
7.  $p_2$  :  $e \ll 0$  et  $\Delta e \cong 0$
8.  $p_3$  :  $e \gg 0$  et  $\Delta e \cong 0$
9.  $p_4$  :  $e \ll 0$  et  $\Delta e \cong 0$

Les règles linguistiques du régulateur fuzzy-adaptatif sont basées sur ces propriétés. D'abord il est nécessaire de choisir les ensembles flous associés aux grandeurs d'entrées du régulateur (erreur  $e$  et variation de l'erreur  $\Delta e$ ). Nous définissons sept ensembles flous :

- **NG Négatif Grand** : L'erreur ou la variation de l'erreur ont des valeurs négatives importantes.
- **NM Négatif Moyen** : L'erreur ou la variation de l'erreur ont des valeurs négatives moyennes.
- **NP Négatif Petit** : L'erreur ou la variation de l'erreur ont des valeurs négatives petites.
- **ZE Zéro** : L'erreur ou la variation de l'erreur ont des valeurs négatives autour de zéro.
- **PP Positif Petit** : L'erreur ou la variation de l'erreur ont des valeurs positives petites.
- **PM Positif Moyen** : L'erreur ou la variation de l'erreur ont des valeurs positives moyennes.
- **PG Positif Grand** : L'erreur ou la variation de l'erreur ont des valeurs positives grandes.

Les degrés d'appartenance des variables d'entrées aux ensembles flous sont donnés par les fonctions d'appartenance selon la figure 6.24. La notion d'ensemble flou constitue donc une sorte d'assouplissement de celle d'ensemble classique. L'idée est d'autoriser, à travers des fonction d'appartenance, une gradation (variant entre 0 et 1) dans l'appartenance d'une variable à un ensemble particulier. Une variable peut dès lors appartenir à un ensemble d'une manière non absolue, d'où l'appellation flou.

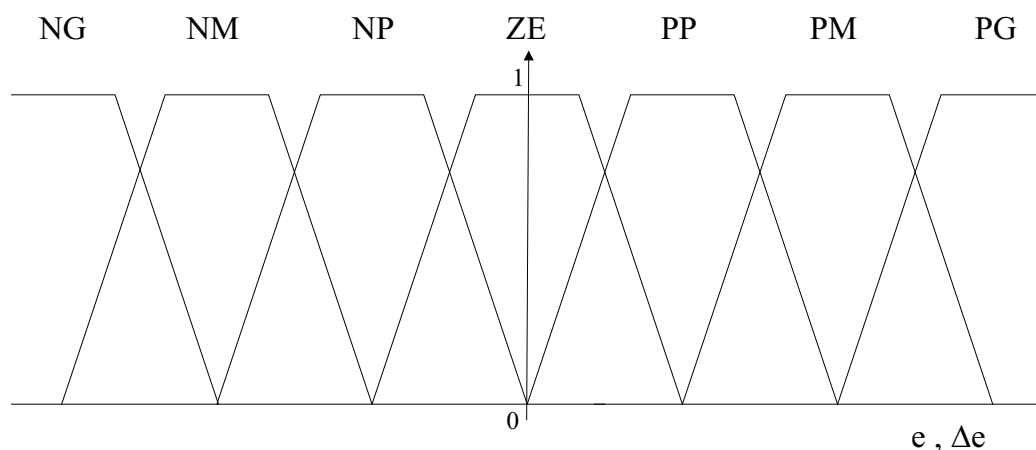


FIG. 6.24 – Fonctions d'appartenances des variables d'entrées du régulateur aux ensembles flous associés.

Sur la base des propriétés dynamiques du système et des ensembles flous, on peut établir les règles linguistiques qui permettent de piloter le régulateur fuzzy-adaptatif. Si par exemple l'erreur  $e$  et la variation de l'erreur  $\Delta e$  appartient respectivement aux ensembles flous **ZE** et **PP**, alors la règle floue associée permet de déterminer à quel ensemble doit appartenir la sortie du régulateur  $n_{ada}$ ; dans ce cas particulier c'est l'ensemble **PP**. Le Tableau 6.1 résume les règles linguistiques employées.

$e$ $\Delta e$ $n_{ada}$	<b>NG</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>ZE</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PG</b>
<b>NG</b>	<b>NG</b>	<b>NG</b>	<b>NM</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>ZE</b>	<b>ZE</b>
<b>NM</b>	<b>NG</b>	<b>NM</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>NP</b>	<b>ZE</b>	<b>ZE</b>
<b>NP</b>	<b>NM</b>	<b>NM</b>	<b>NS</b>	<b>NS</b>	<b>ZE</b>	<b>ZE</b>	<b>PS</b>
<b>ZE</b>	<b>NM</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>NP</b>	<b>ZE</b>	<b>ZE</b>	<b>PP</b>
<b>PP</b>	<b>NP</b>	<b>ZE</b>	<b>ZE</b>	<b>PP</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PM</b>
<b>PM</b>	<b>ZE</b>	<b>ZE</b>	<b>PP</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PM</b>	<b>PG</b>
<b>PG</b>	<b>ZE</b>	<b>ZE</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PM</b>	<b>PG</b>	<b>PG</b>

TAB. 6.1 – Règles linguistiques

Pour permettre l'implémentation des règles linguistiques du Tableau 6.1 dans un système à microprocesseur, il est nécessaire de les traduire dans un langage mathématique. On introduit alors le concept de degré d'activation d'une règle linguistique. On revient pour cela à notre exemple avec  $e$  et  $\Delta e$  appartenant respectivement aux ensembles flous **ZE** et **PP** avec des degrés d'appartenance donnés à la figure 6.24. La règle floue associée nous dit que la sortie  $n_{ada}$  appartient à l'ensemble **PP**. Le degré d'activation de cette règle linguistique particulière est ainsi défini comme étant le minimum des deux degrés d'appartenance des variables d'entrées aux ensembles flous auxquels elles sont associées. Nous pouvons illustrer



de manière plus compréhensible ce que l'on vient d'expliquer grâce au schéma à la figure 6.25. Cette procédure de calcul du degré d'activation d'une règle sera répétée pour toutes les règles linguistiques du Tableau 6.1.

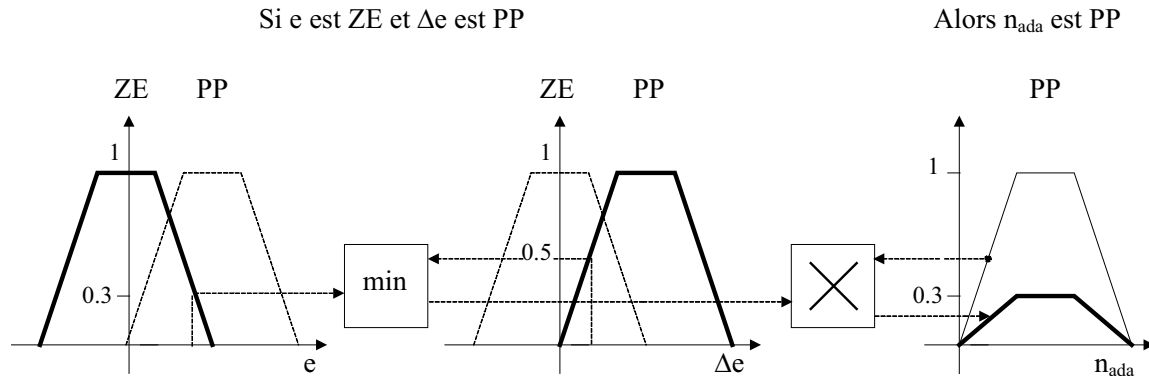


FIG. 6.25 – Exemple de calcul du degrés d'activation d'une règle linguistique

L'abscisse du centre de gravité de l'ensemble résultant de la somme de toutes les règles linguistiques (Tableau 6.1) pondérée par leur propre degré d'activation représente la grandeur de sortie  $n_{ada}$  (cf. figure 6.26). C'est le rôle du bloc "défuzzification" dans le schéma de la commande représenté à la figure 6.22. La méthode de calcul est illustrée graphiquement à la figure 6.26 ; pour simplifier la lecture du graphique seulement deux règles linguistiques sont prises en considération. En conclusion nous pouvons dire que malgré le volume de calcul important (qui dépend du nombre des règles linguistiques adoptées), la méthode de commande floue proposée permet de représenter un régulateur traduisant des connaissances pratiques sur le processus à commander. Ainsi, nous pouvons considérer la commande floue comme faisant partie du domaine de l'intelligence artificielle. A ce titre, nous introduisons dans la section suivante une structure de commande intéressante basée sur l'utilisation d'un réseau neuronal.

### 6.4.3 Commande avec utilisation d'un réseau neuronal

La figure 6.27 nous montre le schéma de principe de cette commande [64]. Ce type d'architecture a été appliqué avec succès dans différents domaines comme par exemple, dans le contrôle du bras d'un robot par l'intermédiaire d'actionneurs hydrauliques où un régulateur linéaire standard ne pourrait pas fonctionner correctement à cause des fortes non-linéarités intrinsèques au système à régler. L'architecture comprend un régulateur classique à gains fixes permettant d'assurer la stabilité du système et un réseau neuronal permettant d'augmenter la performance de l'algorithme de contrôle de vitesse. La grandeur de sortie  $f_{PI}$  du régulateur classique de type proportionnel intégral est utilisée pour l'apprentissage on-line du réseau neuronal. Une fois l'apprentissage terminé, le réseau permet d'obtenir la fonction inverse  $F^{-1}(f, n, M_c, T_{emp})$  du système à régler et remplace donc totalement la contribution du régulateur PI dans la grandeur de commande  $f$ . Si ces conditions sont réalisées, la grandeur de sortie, dans ce cas la vitesse, suit la trajectoire imposée par le modèle de référence. Dans [65] et [66] cette méthode de commande est considérée comme un nouveau schéma de contrôle à deux degrés de libertés. Une démonstration rigoureuse de sa convergence, atteinte lorsque le réseau neuronal "copie" l'inverse de la fonction du système, est aussi donnée. Nous pouvons constater que l'architecture du schéma de commande de la figure 6.27 ressemble fortement à celle proposée avec le régulateur fuzzy-adaptatif (figure 6.22). En effet, dans les deux cas nous ajoutons un régulateur non-linéaire dans le but d'assurer la performance d'asservissement, imposée par le modèle de référence, indépendamment du point de fonctionnement du moteur. Le rôle du modèle de référence est aussi de filtrer les grandeurs de consignes en forme de saut

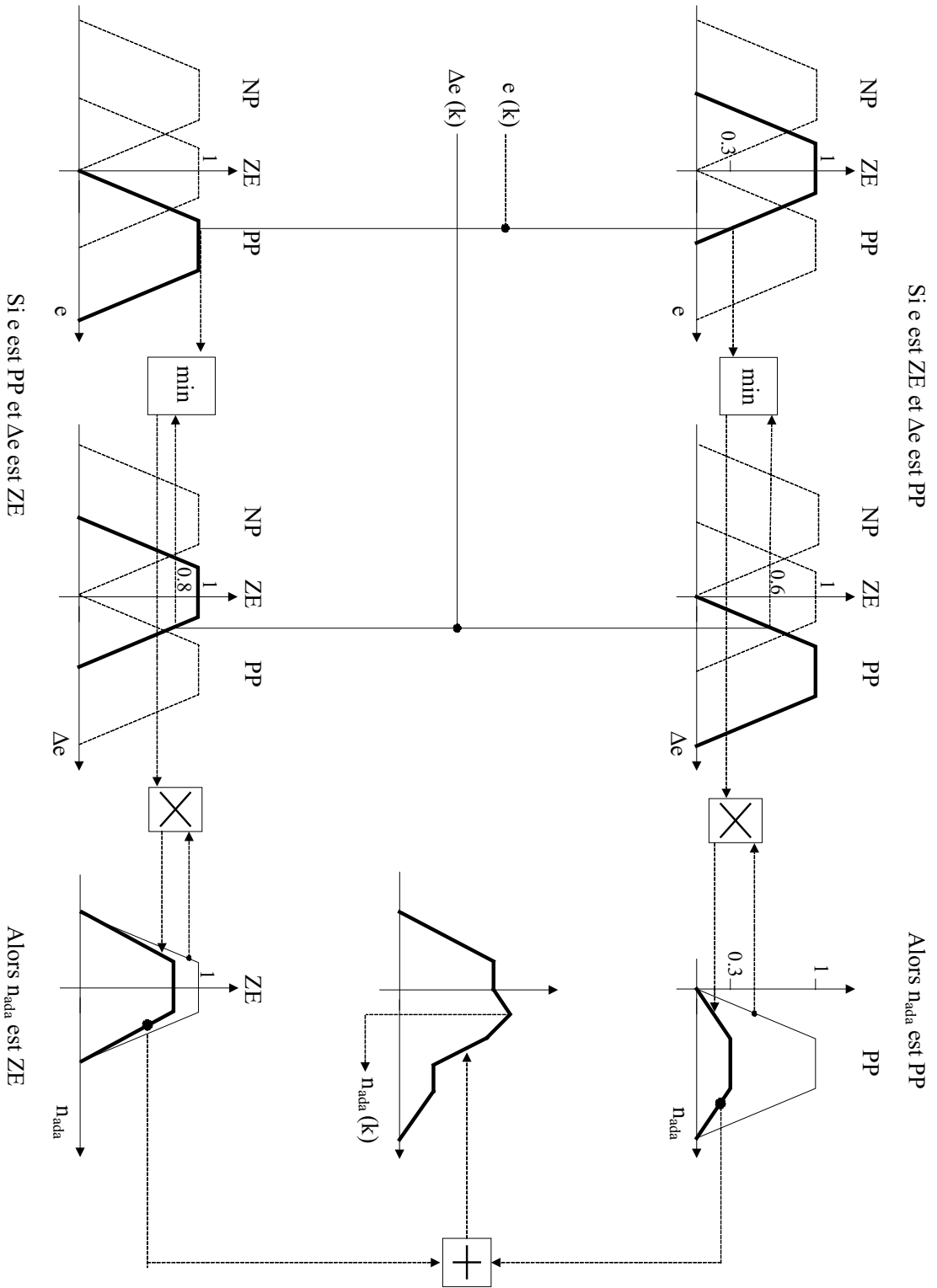


FIG. 6.26 – Méthode de calcul de la sortie du régulateur fuzzy-adaptatif

introduites par l'utilisateur. En effet, aucune grandeur de commande physiquement réalisable ne permettrait de suivre de telles consignes. La différence fondamentale entre les deux schémas de commande réside dans le fait que le réseau neuronal nécessite une période d'apprentissage de la fonction inverse  $F^{-1}(f, n, M_c, T_{emp})$  du système à régler. Lorsque l'apprentissage est mauvais, le risque est que dans une situation de fonctionnement inconnue au réseau le système puisse devenir instable ; la présence du régulateur PI permet de stabiliser le système mais la performance d'asservissement recherchée est évidemment perdue. Il est donc important durant cette phase que toutes les conditions de fonctionnement possibles soient utilisées pour réaliser correctement l'apprentissage. Cette situation est en réalité très difficile et longue à réaliser lorsque, comme dans notre application, plusieurs variables ( $f, n, M_c, T_{emp}$ ) influencent la caractéristique de sortie. De plus, la température  $T_{emp}$  n'est pas en principe une grandeur que l'on peut imposer directement, ce qui rend encore plus délicat la réalisation d'un bon apprentissage. Pour ces raisons, nous n'irons pas plus loin dans le développement de cette méthode de commande ; pour des informations supplémentaires sur les techniques de contrôle employant les réseaux de neurones on se référera à [67], [68] et [69].

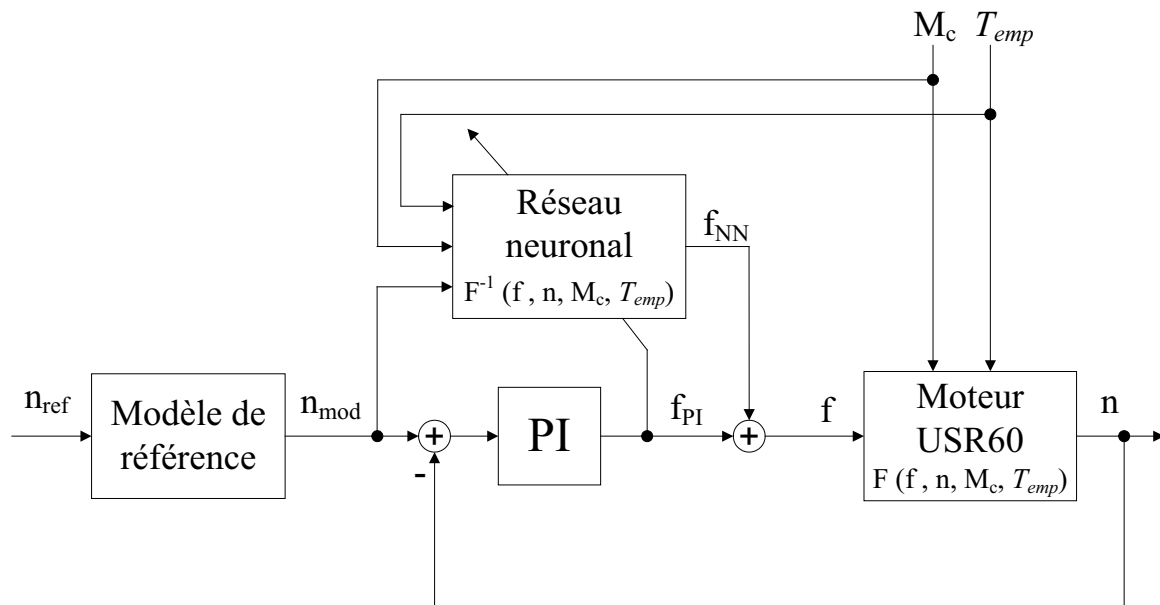


FIG. 6.27 – Schéma de principe de l'architecture de commande utilisant un réseau neuronal en parallèle avec un régulateur classique de type PI

#### 6.4.4 Commande par modulation de l'amplitude de la tension d'alimentation

L'idée est d'utiliser le degré de liberté fourni par le paramètre de contrôle  $a$  de la tension d'alimentation dans le but de linéariser le plus possible la caractéristique vitesse-fréquence. Nous rappelons que nous agissons sur l'amplitude de la tension d'alimentation en modulant la largeur d'impulsion dans l'intervalle  $[0 \leq a [\text{rad}] \leq \pi]$  (voir figure 5.2). La variation optimale de la tension d'alimentation permettant de linéariser la caractéristique est obtenue lorsque le paramètre de contrôle  $a$  varie en fonction de la fréquence selon le profil indiqué à la figure 6.28. La comparaison des caractéristiques vitesse-fréquence obtenues à tension variable ou constante (figure 6.29) nous montre effectivement que nous arrivons, avec cette méthode de commande, à linéariser la caractéristique dans la zone délicate des basses vitesses. Par conséquent, nous pouvons à ce moment effectuer l'asservissement de vitesse en utilisant un simple régulateur de type proportionnel intégral à gains fixes. Le schéma de réglage de la figure 6.30 découle directement de ces considérations. Un changement de signe du déphasage  $\varphi$ , qui en valeur absolue est maintenu égal à  $\pi/2$  (onde progressive optimale), correspond à une variation du sens de rotation du moteur. Celle-ci est la propriété que l'on exploite dans le schéma de la figure 6.30 pour changer le sens de rotation. Nous pouvons enfin remarquer, grâce à la figure 6.31, que la dynamique du système en boucle fermée est essentiellement la même soit que l'on se trouve dans la zone des hautes vitesses où dans celle des basses vitesses. Le comportement du régulateur en régime d'asservissement de la vitesse (cf. figure 6.32) et sa sensibilité par rapport aux grandeurs perturbatrices (cf. figure 6.33) qui peuvent agir sur le système, sont jugés satisfaisants.

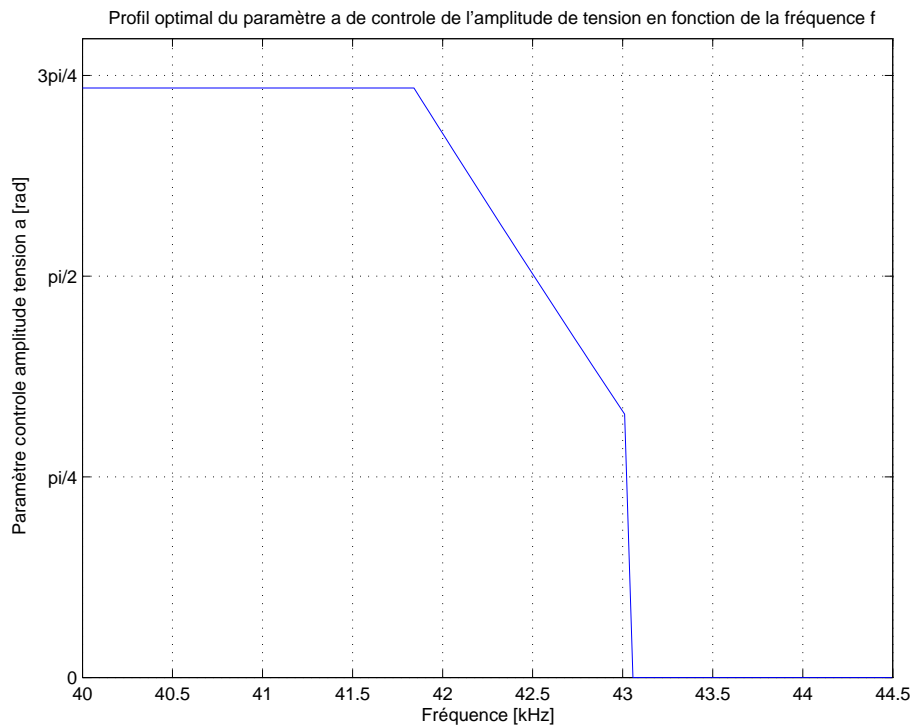


FIG. 6.28 – Profil optimal du paramètre de contrôle  $a$  de l'amplitude de la tension d'alimentation en fonction de la fréquence

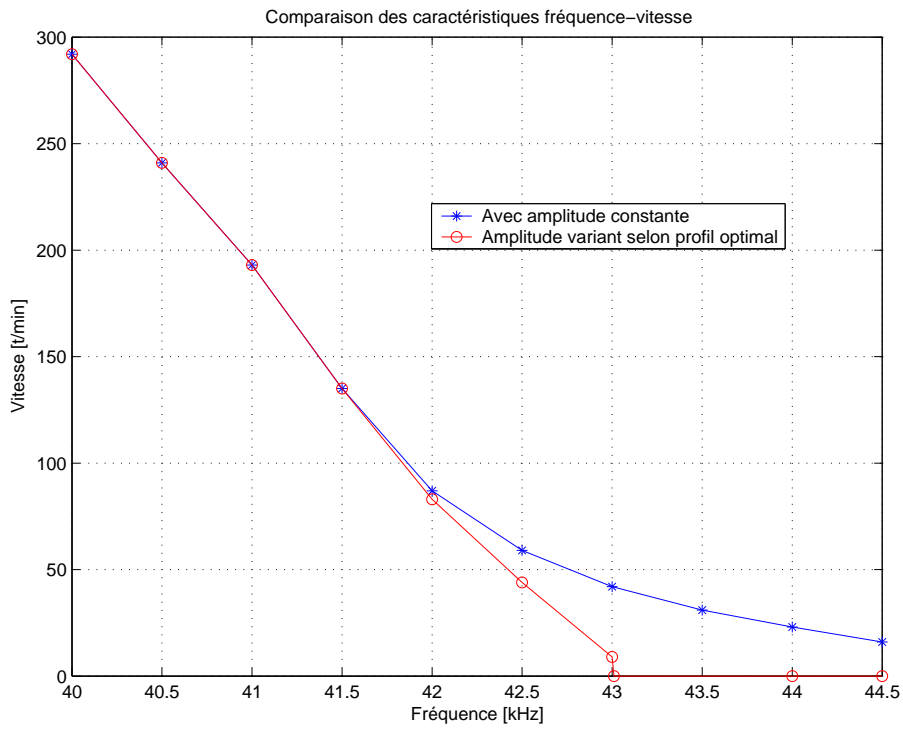


FIG. 6.29 – Comparaison des caractéristiques fréquence-vitesse.

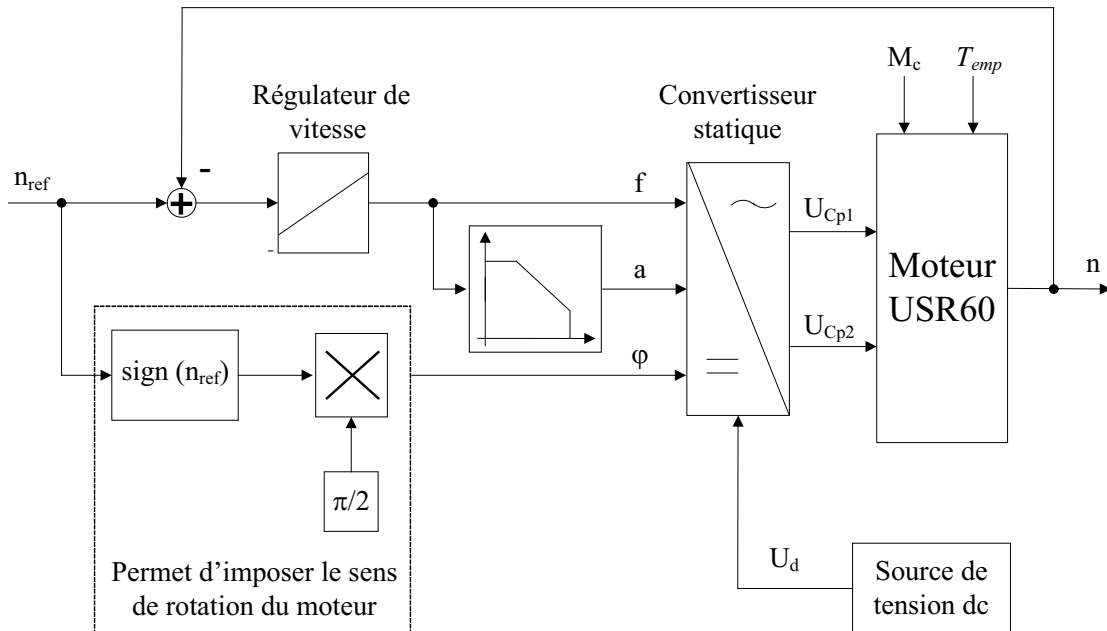


FIG. 6.30 – Schéma de réglage de la vitesse avec linéarisation de la caractéristique vitesse-fréquence en employant la méthode de variation de l'amplitude de la tension d'alimentation.

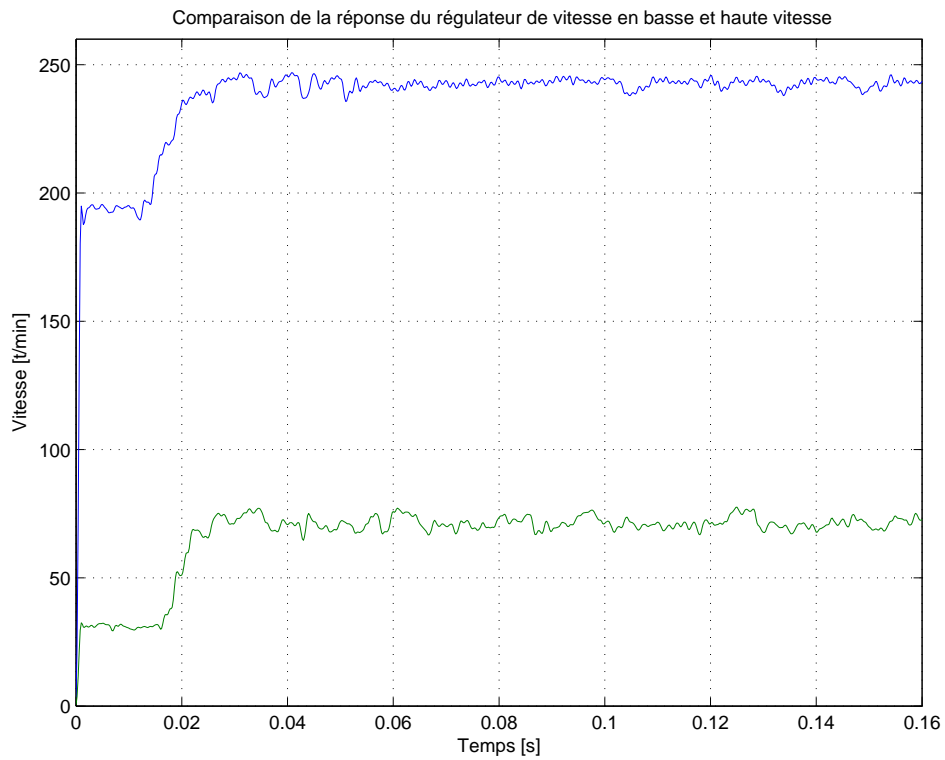


FIG. 6.31 – Comparaison de la dynamique de la réponse du régulateur de vitesse dans les zones des basses et des hautes vitesses.

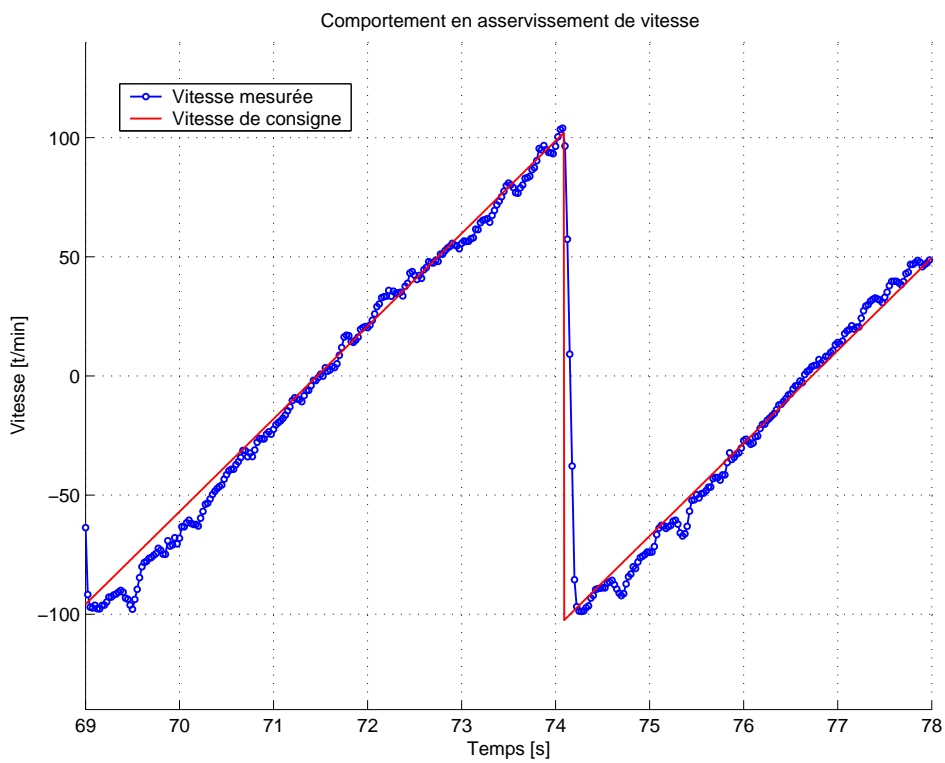


FIG. 6.32 – Comportement en asservissement de vitesse lorsqu'une consigne en forme de dent de scie est appliquée.

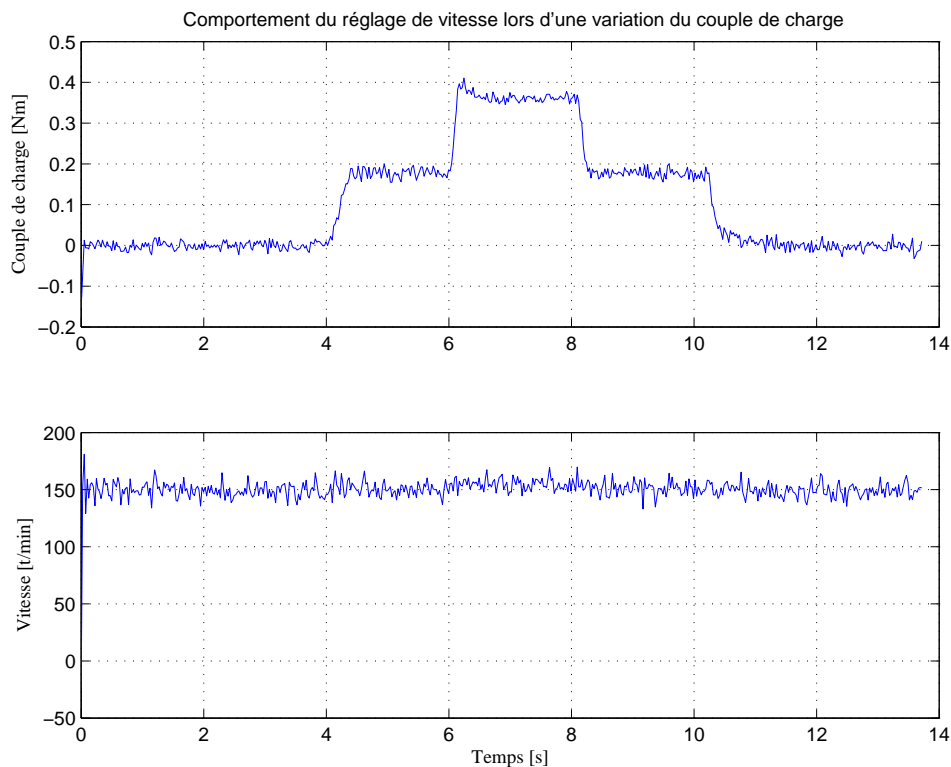


FIG. 6.33 – Comportement du régulateur de vitesse lorsqu'une grandeur perturbatrice (le couple de charge  $M_c$ ) agit sur le système.

De plus, à côté des avantages d'une évidente simplicité de mise en oeuvre par rapport aux méthodes de commande étudiées dans les sections précédentes, la méthode à amplitude de tension variable permet, d'une manière intrinsèque, de réduire considérablement le courant de phase du moteur, comme nous pouvons l'observer à la figure 6.34. A ce propos, il est intéressant de connaître l'évolution du gain obtenu sur le courant de phase, à parité de vitesse de rotation. Par exemple si on se place dans le cas particulier où la vitesse est égale à  $50[t/min]$  on arrive à gagner environ 26% sur le courant et la tension de phase, ce qui correspond à une diminution de la puissance absorbée par une phase d'environ 46%. Nous pouvons donc conclure que la méthode d'asservissement de la vitesse par variation de l'amplitude de la tension de phase est parmi les quatre solutions proposées, celle qui certainement répond le mieux aux critères de performance, robustesse, efficacité et facilité d'implémentation permettant ainsi de valider la qualité de l'algorithme de contrôle proposé. C'est donc la solution que nous retenons pour le schéma de commande global du moteur piézoélectrique à onde progressive (figure 6.4).

Il est intéressant d'observer à la figure 6.35 comment l'algorithme de commande corrige la fréquence d'alimentation, durant une augmentation de la température de fonctionnement du moteur, dans le but de maintenir la vitesse de rotation constante. Nous remarquons que pendant la durée de notre acquisition (environ trois minutes), le décalage de fréquence nécessaire à compenser l'augmentation de la température (évaluée autour de  $25[^\circ C]$ ) de fonctionnement du moteur est d'environ  $0.5[kHz]$ . Si le moteur n'avait pas été asservi en vitesse cette dérive thermique aurait amené, selon la caractéristique vitesse-fréquence reporté à la figure 5.14, à une perte de vitesse non acceptable, d'environ  $25[t/min]$ . Nous avons donc observé comment une dérive thermique peut influencer de manière importante le comportement du moteur. Dans le schéma de commande de la vitesse présenté précédemment, cela nous permet aussi de justifier la présence du limiteur de vitesse dynamique afin de ne pas diminuer le potentiel du moteur.

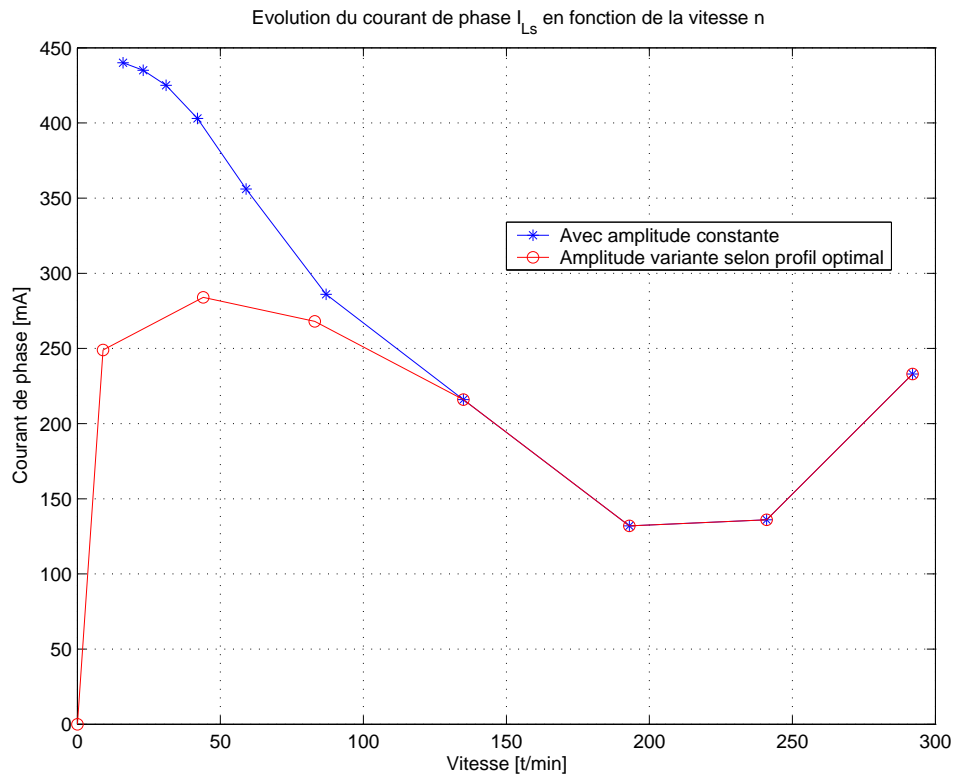


FIG. 6.34 – Evolution du courant de phase  $I_{Ls}$  du moteur en fonction de la vitesse  $n$ .

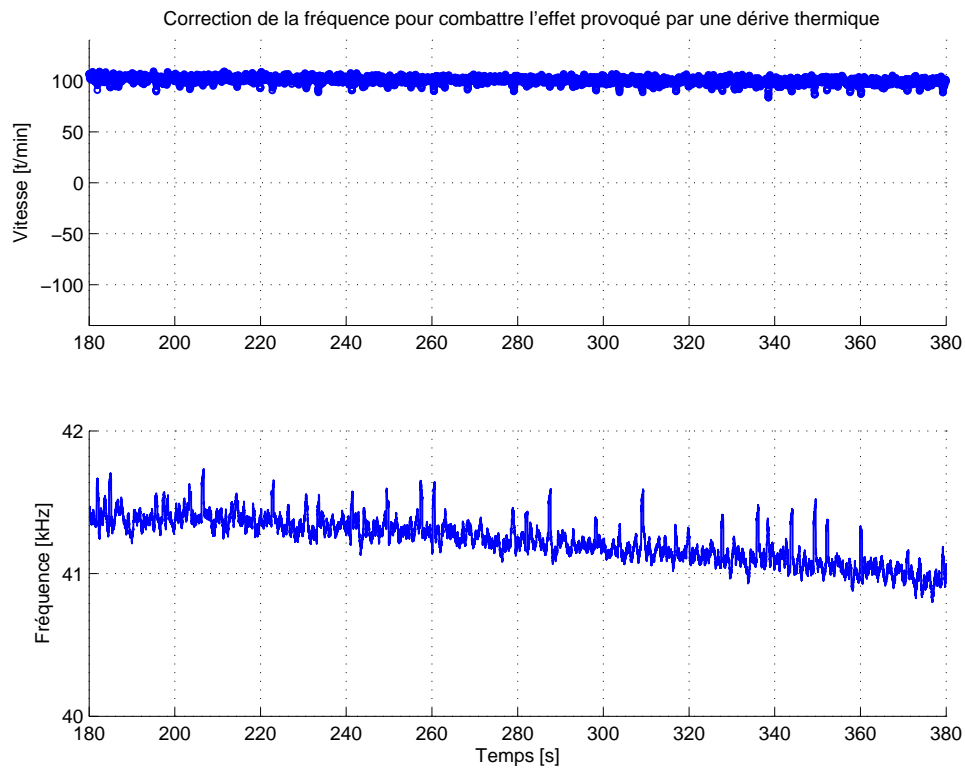


FIG. 6.35 – Correction de la fréquence d'alimentation, nécessaire pour maintenir la vitesse de rotation constante durant une augmentation de la température de fonctionnement du moteur.



## 6.5 Régulateur de position

Nous exploitons pour la conception du régulateur de position la propriété intrinsèque aux moteurs piézoélectriques d'exhiber un couple de maintien sans alimentation. De cette manière la consommation d'énergie lorsque la position de consigne est atteinte sera nulle. Par rapport aux actionneurs électromagnétiques, on peut arriver en fonction de l'application particulière à gagner une quantité d'énergie non négligeable qui peut, sur des systèmes embarqués, se révéler fondamental pour la taille et l'autonomie du système. Le régulateur de position est ainsi conçu pour calculer la vitesse de rapprochement à la position voulue en fonction de l'erreur de position actuelle, selon la trajectoire donnée à la figure 6.36. Nous remarquons que lorsque l'erreur de position est supérieure à un certain seuil, la vitesse de déplacement est fixée suffisamment élevée pour travailler dans la zone de rendement optimal du moteur (figure 6.37), c'est à dire proche de la fréquence de résonance où le coefficient d'accouplement électromécanique  $k$  (cf. Chapitre 2) est maximum. Si l'erreur de position diminue en dessous du seuil, la vitesse de rapprochement diminue de manière linéaire jusqu'au moment où la position rejoint la consigne et le moteur est arrêté ; nous évitons ainsi d'exciter des fréquences propres d'ordre supérieure qui peuvent endommager la mécanique. La figure 6.38 nous montre la réponse à un saut de la position de consigne. Nous pouvons observer l'évolution de la position et de la vitesse de rapprochement à la position de consigne.

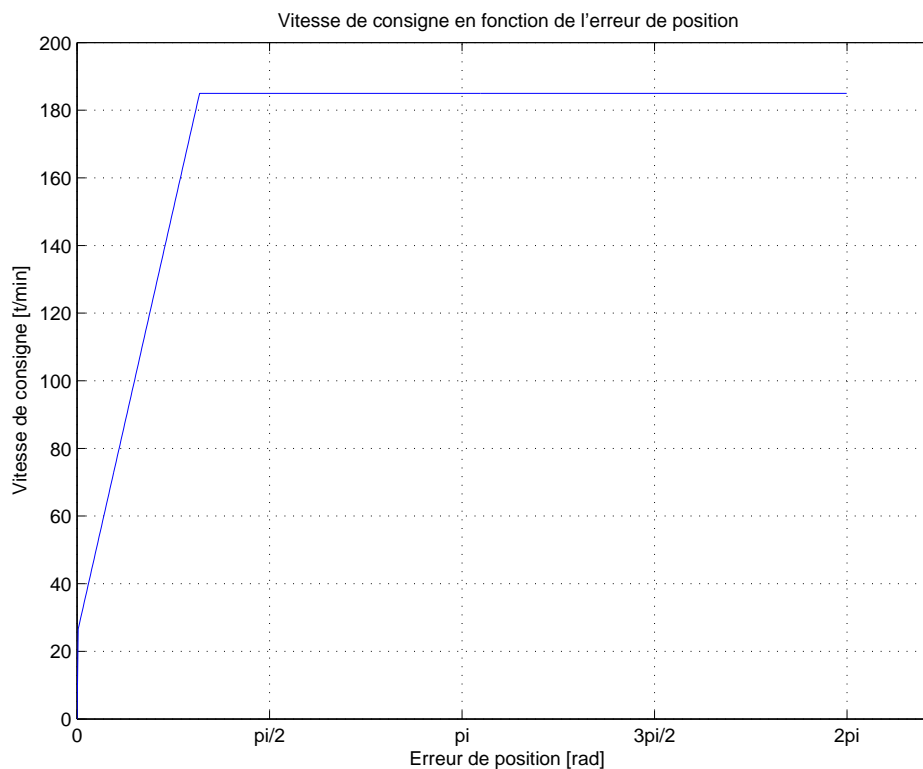


FIG. 6.36 – Vitesse de consigne  $n_{ref}$  en fonction de l'erreur de position  $\theta_{ref} - \theta$

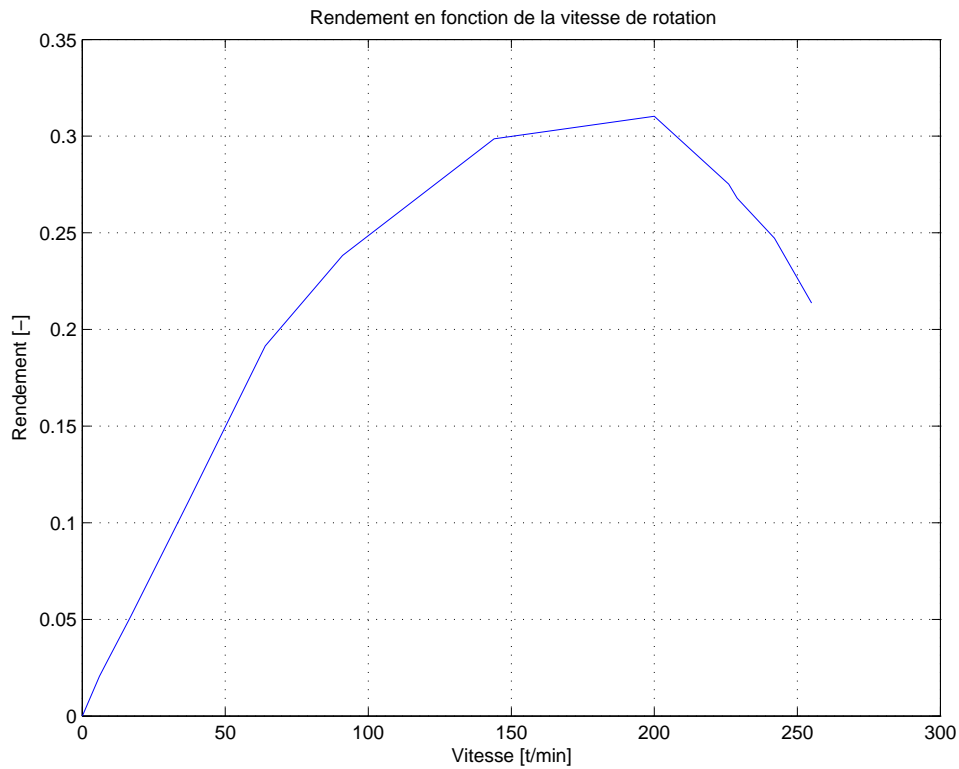


FIG. 6.37 – Rendement du moteur en fonction de la vitesse de rotation

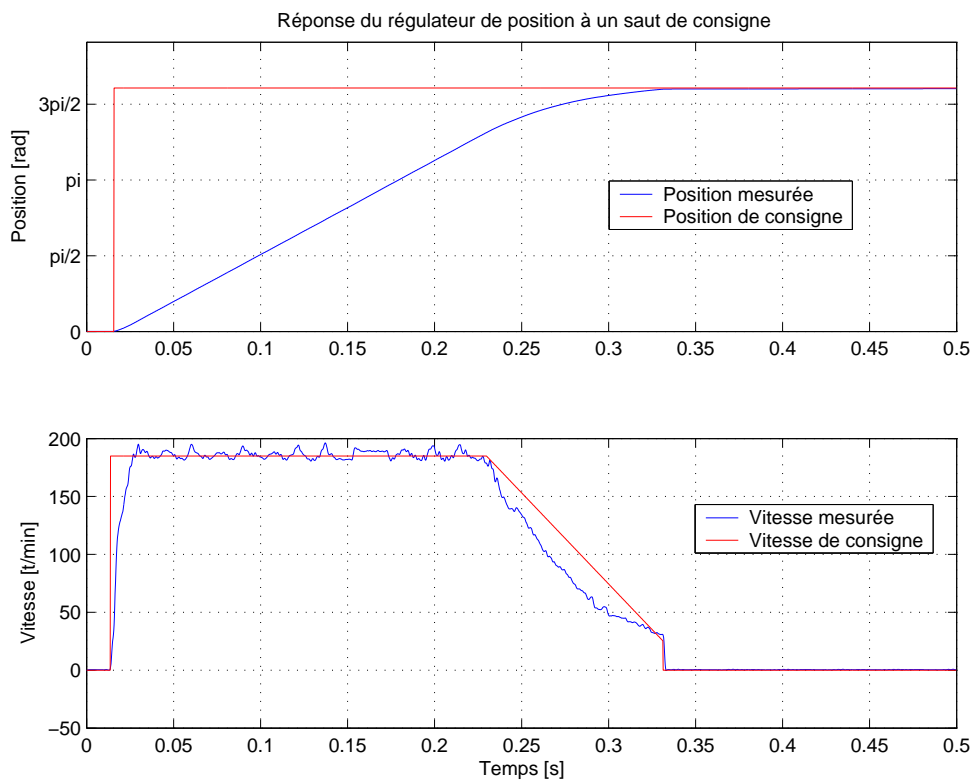


FIG. 6.38 – Réponse du régulateur de position à un saut de consigne

## 6.6 Faisabilité d'un observateur de vitesse

Le nom observateur provient de la capacité de certaines méthodes d'estimer (observer) les grandeurs non-mesurables d'un système. Une grandeur non-mesurable est une variable du système difficile ou trop chère à mesurer. La vitesse du moteur piézoélectrique à onde progressive est typiquement une grandeur qui répond à ces critères. À ce propos, il suffit de considérer que le codeur optique utilisé pour la mesure de la vitesse du moteur SHINSEI USR60, représente environ 16% du coût total. L'avantage économique que nous pouvons obtenir en utilisant des algorithmes qui permettent de commander le moteur sans capteur est donc évident. De plus, nous avons vu comme les actionneurs piézoélectriques ne trouvent en principe pas de limitation à la miniaturisation comparés aux moteurs électromagnétiques, où l'on se heurte à des limites dues à la saturation magnétique des matériaux et à la présence d'enroulements. Il est donc évident que la présence du codeur optique, avec son encombrement, pourrait constituer une limitation externe dans le franchissement d'ultérieures étapes dans la miniaturisation des actionneurs piézoélectriques. C'est donc pour des raisons économiques et d'encombrement que dans cette section nous étudierons la faisabilité de piloter le moteur sans le capteur de vitesse. Deux méthodes différentes (filtre de Kalman et mesure indirecte) sont proposées et analysées par la suite.

### 6.6.1 Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman [70] est la solution optimale pour la résolution des problèmes d'estimation d'états dans les systèmes continus ou discrets. Par rapport à d'autres méthodes d'estimation comme par exemple l'observateur de Luenberger [71], il permet de filtrer les effets du bruit du processus et celui de mesure grâce à des hypothèses statistiques que l'on verra par la suite. Cet algorithme a déjà été appliqué avec succès dans l'estimation des variables d'états de moteurs électromagnétiques classiques [72] et [73].

#### Principe

Pour illustrer le principe de l'algorithme, considérons le système continu décrit par les équations 6.27 et 6.28. L'équation 6.27 régissant le comportement dynamique du processus est appelée équation d'état ; la relation 6.28 fournissant sa sortie est l'équation de mesure. Ces deux équations forment le modèle d'état de notre système.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Gw(t) \quad (6.27)$$

$$y_v(t) = Cx(t) + Du(t) + Hw(t) + v(t) \quad (6.28)$$

La grandeur de commande  $u(t)$  et la mesure de la grandeur de sortie  $y_v(t)$  sont connues. De plus, le bruit du processus  $w(t)$  et celui de mesure  $v(t)$  répondent aux propriétés statistiques suivantes :

$$E(w) = E(v) = 0 \quad \text{Var}(w) = Q \quad \text{Var}(v) = R \quad \text{Cov}(w, v) = N$$

Nous rappelons que l'espérance (ou moyenne)  $E(X)$  d'une variable aléatoire  $X$  est définie selon l'équation 6.29. Elle est souvent appelée  $\mu_X$ .

$$E(x) = \int_{-\infty}^{\infty} x f(x) dx \quad (6.29)$$

Avec  $f(x)$  la fonction de distribution de la densité de probabilité de la variable aléatoire continue  $X$ . Cette fonction est par définition toujours positive, continue par morceaux et l'aire au dessous d'elle est égale à 1. Des fonctions de distributions qui reviennent d'une manière fréquente sont typiquement les distributions uniforme, gaussienne, exponentielle et gamma. La variance est définie comme la valeur moyenne de la différence au carré entre les valeurs possibles de la variable aléatoire  $X$  et sa moyenne  $E(X)$  selon l'équation 6.30. Elle est souvent notée  $\sigma^2$ . On appelle  $\sigma$  l'écart type qui permet de qualifier l'aspect aléatoire (ou déviation) d'une variable aléatoire  $X$  par rapport à sa moyenne. Si par exemple la valeur de la variance est petite, cela signifie que la majorité des valeurs prises par la variable aléatoire sont près de la moyenne ; par conséquent nous pouvons dire que l'aspect aléatoire de cette variable est bas.

$$\text{Var}(X) = E[(X - E(X))^2] \quad (6.30)$$

Pour mesurer le degré d'association de deux variables aléatoires  $X$  et  $Y$  on peut calculer la covariance définie à l'aide de l'équation 6.31.

$$\text{Cov}(X, Y) = E[(X - \mu_X)(\mu_Y)] \quad (6.31)$$

Si  $X$  et  $Y$  sont deux variables aléatoires indépendantes alors  $\text{Cov}(X, Y) = 0$ .

On veut maintenant chercher le vecteur  $\hat{x}$  d'estimation des états qui permet de minimiser l'équation 6.32 exprimant la variance de l'erreur d'estimation  $e = x - \hat{x}$ .

$$\text{Var}(e) = \lim_{t \rightarrow \infty} E[e^2(t)] \quad (6.32)$$

La solution optimale est donnée par le filtre de Kalman décrit à l'aide des équations 6.33 et 6.34.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y_v - C\hat{x} - Du) \quad (6.33)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} + Du \quad (6.34)$$

La matrice  $L$  des gains du filtre est déterminée en résolvant une équation algébrique de Riccati [74]. L'estimation des états et de la sortie du système, respectivement  $\hat{x}$  et  $\hat{y}$ , peut être à ce moment calculée en connaissant la grandeur de commande  $u(t)$  et la mesure  $y_v(t)$  de la sortie (cf. figure 6.39).

Dans les développements précédents, on a considéré seulement le cas d'un système décrit par un modèle d'état linéaire. Un moteur piézoélectrique est typiquement un moteur non linéaire. Un système non linéaire peut cependant être linéarisé autour d'un point de fonctionnement en utilisant une série de Taylor. L'algorithme classique de Kalman que l'on vient de voir peut alors s'appliquer au modèle linéarisé. De plus, pour optimiser les performances d'estimations on peut introduire dans l'algorithme une procédure permettant l'identification on-line des paramètres du système. Il ressort de ces considérations que la linéarisation du modèle, l'identification des paramètres et le calcul des grandeurs estimées selon l'algorithme de Kalman demandent un processeur à grande puissance de calcul. Malgré la sophistication des algorithmes proposées, l'utilisation du filtre de Kalman nécessite un modèle du système le plus fidèle possible pour l'estimation des grandeurs d'état et de sortie soit satisfaisante. De plus, une modélisation d'état est requise, déduite en partant des équations différentielles décrivant les phénomènes physiques qui régissent le système à observer. Dans le cas du moteur piézoélectrique à onde progressive

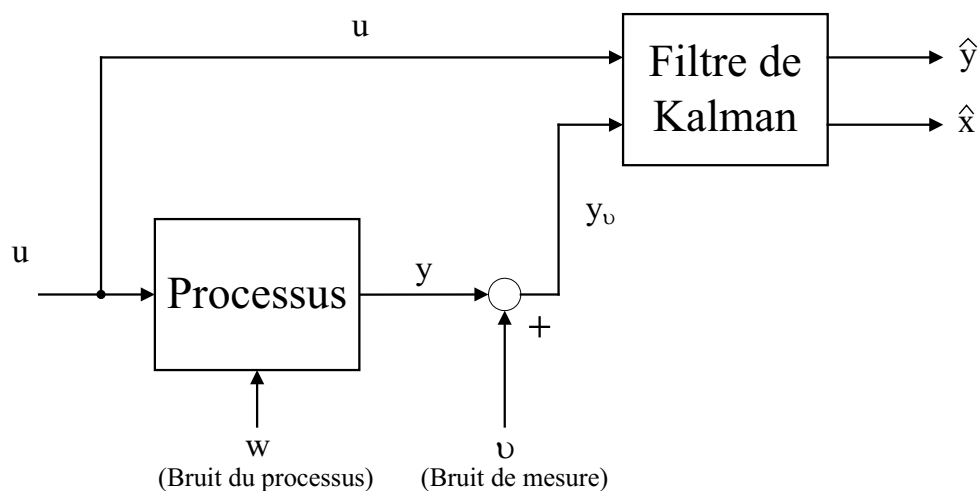


FIG. 6.39 – Schéma à bloc de l'observateur de Kalman

on n'est pas encore capable de décrire avec des équations différentielles le comportement mécanique de l'interface entre stator et rotor (zone de contact), responsable de la génération du couple moteur. En effet dans le modèle développé au Chapitre 4 cette interface est décrite avec différents cas de contacts possibles (définissent les zones de traction et celle de freinage en connaissant l'amplitude de crête  $\hat{w}$  de l'onde progressive, le déplacement  $w_r$  du rotor par rapport au support du stator et la vitesse tangentielle des points à la surface du stator ; cf. Chapitre 4). De plus, on a vu comment des fortes non linéarités (comme par exemple le phénomène de pull-out ou les phénomènes tribologiques à l'interface stator-rotor) sont très difficiles à modéliser en considérant le fait que même au niveau expérimental ils présentent un comportement difficile à caractériser. La procédure d'estimation des paramètres du modèle, comme par exemple le coefficient de couplage électromécanique, le coefficient de frottement et d'autres encore, est aussi très délicate à mettre en oeuvre. En conclusion nous pouvons dire que malgré le fait que le modèle développé nous ait permis de comprendre et prévoir le comportement du moteur de manière satisfaisante et par conséquent de développer des algorithmes de commande optimaux, il n'est pas suffisamment fidèle à la réalité pour être utilisé dans un algorithme d'observation comme celui proposé par Kalman.

### 6.6.2 Mesure indirecte

L'idée est de rechercher l'existence d'éventuels corrélations entre la vitesse du moteur et les grandeurs physiques dont la mesure est moins coûteuse et encombrante par rapport à l'utilisation d'un codeur optique. En d'autres termes, nous aimerions évaluer la possibilité de connaître la vitesse de rotation du moteur par la mesure indirecte de grandeurs qui en sont l'image. Les résultats ont montré l'existence de deux grandeurs qui semblent satisfaire ces critères : le courant de phase et l'amplitude de l'onde progressive.

**Mesure du courant de phase :** Il est facilement mesurable avec des capteurs de courant qui permettent un gain de prix évaluable à titre indicatif autour de 75% par rapport à celui d'un codeur optique. De plus, étant le capteur directement intégré dans la carte d'alimentation du moteur, il ne constitue pas un encombrement supplémentaire dans le montage du moteur. Malgré ces points favorables le graphique de la figure 6.40 nous montre que le courant n'est pas directement l'image de la vitesse. En effet nous pouvons constater qu'à courant de phase donné correspondent deux vitesses de rotation possibles. Il est donc nécessaire d'obtenir une information ultérieure en partant de la caractéristique vitesse-courant ; par exemple l'évaluation de la pente de cette dernière nous permettra d'obtenir l'information supplémentaire nécessaire à établir une relation univoque entre la mesure du courant et l'estimation de la vitesse.

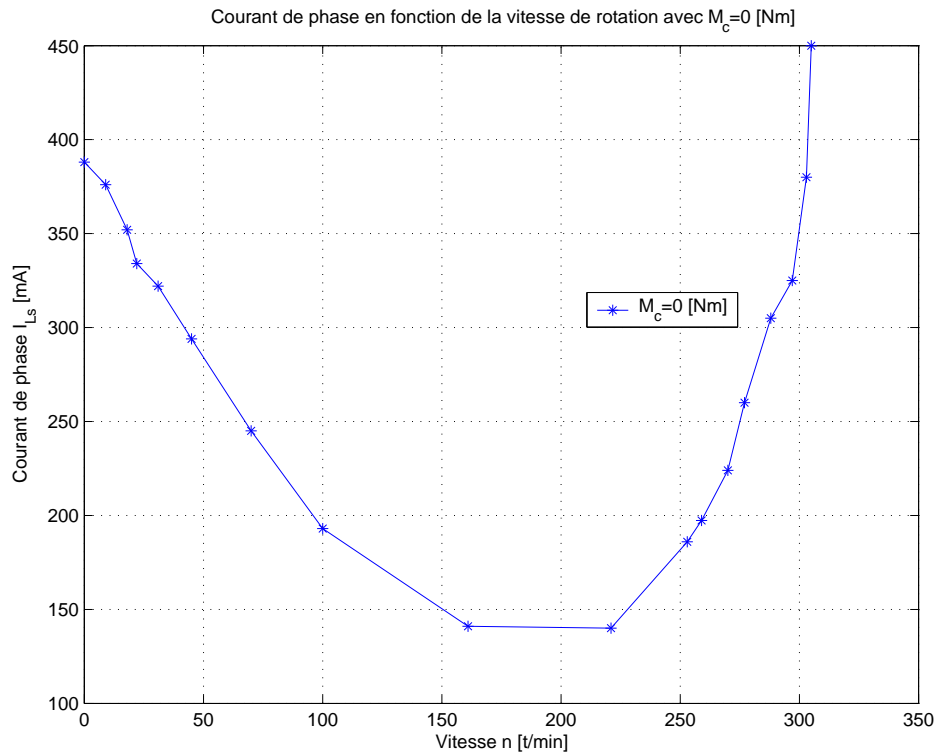


FIG. 6.40 – Courant de phase  $I_{Ls}$  en fonction de la vitesse de rotation  $n$ .

**Mesure de l'amplitude de l'onde progressive :** L'accès à ce paramètre est facilement réalisé sur les moteurs à onde progressive en utilisant une céramique (capteur) introduite dans l'anneau piézoélectrique collé au stator. Le capteur est ainsi directement intégré au moteur sans augmenter l'encombrement de ce dernier. Par effet piézoélectrique, le capteur permet de générer une tension proportionnelle à la déformation de l'onde progressive. L'équation 4.22 nous dit que la vitesse tangentielle des points à la surface du stator est proportionnelle à l'amplitude de l'onde progressive. De plus, grâce à la figure 4.6 illustrant le mécanisme de contact entre stator et rotor, on peut déduire qu'à parité de couple de charge, cette même vitesse est directement liée à la vitesse de rotation du moteur. Cela signifie que l'amplitude de l'onde progressive est une image de la vitesse de rotation, donc utilisable pour une estimation de cette dernière. Le fait que le moteur piézoélectrique soit source d'une multitude de dérives de ses caractéristiques conditionne fortement l'efficacité et la précision de ces deux méthodes de mesure indirecte de la vitesse de rotation. De plus, les caractéristiques du courant de phase et de l'amplitude de l'onde ne dépendent pas seulement de la vitesse mais aussi du couple de charge. Concrètement cela signifie que si l'on travaille à couple de charge variable, il faudrait connaître l'évolution de ce dernier pour déduire de façon univoque la vitesse de rotation. Dans le cas du courant de phase cette situation est illustrée à l'aide du graphique reporté à la figure 6.41. En considérant encore le fait que ces caractéristiques ont été relevées en régime statique, provoquant ainsi une fausse estimation de la vitesse de rotation pendant les transitoires, il est évident que, exception faite pour des applications particulières, l'implémentation de ces deux méthodes de mesure indirecte dans des systèmes réels est difficilement envisageable.

**Modulation angulaire de la fréquence de résonance [75] :** Les caractéristiques mécaniques du rotor dans le voisinage immédiat des zones de contact influencent la fréquence de résonance du système vibrant. Le principe de cette méthode consiste à aménager dans la matière du rotor des zones évidées disposées périodiquement sur la circonférence. De cette manière on obtient des caractéristiques mécaniques du rotor non-homogènes, permettant ainsi une modulation de la fréquence de résonance en fonction de la position angulaire. La détection de la position est ensuite possible au travers de l'alimentation, puisque

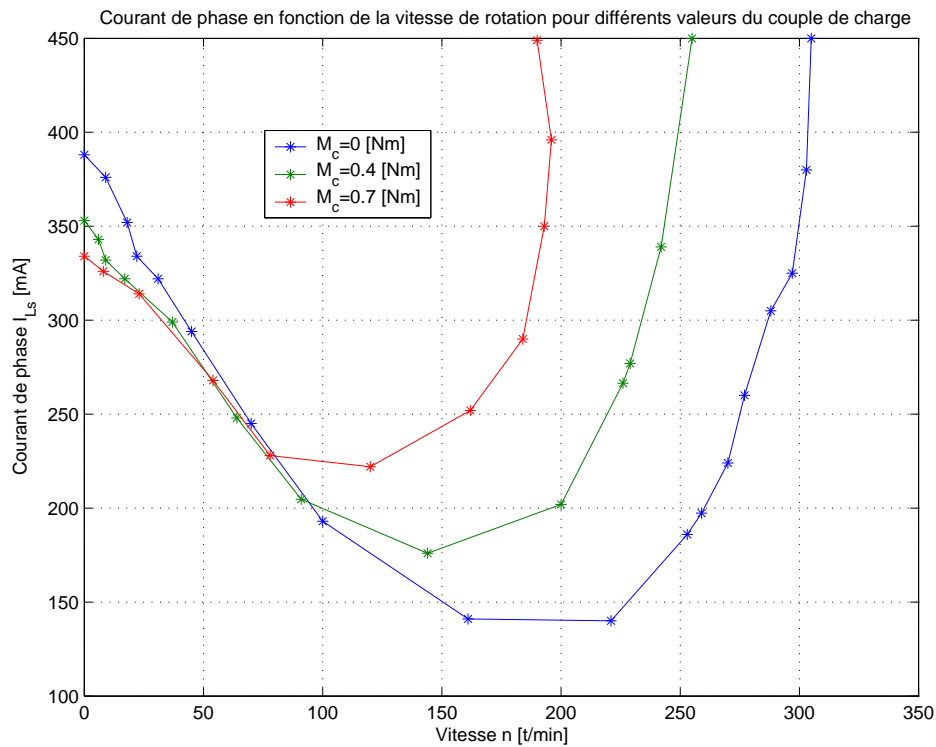


FIG. 6.41 – Courant de phase  $I_{L_s}$  en fonction de la vitesse de rotation  $n$  pour différentes valeurs du couple de charge.

les variations de la fréquence de résonance auront un effet (modulation) sur les grandeurs électriques du moteur. Un circuit de détection électronique est donc nécessaire. En général cette méthode de mesure indirecte permettant la détection de la position présente l'avantage d'être simple à réaliser avec un encombrement nul. La résolution obtenue reste cependant assez faible ; on arrive dans [75] à un maximum de 18 positions par tour. Cette résolution est clairement insuffisante pour des applications, comme par exemple le domaine du micropositionnement, où les moteurs piézoélectriques trouvent leur place naturelle. Il faut aussi souligner le fait que la robustesse de cette méthode d'estimation face aux perturbations externes et la sensibilité de l'électronique de détection sont limitées par l'amplitude de la modulation de la fréquence de résonance qu'on cherchera donc à maximiser en optimisant le placement et la forme des zones évidées au niveau de la circonférence du rotor.

### 6.6.3 Remarques

Nous avons vu comment les méthodes de mesure indirecte souffrent d'un manque de robustesse, fiabilité et précision dans l'estimation de la vitesse de rotation. Mise à part des applications particulières, il est donc impossible de réaliser des algorithmes de commande qui intègrent ces méthodes d'observation. Seul le filtre de Kalman possède le potentiel de réaliser une estimation efficace, à condition de posséder un modèle très précis du système que l'on désire simuler. Malheureusement, l'état actuel de la recherche ne permet pas encore d'obtenir des simulations fidèles à la réalité. Ceci est dû surtout à la difficulté de connaître exactement l'évolution du coefficient de frottement le long des zones de contact entre stator et rotor. Ce dernier dépend en effet de paramètres tels que l'état de surface, l'usure et l'humidité, qui sont très difficilement quantifiables. Tout de même nous pouvons dire que des nouvelles recherches plus approfondies dans cette direction en évaluant aussi d'autres algorithmes d'estimation seront certainement très intéressantes dans le but d'obtenir une méthode d'estimation efficace.

## 6.7 Comparaison avec un moteur à courant continu

Nous avons vu de manière générale que la commande d'un actionneur piézoélectrique est plus complexe et délicate comparée aux méthodes de commande appliquées aux moteurs électromagnétiques. Pour justifier cette difficulté supplémentaire nous allons comparer dans cette section un entraînement utilisant le moteur piézoélectrique avec un entraînement classique utilisant un moteur à courant continu. Pour ce faire, nous commençons en comparant les caractéristiques de couple, vitesse et puissance de ces deux actionneurs. A ce propos, nous observons à la figure 6.42 comment le moteur piézoélectrique atteint son meilleur rendement à basse vitesse et couple élevé ; au contraire, le moteur à courant continu doit être utilisé dans une zone de haute vitesse et faible couple pour qu'il puisse exprimer son potentiel le plus élevé.

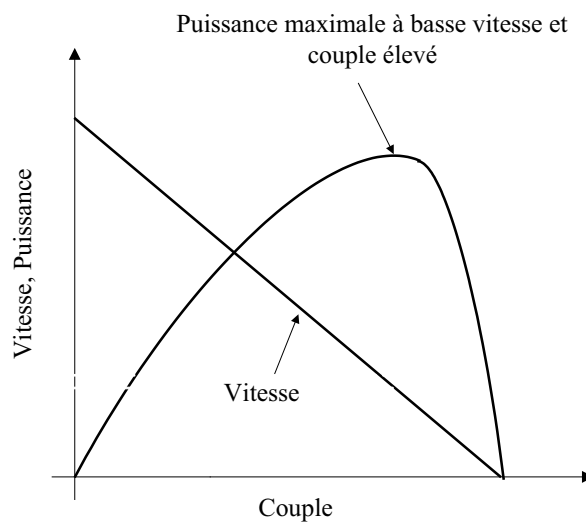


FIG. 6.42 – Caractéristiques mécaniques d'un moteur piézoélectrique [16].

### 6.7.1 Considérations sur les caractéristiques dynamiques

Nous avons vu dans la section précédente dans quelles conditions les meilleures performances des deux actionneurs sont atteintes en régime de fonctionnement statique. Cependant, certaines limitations du moteur à courant continu apparaissent lorsque nous considérons les caractéristiques dynamiques de l'entraînement complet, ce qui peut nous suggérer de possibles applications pour le moteur piézoélectrique. En effet, le rendement du moteur à courant continu étant meilleur lorsque son point de fonctionnement se trouve proche de celui à vide, un réducteur de vitesse est souvent nécessaire. La conséquence est dans une augmentation, proportionnelle au carré du rapport de réduction  $i$ , de l'inertie effective du moteur se traduisant ainsi dans une dégradation considérable des performances dynamiques par rapport à celles obtenues avec un actionneur piézoélectrique qui permet, grâce à ses caractéristiques (cf. figure 6.42), un entraînement direct. Cela s'explique en considérant, dans le cas du moteur à courant continu, le schéma équivalent mécanique de l'entraînement reporté à la figure 6.43.



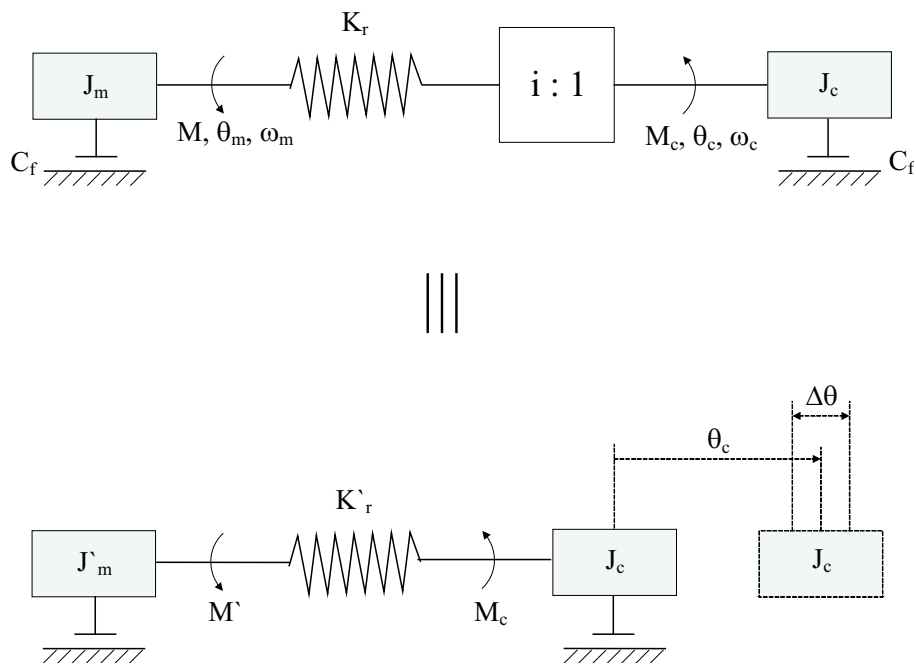


FIG. 6.43 – Schéma équivalent mécanique d'un entraînement typique avec moteur à courant continu.

Avec :

- $i$  Rapport de réduction ;
- $M$  Couple du moteur ;
- $M'$  Couple du moteur rapporté coté de la charge ;
- $M_c$  Couple de charge ;
- $J_m$  Inertie du moteur ;
- $J'_m$  Inertie du moteur rapporté coté de la charge ;
- $J_c$  Inertie de la charge ;
- $K_r$  Rigidité équivalente du réducteur ;
- $K'_r$  Rigidité équivalente du réducteur rapportée du coté de la charge ;
- $\theta_m$  Angle de rotation du moteur ;
- $\theta_c$  Angle de rotation de la charge ;
- $\Delta\theta$  Incertitude de positionnement ;
- $\omega_m$  Vitesse angulaire du moteur ;
- $\omega_c$  Vitesse angulaire de la charge ;
- $C_f$  Coefficient de frottement ;

L'inertie équivalente du moteur  $J'_m$  rapportée du coté de la charge est déterminée en partant du bilan de l'énergie cinétique déterminé à l'équation 6.35 (on admet qu'il n'y a pas de pertes dans la chaîne d'entraînement).

$$\frac{1}{2} J_m \omega_m^2 = \frac{1}{2} J'_m \omega_c^2 \quad (6.35)$$

En connaissant le rapport de réduction  $i$ , défini à l'aide de l'équation 6.36, nous pouvons le remplacer dans l'équation 6.35 et déterminer ainsi l'inertie du moteur rapportée à la charge grâce à l'équation 6.37.

$$i = \frac{\omega_m}{\omega_c} = \frac{M_c}{M} = \frac{\theta_m}{\theta_c} \quad (6.36)$$

$$J'_m = i^2 J_m \quad (6.37)$$

L'équation 6.37 nous montre donc clairement l'effet du réducteur dans une chaîne d'entraînement : l'inertie équivalente du moteur est amplifiée avec un facteur égal au carré du rapport de réduction. Il est donc évident qu'à parité de toutes autres conditions, un tel système aura une bande passante nettement plus faible par rapport à des entraînements directs. Ces derniers sont typiquement réalisables avec des moteurs piézoélectriques. Cette propriété fait que ce type de moteur est un excellent actionneur. Nous pouvons encore déterminer la rigidité équivalente  $K'_r$  du réducteur avec l'équation 6.38.

$$K'_r = \frac{M'}{\theta_c} = \frac{M_c}{\theta_c} = \frac{iM}{\theta_m/i} = i^2 K_r \quad (6.38)$$

La rigidité du réducteur  $K_r$  couplé avec le coefficient de frottement  $C_f$  (cf. figure 6.43) font que l'ordre de la chaîne d'entraînement, représentant le système à régler, augmente. La conséquence est dans une augmentation de l'instabilité du système qui se traduit dans une zone d'incertitude  $\Delta\theta$  dans l'exécution des tâches de positionnement ; c'est ce que l'on appelle couramment le phénomène de "backlash". Nous pouvons donc conclure qu'un actionneur piézoélectrique permet d'obtenir un système possédant une bande passante plus élevée, une meilleure précision de positionnement et un encombrement mineur par rapport à une solution utilisant un actionneur électromagnétique. De plus, grâce à l'immunité à des champs magnétiques élevés et l'absence de champs magnétique parasite, l'utilisation d'un tel actionneur est fortement prometteuse dans des applications spéciales, comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

## 6.7.2 Inconvénients d'un actionneur piézoélectrique

Bien évidemment ils existent aussi des inconvénients typiquement liés aux actionneurs piézoélectriques. Ils résident principalement dans l'efficacité de la zone de contact entre le stator et le rotor. En effet, les forces de frottement agissant dans cette zone, permettant la transmission du mouvement au rotor, sont aussi responsables des pertes dues au glissement des surfaces en contact. A ce propos, il est connu [16] que dans des conditions de vide parfait, les surfaces de contact métalliques exhibent des propriétés de lubrification et frottement très différentes par rapport à celles obtenues dans des conditions atmosphériques normales. Ceci nous montre que le comportement de la zone de contact est aussi sensible à la variation des conditions atmosphériques et nous suggère ainsi le besoin de percées ultérieures de la recherche dans le domaine de la science des matériaux. Au niveau pratique ce que nous venons de dire se répercute dans un rendement et une durée de vie du moteur piézoélectrique résultant inférieurs par rapport à ceux obtenus avec un moteur électromagnétique. De plus, il en résulte des caractéristiques fortement non-linéaires et variante avec le temps qui rendent particulièrement difficile la conception d'un algorithme de contrôle efficace et robuste.

### 6.7.3 Cahier des charges

Les considérations que nous venons de faire nous aident à établir, de manière générale, un cahier des charges typique pour lequel le moteur piézoélectrique représenterait l'actionneur idéal. Les critères à satisfaire sont alors les suivantes :

- précision de positionnement ;
- structure compacte ;
- utilisation intermittente ;
- utilisation dans des environnements spéciaux (cf. chapitre 7) ;

## 6.8 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, l'analyse de l'algorithme de commande proposée dans [47] et l'analyse des caractéristiques mécaniques du moteur, nous ont permis de choisir la fréquence d'alimentation comme grandeur de commande. La modulation de la vitesse est donc obtenue en exploitant la caractéristique vitesse-fréquence.

L'étude d'un limiteur de vitesse dynamique, qui nous permet d'éviter le phénomène de pull-out, a ensuite été présentée. Ce dispositif possède la particularité de s'adapter à l'évolution de la caractéristique vitesse-fréquence déterminée par des dérives thermiques et des variations du couple de charge. Le potentiel maximal du moteur est alors toujours atteignable.

La caractéristique de vitesse-fréquence étant non-linéaire, différentes solutions ont été évaluées dans le but d'obtenir un algorithme d'asservissement de la vitesse robuste, performant et facilement transférable dans un microprocesseur (DSP). La solution retenue utilise le degré de liberté donné par le paramètre  $a$ , contrôlant l'amplitude des tensions d'alimentations, afin de linéariser la caractéristique de commande. En effet, une modulation correcte de ce paramètre par rapport à la fréquence nous a permis de linéariser la caractéristique vitesse-fréquence. La réponse du système en boucle fermée est à ce moment indépendante du point de fonctionnement du moteur. Les mesures effectuées nous ont permis de confirmer la validité de cette méthode de contrôle. L'asservissement en position a été ensuite introduit en exploitant la propriété, intrinsèque aux moteurs piézoélectriques, de développer un couple de maintien sans alimentation.

Dans le but de diminuer le coût et l'encombrement du moteur, une étude de faisabilité relative à l'application de méthodes d'estimation de la vitesse a aussi été abordée. Nous avons vu comme le filtre de Kalman reste aujourd'hui, la méthode d'estimation donnant les meilleurs résultats. Malheureusement l'efficacité de cet algorithme est fortement liée à la connaissance d'un modèle analytique fidèle à la réalité physique du système. Néanmoins, pour des applications particulières où la précision requise est moins importante (cf. chapitre 7), il est possible d'envisager avec succès l'utilisation de méthodes basées sur la mesure indirecte pour l'estimation de la vitesse.

Les propriétés principales d'un entraînement utilisant un actionneur piézoélectrique ont été comparées avec celles obtenues en utilisant un moteur électromagnétique à courant continu. Leur analyse nous a permis d'établir un cahier des charges typique qui s'adapte de manière générale aux caractéristiques du moteur piézoélectrique. A ce propos, le chapitre suivant sera entièrement dédié à l'étude d'une application particulière dans le domaine médical.



## Chapitre 7

# APPLICATION DU MOTEUR PIEZOELECTRIQUE A ONDE PROGRESSIVE DANS LES SYSTEMES A RETOUR D'EFFORT

L'imagerie par résonance magnétique fonctionnelle (IRMf) s'est établie comme technologie de référence dans les domaines de la médecine diagnostique et de la recherche neurologique de pointe [76]. La possibilité d'utiliser une interface robotique dans un environnement IRMf, permettra aux neurologues d'étudier le fonctionnement du cerveau lorsque le patient interagit avec des environnements dynamiques virtuels (interfaces haptiques à retour d'effort). Dès lors, un tel système pourrait devenir un outil important dans la recherche neurologique et la rééducation. Il y a cependant un problème important pour des systèmes mécatroniques fonctionnant dans un environnement IRMf : les actionneurs couramment utilisés en robotique ainsi que les matériaux conventionnels interfèrent avec le champ magnétique présent à l'intérieur du scanner IRMf. La perturbation des images et un malfonctionnement de l'équipement seront des conséquences non tolérables. Grâce aux caractéristiques du moteur piézoélectrique à onde progressive qui sont notamment l'immunité aux champs magnétiques élevés et l'absence de champ magnétique parasite, l'utilisation d'un tel actionneur semble fortement prometteuse.

Dans cette optique un projet en collaboration avec le *medical robotics group* du laboratoire de systèmes robotiques (LSRO) a été lancé dans le but d'étudier et réaliser un prototype d'interface haptique à retour d'effort à un degré de liberté compatible à l'environnement IRMf. Les connaissances acquises, à travers les chapitres précédents dans la modélisation et la commande du moteur piézoélectrique à onde progressive seront appliquées dans le développement de l'algorithme de commande de l'interface haptique.

Un tel système présente des améliorations importantes par rapport au système existant qui utilise un concept de transmission hydrostatique ([77] et [78]). En effet, grâce à l'utilisation d'un actionneur piézoélectrique des solutions plus compactes et des constructions mécaniques plus simples peuvent être conçues. Par conséquent, le développement de systèmes à plusieurs degrés de liberté sera facilité. De plus, étant donné l'augmentation considérable de la dynamique du système, la simulation d'une plus grande variété de champs de force devient envisageable.

Le chapitre débutera avec une description générale des systèmes à retour d'effort, ensuite l'attention sera portée sur le développement de l'interface haptique décrite précédemment. Les résultats expérimentaux obtenus permettront de valider l'algorithme de contrôle du retour d'effort et la compatibilité avec l'environnement IRMf.

## 7.1 Description générale des systèmes à retour d'effort

Les domaines d'applications qui font recours à des systèmes à retour d'effort deviennent de plus en plus nombreux. Nous pouvons néanmoins distinguer ces systèmes dans deux catégories principales : dans la première, le retour d'effort est déterminé par une réalité physique ; on parle alors de téléprésence. Tandis que dans la deuxième catégorie, le retour d'effort est déterminé par une réalité virtuelle. Idéalement, avec une technologie suffisamment bonne, une personne ne devrait pas pouvoir distinguer la présence réelle de la présence virtuelle. Pour réaliser cela, il est très important de connaître la bande passante des systèmes sensoriels et contrôle moteur humain. La bande passante du système sensoriel est déterminé par la fréquence à laquelle une stimulation externe est ressentie par l'humain (mouvement passif), tandis que la bande passante du contrôle moteur se réfère à la rapidité à laquelle l'humain peut répondre (mouvement actif). Il se trouve que nous percevons une stimulation beaucoup plus rapidement que nous pouvons y répondre. Les résultats publiés dans [79] montrent la capacité de la main et des doigts à exercer des forces avec une bande passante comprise entre  $5 - 10[Hz]$ . En comparaison, le système sensoriel possède une bande passante estimée entre  $20 - 30[Hz]$ . Il est donc important que ces valeurs soient garanties lors du choix de l'actionneur qui sera employé dans l'interface haptique.

### 7.1.1 Retour d'effort déterminé par une réalité physique

C'est typiquement le cas des systèmes de téléopération (téléprésence) des robots mobiles développés pour permettre à l'opérateur de réaliser, à distance, des manipulations complexes dans des environnements dangereux et/ou inaccessibles comme par exemple l'inspection de structures sous-marines, le nettoyage de systèmes nucléaires, le déplacement des mines et l'exploration dans l'espace.

Souvent dans ces systèmes, l'opérateur à distance peut profiter seulement de l'information visuelle au sujet de l'environnement dans lequel le robot mobile travaille. Cette information s'avère, dans la majorité des cas, insuffisante pour réaliser des manipulations complexes. À ce propos, dans [80] on montre comment la performance globale d'un tel système peut être améliorée en augmentant le nombre et la qualité des informations relatives à l'environnement à distance, qui sont retournées à l'opérateur. En particulier, une réduction remarquable de l'effort de l'opérateur et une diminution des erreurs de manipulations peuvent être obtenues à l'aide d'un dispositif haptique permettant à l'opérateur de percevoir, en plus de l'information visuelle, les forces liées aux obstacles (représentant la réalité physique) entourant le robot mobile. Nous considérons alors le système de téléopération, proposé dans [81], illustré schématiquement à la figure 7.1.

Les données acquises par les différents capteurs de distance (sonars), installés sur le robot mobile, sont traitées afin de construire une carte locale des obstacles entourant le robot. Sur la base de cette carte et de l'état cinématique du robot, un retour d'effort est calculé permettant d'émuler un contact physique selon le modèle de deuxième ordre illustré à la figure 7.2. Cette force sera ensuite transmise au processus de contrôle de l'interface haptique afin de donner à l'opérateur le sentiment que le véhicule est près d'un obstacle. Réciproquement, l'opérateur humain, à l'aide du dispositif haptique, génère la consigne de position qui est transmise au robot mobile.

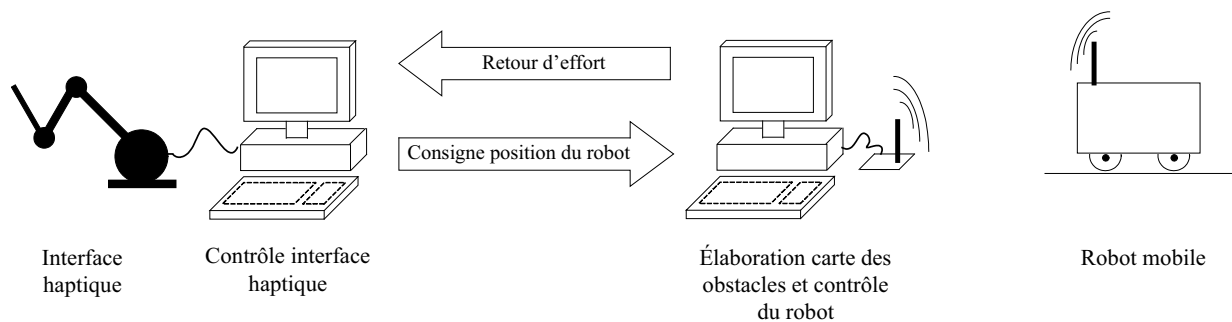


FIG. 7.1 – Vue d'ensemble du système de téléopération [81] : le retour d'effort transmis à l'opérateur à travers l'interface haptique est calculé sur la base d'une carte locale permettant de représenter les obstacles autour du robot, ce dernier sera piloté en fonction de la position de l'interface haptique.

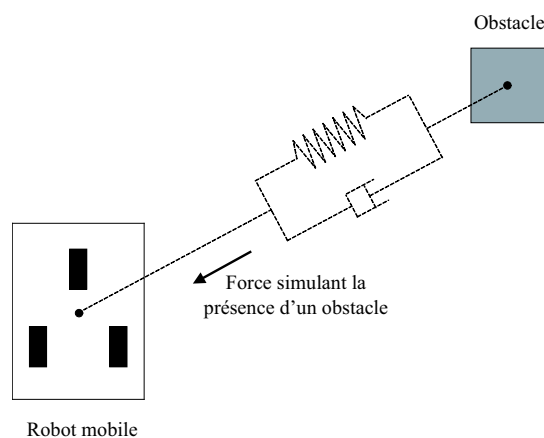


FIG. 7.2 – Simulation de la présence d'un obstacle à l'aide d'un modèle mécanique de deuxième ordre (rigidité + amortissement).

### 7.1.2 Retour d'effort déterminé par une réalité virtuelle

Dans ces systèmes, la réalité physique, par exemple l'environnement de travail du robot mobile dans l'application de téléopération décrite dans la section précédente, n'existe pas. Elle est reproduite (simulée) en exploitant les technologies de réalité virtuelle. Ces technologies permettent d'immerger l'être humain de façon réaliste à l'intérieur du monde virtuel et d'en tirer des avantages significatifs. Pour que le niveau d'immersion dans la réalité soit le plus fidèle possible, il est fondamental que l'utilisateur humain ressente la sensation donnée par le retour d'effort. Le schéma de principe de ces systèmes est illustré à la figure 7.3.

Les applications de ces systèmes deviennent, grâce aux progrès de l'informatique ces dernières années, de plus en plus nombreuses. Entre autre, dans le domaine automobile, cette technologie est appliquée dans la validation de l'ergonomie d'un poste de conduite d'un nouveau modèle. En effet, les constructeurs automobiles sont amenés à réduire de plus en plus leurs délais de conception. Cette réduction de délai passe par la diminution du nombre de prototypes physiques au profit de la maquette numérique. Les prototypes sur lesquels sont effectués les tests d'ergonomie arrivent de plus en plus tard dans le processus de conception, et certains choix ne peuvent alors plus être remis en question. L'objectif est donc de valider l'ergonomie d'un poste de conduite à l'aide de la seule maquette numérique intégrant

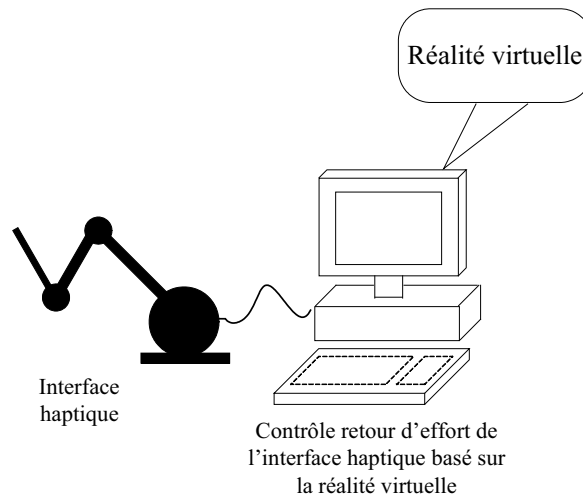


FIG. 7.3 – Schéma de principe d'un système à retour d'effort déterminé par une réalité virtuelle.

des interfaces haptiques permettant de tester des aspects, comme par exemple le confort d'utilisation des commandes, impossibles à évaluer sans retour d'effort. Ainsi, cette méthode est beaucoup plus rapide et bien moins chère que la réalisation d'un prototype physique.

Dans le domaine médical, les patients victimes d'accidents vasculaires cérébraux ou de traumatismes crâniens, atteints de polyarthrite ou de maladie de Parkinson, se retrouvent un jour face au kinésithérapeute pour tenter de récupérer la mobilité du membre supérieur. Le praticien leur propose alors des exercices à répéter ou des tâches concrètes à effectuer. Mais aucun n'avait jusqu'ici utilisé un bras à retour d'effort. Le système développé par la société CEA-LIST [82] est constitué d'un bras robotisé doté de six degrés de liberté. Il enregistre en continu les efforts appliqués par le patient et sert de guide à ce dernier en maintenant sa main dans la bonne trajectoire. Cette dernière est suggérée par le jeu virtuel présenté à l'écran : rangement de livres dans une bibliothèque, actionnement d'une manivelle ou suivi d'une trajectoire complexe. Les tests ont montré que ces images pouvaient jouer un rôle de déclencheur sensoriel. Le kinésithérapeute est au cœur du dispositif : il détermine l'exercice à réaliser, vérifie la position du patient, s'assure qu'elle ne change pas (il est tentant d'incliner le buste pour compenser la faiblesse du bras) et évalue la durée du travail appropriée. Au final, le patient fait le même travail mais sur un outil polyvalent, ludique et enrichi par l'apport de l'image.

Dans ce contexte, la possibilité d'utiliser une interface robotique en parallèle avec l'IRMf, permettra aux neurologues d'étudier le fonctionnement du cerveau lorsque le patient interagit avec des environnements dynamiques virtuels (interfaces haptiques à retour d'effort). Dès lors, un tel système pourrait devenir un outil important dans la recherche neurologique et la rééducation.

## 7.2 Interface haptique compatible avec l'environnement IRMf

Cette section est dédiée à l'étude et au développement d'un prototype d'interface haptique à retour d'effort à un degré de liberté compatible à l'environnement IRMf [83]. Les critères de compatibilité aux environnements IRMf, pour la conception de systèmes mécatroniques, seront tout d'abord présentés. Nous passerons ensuite à la partie dédiée à la conception du prototype et à l'étude de l'algorithme de contrôle. Les résultats expérimentaux nous permettront enfin de valider l'algorithme de contrôle du retour d'effort et la compatibilité avec l'environnement IRMf.



### 7.2.1 Définition de compatibilité IRMf

Des critères pour la conception de systèmes mécatroniques compatibles aux environnement IRMf sont proposés par [84]. La compatibilité est ainsi définie :

- L'environnement IRMf est défini par le périmètre, souvent identique à celui de la chambre d'étude blindée (cf. figure 7.4), à l'intérieur duquel le champ magnétique statique dépasse la valeur de 5 Gauss.
- Un dispositif est conforme aux normes de sécurité, lorsqu'il ne met en danger ni des équipements, ni les utilisateurs quand il est placé dans l'environnement IRMf.
- La compatibilité avec l'environnement IRMf est donné quand le dispositifs est conforme aux normes de sécurité, ne perturbe pas la qualité de l'image et son fonctionnement est garanti.



FIG. 7.4 – Une salle d'imagerie par résonance magnétique se compose de la chambre d'étude magnétiquement blindée où se trouve le scanner, et de la salle de contrôle [85]. La flèche à l'entrée du scanner indique la position typique de l'interface haptique.

Nous pouvons, selon [86], subdiviser la compatibilité IRMf en quatre zones de priorités :

- **Zone 1** : Le dispositif peut se trouver dans la région d'intérêt pour l'imagerie et peut être en contact avec le patient pendant l'acquisition.
- **Zone 2** : Le dispositif peut se trouver dans le volume d'imagerie et être en contact avec le patient, mais il doit être dehors de la région d'intérêt pour l'imagerie durant l'acquisition.
- **Zone 3** : Le dispositif ne doit pas se trouver dans le volume d'imagerie pendant l'acquisition.
- **Zone 4** : Le dispositif peut se trouver dans la salle IRMf, mais doit respecter une distance de sécurité appropriée définie par rapport au scanner.

### 7.2.2 Prototype

Le système complet (interface haptique + électronique de commande) est réalisé en se basant sur le schéma du banc de test présenté au chapitre 5 (cf. figure 5.1). Seul la partie mécanique qui est composée du moteur Shinsei USR60 accouplé avec un frein dynamométrique est remplacée ici par le prototype de l'interface haptique à un degré de liberté (voir figure 7.5).

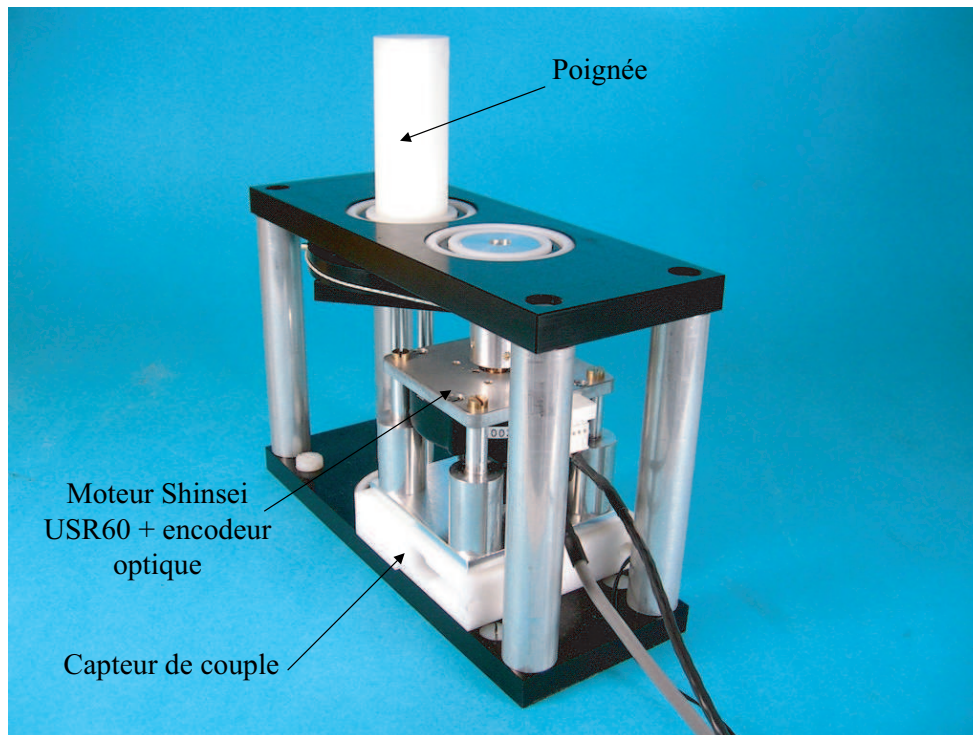


FIG. 7.5 – Prototype de l'interface haptique à un degré de liberté.

Pour les raisons de compatibilité électromagnétique décrites dans les sections précédentes, c'est un moteur piézoélectrique (type Shinsei USR60) que nous allons utiliser comme actionneur pour la réalisation de l'interface haptique. Le capteur de couple employé est une adaptation d'un développement existant et se base sur le concept de capteurs compatibles à l'IRMf présentés dans [87]. Le schéma du capteur est donné à la figure 7.6. Il s'agit d'une combinaison d'une structure en matière plastique, qui traduit un effort en déplacement avec un capteur optique, qui mesure le changement d'intensité lumineuse en fonction de ce déplacement. De plus, seuls des matériaux non-féromagnétiques peuvent être utilisés ; des pièces conductrices sont à éviter au maximum dans le but de minimiser les perturbations des résultats d'imagerie dues à des champ magnétiques parasites induites par des courants de Foucault. Ainsi, c'est principalement le polymère Polyoxyméthylène (POM) qui a été utilisé dans la construction du prototype. Les parties mécaniques exposées à des contraintes importantes ont été fabriquées en aluminium et des vis en laiton ont été employées.

### 7.2.3 Algorithme de commande

Une interface haptique est un dispositif capable de simuler un environnement virtuel décrit par un modèle mathématique implémenté au niveau de l'algorithme de commande. L'humain, en interagissant avec cette interface (cf. figure 7.5), ressent les sensations déterminées par l'environnement virtuel

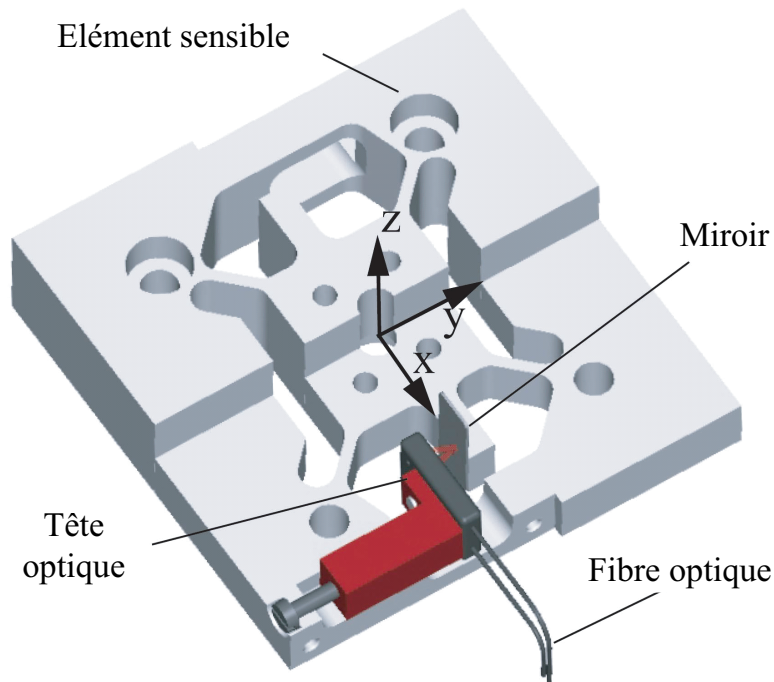


FIG. 7.6 – Capteur de couple [87].

que l'on désire reproduire [88]. Pour réaliser cela, il existe deux méthodes de contrôles fréquemment utilisées : le contrôle d'impédance et le contrôle d'admittance. L'impédance mécanique  $Z_e$  de l'environnement virtuel, est définie comme étant le rapport entre la force et la position (couple et angle en rotation)  $Z_e = M/\theta$ . Elle est déterminée à travers un modèle mathématique permettant ainsi de décrire la dynamique d'un environnement virtuel. L'admittance  $Y_e$  est l'inverse de l'impédance.

### Principe du contrôle d'impédance

À une rotation (action) de l'interface haptique provoquée par l'utilisateur, le système réagit avec un retour d'effort (réaction) déterminé par l'environnement virtuel modélisé à l'aide de l'impédance  $Z_e$ . Le schéma de principe du contrôle d'impédance est donné à la figure 7.7.

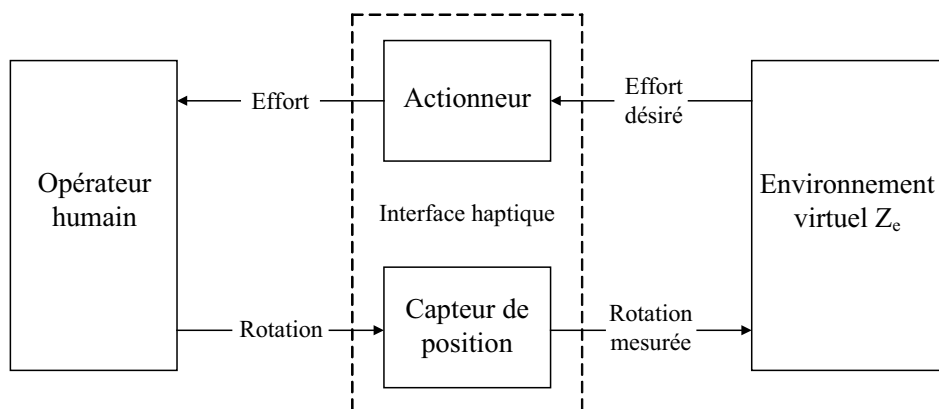


FIG. 7.7 – Schéma de principe du contrôle d'impédance.

**Principe du contrôle d'admittance**

Réciproquement, le contrôle d'admittance mesure l'effort appliqué par l'utilisateur (action) et répond avec une rotation de l'interface (réaction) selon le modèle mathématique déterminé par l'inverse de l'impédance  $Z_e$ ; l'admittance  $Y_e$ . Dû au couple de maintien sans alimentation, le moteur piézoélectrique à onde progressive est un actionneur non-réversible. Nous employons par conséquent la méthode du contrôle d'admittance. Outre le capteur de position angulaire, cette méthode de commande nécessite un capteur de couple. Le schéma de principe du contrôle d'admittance est montré à la figure 7.8.

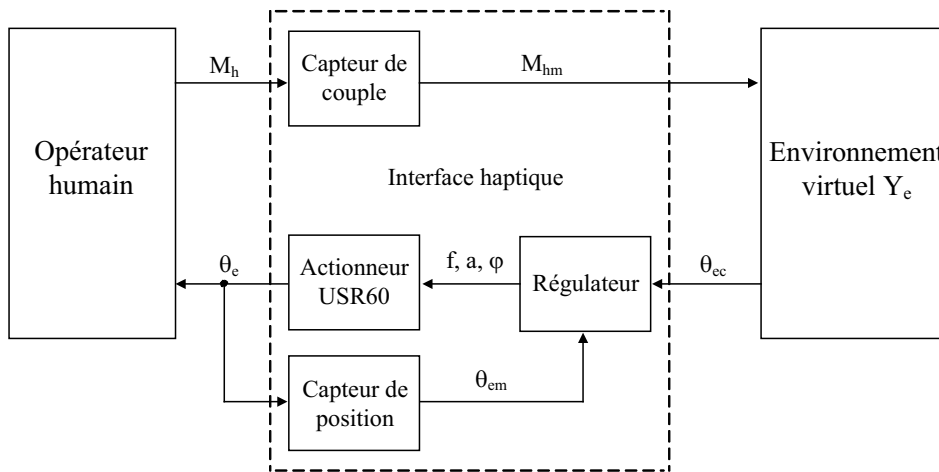


FIG. 7.8 – Schéma de principe du contrôle d'admittance.

Avec :

- $M_h$  Couple appliqué par l'opérateur ;
- $M_{hm}$  Mesure du couple appliqué par l'opérateur ;
- $\theta_e$  Position angulaire de l'environnement ;
- $\theta_{ec}$  Position angulaire de consigne calculée par le modèle mathématique de l'environnement ;
- $\theta_{em}$  Position angulaire mesurée ;

**Modèle mathématique utilisé pour décrire l'environnement virtuel**

L'environnement virtuel que nous cherchons à reproduire à travers l'interface haptique est celui déterminé par un ressort et un amortisseur en parallèle, dont le schéma équivalent mécanique est donné à la figure 7.9 (pour simplifier, représenté en translation). Cet environnement a été choisi pour sa généralité et son utilisation fréquente.

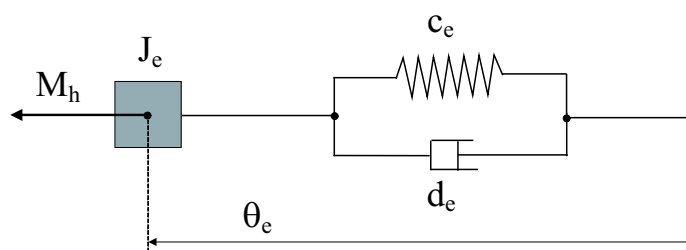


FIG. 7.9 – Schéma équivalent mécanique de l'environnement virtuel que nous désirons reproduire avec l'interface haptique.

Avec :

- $c_e$  Rigidité équivalente de l'environnement virtuel ;
- $d_e$  Amortissement équivalent de l'environnement virtuel ;
- $J_e$  Inertie équivalente de l'environnement virtuel ;

L'équation 7.1 permet de décrire mathématiquement le système mécanique représenté à la figure 7.9.

$$J_e \ddot{\theta}_e = M_h - d_e \dot{\theta}_e - c_e \theta_e \quad (7.1)$$

Dans le domaine de Laplace l'équation 7.1 devient :

$$\theta_e(s) = \frac{1}{\underbrace{J_e s^2 + d_e s + c_e}_{Y_e}} M_h(s) \quad (7.2)$$

### Numérisation de l'algorithme de commande

L'implémentation du modèle mathématique, utilisé pour décrire l'environnement virtuel dans le microprocesseur (DSP), nécessite la numérisation de l'équation 7.1. A ce propos, les dérivées première (vitesse angulaire) et seconde (accélération angulaire), sont alors approximées selon les équations 7.3 et 7.4 respectivement.

$$\dot{\theta}(k) = \frac{\theta(k) - \theta(k-1)}{\Delta h} \quad (7.3)$$

$$\ddot{\theta}(k) = \frac{\theta(k) - 2\theta(k-1) + \theta(k-2)}{\Delta h^2} \quad (7.4)$$

Avec  $k$  et  $\Delta h$  représentant respectivement l'instant et la période d'échantillonnage.

En introduisant les équations 7.3 et 7.4 dans 7.1, nous arrivons après quelques développements à l'équation 7.5 qui nous permet de calculer, à chaque instant d'échantillonnage, la position angulaire de consigne  $\theta_{ec}$  (cf. figure 7.8).

$$\theta_{ec}(k) = A M_{hm}(k) + B \theta_{em}(k-1) + C \theta_{em}(k-2) \quad (7.5)$$

Avec  $A, B$  et  $C$  des facteurs constants, explicités en fonction des paramètres du système ( $J_e, c_e, d_e$  et  $\Delta h$ ), avec les équations 7.6, 7.7 et 7.8.

Comme l'équivalent mécanique de l'environnement virtuel choisi est un système de deuxième ordre (cf. équation 7.1), il apparaît logique que la position angulaire de consigne  $\theta_{ec}$  dépende outre du couple, de la position mesurée aux instants d'échantillonnage précédents ( $\theta_{em}(k-1)$  et  $\theta_{em}(k-2)$ ), représentant une sorte de "mémoire" du système.

$$A = \frac{\Delta h^2}{J_e + \Delta h^2 c_e + \Delta h d_e} \quad (7.6)$$

$$B = \frac{\Delta h d_e + 2J_e}{J_e + \Delta h^2 c_e + \Delta h d_e} \quad (7.7)$$

$$C = \frac{-J_e}{J_e + \Delta h^2 c_e + \Delta h d_e} \quad (7.8)$$

Selon le schéma du contrôle d'admittance donné à la figure 7.8, c'est ensuite le régulateur qui se charge d'asservir la position de consigne  $\theta_{ec}$ . Le schéma de réglage détaillé du contrôle du retour d'effort, représenté à la figure 7.10, se compose d'un régulateur de position mis en cascade avec le régulateur de vitesse. Les critères de synthèse de ces régulateurs, développés au chapitre 6, restent valables. Ainsi l'interface haptique est capable, à ce moment, de reproduire le comportement de l'environnement virtuel.

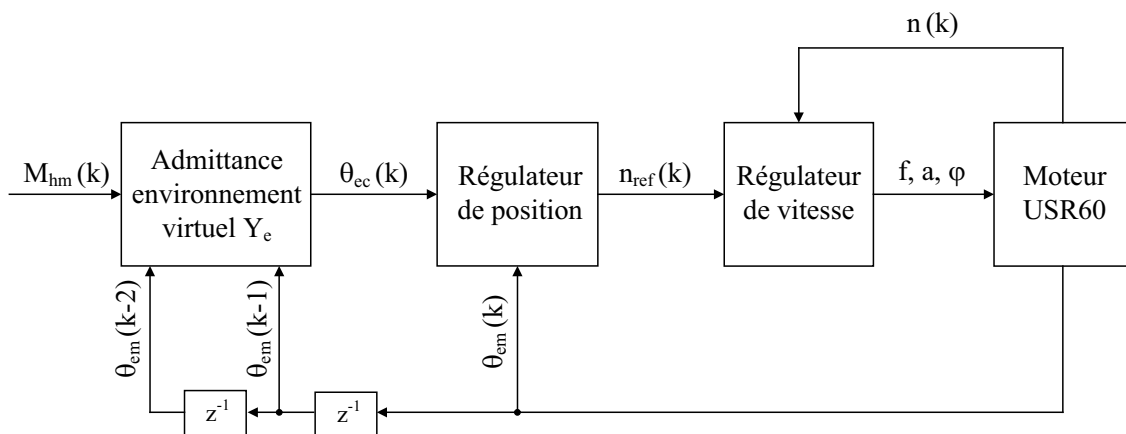


FIG. 7.10 – Schéma de réglage détaillé du contrôle du retour d'effort.

## 7.2.4 Validation du prototype

La validation du prototype d'interface haptique à un degré de liberté développé, passe par deux étapes principales : la validation de l'algorithme de commande et celle de la compatibilité au fonctionnement dans un environnement IRMf.

### Validation de l'algorithme de commande

Un couple  $M_h$  est appliqué artificiellement à travers l'électronique de commande (simule l'opérateur humain). L'acquisition de la position angulaire asservie par l'algorithme de commande est ensuite comparée avec celle simulée mathématiquement à l'aide de l'équation 7.2. Les résultats et l'évolution des grandeurs de commande sont reportés à la figure 7.11. Nous pouvons remarquer que la position mesurée suit la position simulée. Cela signifie donc que l'interface haptique reproduit correctement l'environnement virtuel cible déterminé par l'admittance  $Y_e$  (cf. équation 7.2).

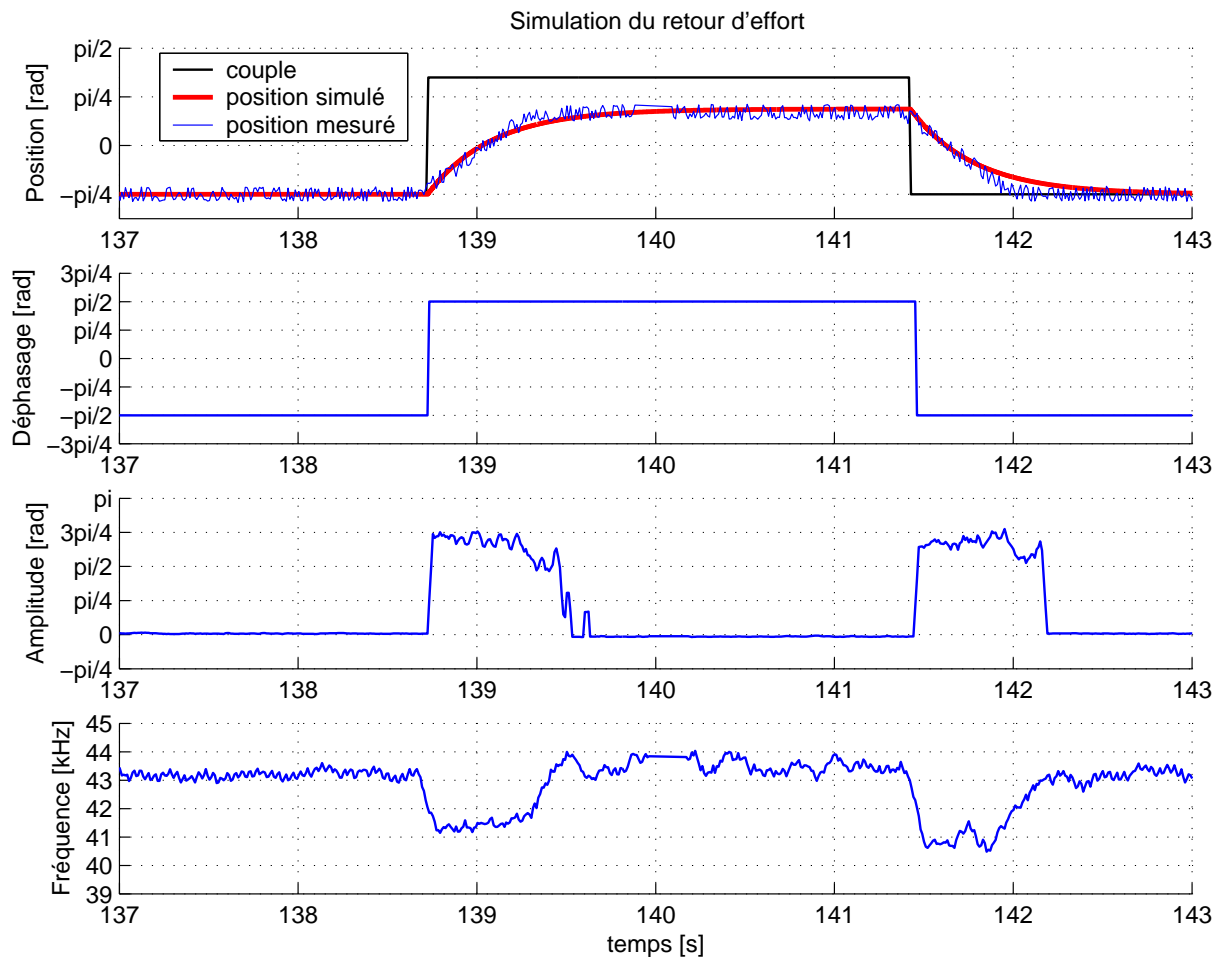


FIG. 7.11 – Simulation du comportement de l’algorithme de commande permettant de réaliser le retour d’effort (le tracé du couple est donné à titre indicatif, n’étant pas à l’échelle).

### Validation de la compatibilité IRMf

Pour vérifier la compatibilité avec l’environnement IRMf, des essais d’imagerie ont été effectués à l’Hôpital Universitaire de Bâle avec le scanner *Magnetom Espree Tim de Siemens*. Les configurations typiques, adoptées durant les expériences effectuées, sont illustrées à la figure 7.12. Selon les définitions de compatibilité IRMf données à la section 7.2.1, nous déduisons qu’il s’agit donc de valider la compatibilité IRMf pour des zones de priorité 2 (figure 7.12 a) et 3 (figure 7.12 b). Seul le patient se trouve à l’intérieur de la salle lors d’une séance IRMf. Dans notre cas, une bouteille d’eau servait de fantôme à l’endroit où la tête du patient sera placée (cf. figure 7.12 a). Lors d’un premier essai des perturbations sont apparues sur l’image acquise (représentant la section de la bouteille d’eau), visibles sous forme de traits verticaux blancs (cf. figure 7.13 b). La cause de ces perturbations est à rechercher dans les câbles d’alimentation de l’interface qui peuvent se comporter comme une antenne. Ainsi, des perturbations haute fréquence, externes ou internes à la chambre blindée, peuvent donc se propager par ce moyen et perturber la qualité de l’image obtenue. Ce problème a été simplement résolu par l’introduction d’un filtre passe bas, ayant une fréquence de coupure de  $1\text{ [MHz]}$  dans le circuit d’alimentation. La qualité de l’image obtenue (cf. figure 7.13 c) après cette correction est satisfaisante, si comparée à l’image de référence (cf. figure 7.13 a) prise lorsque l’interface haptique se trouvait en dehors de la chambre blindée. Ces expériences nous ont permis de vérifier que, d’une part la qualité de l’image n’est pas influencée par la présence de l’interface haptique (ceci pour de zones de priorité 2 et 3) et, d’autre part l’immunité du dispositif par rapport aux forts champs magnétiques générés par le scanner. La compatibilité à l’environnement IRMf du prototype



d'interface haptique développé, a donc été prouvée. De plus, nous avons remarqué que l'échauffement de l'actionneur piézoélectrique (pendant environ une heure de fonctionnement), n'avait aucune influence sur le patient.

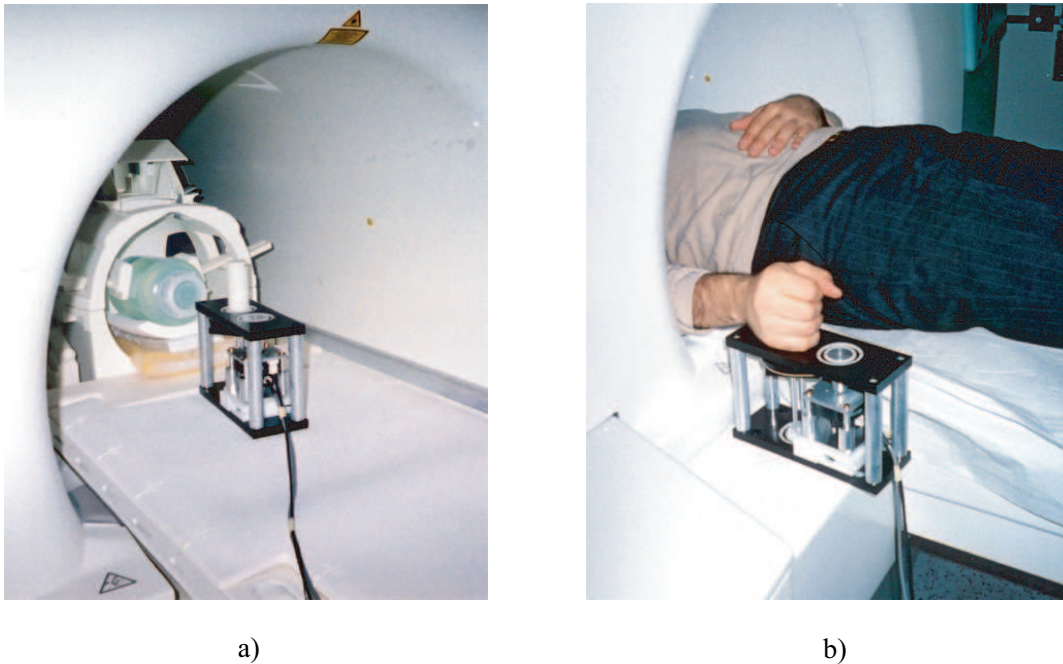


FIG. 7.12 – Configurations typiques adoptées durant les expériences effectuées : a) Zone de priorité 2 (l'interface peut se trouver dans le scanner, mais doit être en dehors de la région d'intérêt pour l'acquisition de l'image), b) Zone de priorité 3 (l'interface ne doit pas se trouver dans le volume d'imagerie (scanner) pendant l'acquisition).

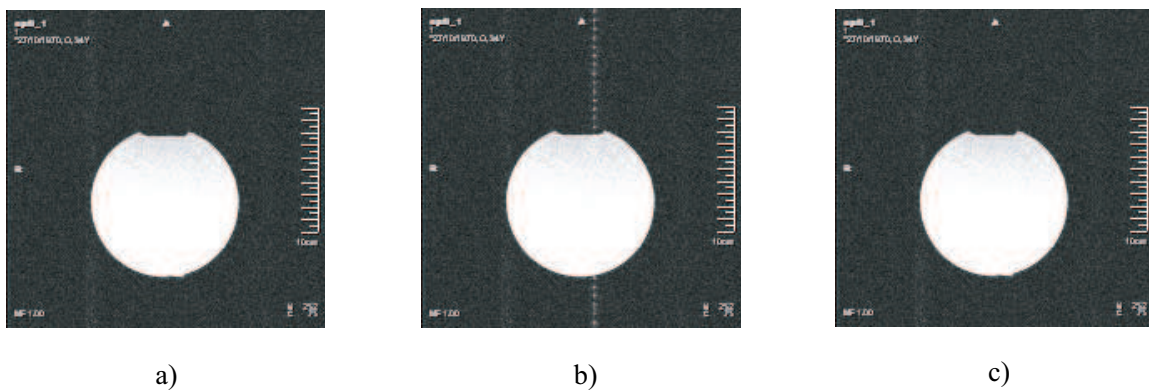


FIG. 7.13 – Validation de la qualité de l'image obtenue en présence de l'interface haptique pour des zones de priorité 2 et 3 : a) Image de référence prise sans la présence de l'interface haptique dans la chambre blindée b) Sans filtre passe-bas (la perturbation est visible sous forme d'un trait vertical blanc) c) Avec filtre passe-bas.



### 7.2.5 Perspectives

Le système développé grâce à l'utilisation d'un actionneur piézoélectrique nous a permis d'introduire des améliorations importantes par rapport à des systèmes existants qui utilisent un concept de transmission hydrostatique [77] et [78] :

- L'encombrement (cf. figure 7.14) est considérablement réduit, ce qui permettra de favoriser le développement de systèmes à plusieurs degré de liberté.
- La bande passante des systèmes hydrostatiques, évaluée autour de  $20[Hz]$ , représente une limitation dans l'étude des mouvements passifs. Nous rappelons à ce propos que le système sensoriel humain possède une bande passante entre  $20 - 30[Hz]$  [79]. Cette limitation n'existe plus avec l'actionneur piézoélectrique utilisé dans notre prototype d'interface haptique ; en effet ce dernier permet une bande passante d'environ  $200[Hz]$ .

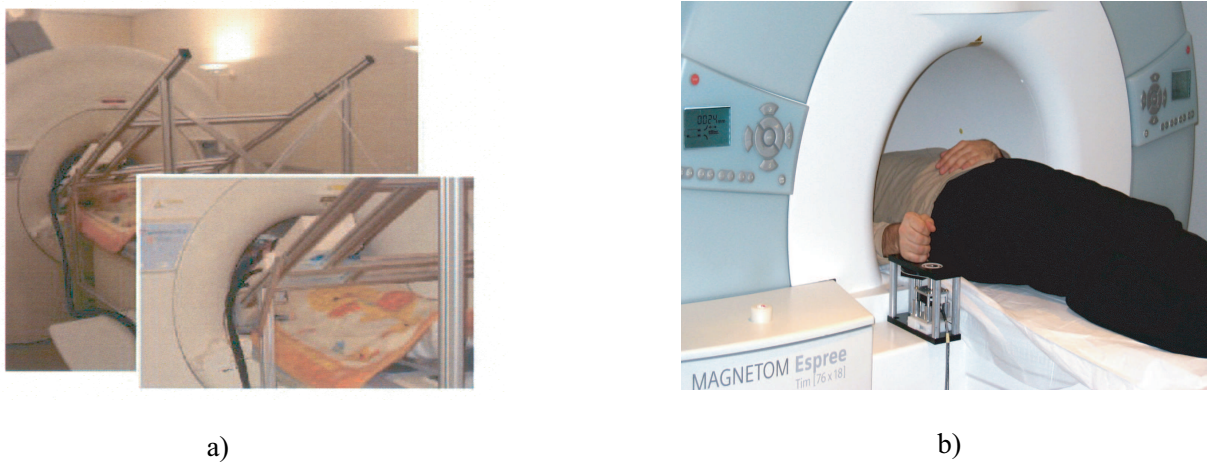


FIG. 7.14 – Comparaison de l'encombrement entre : a) Système utilisant la transmission hydrostatique de l'énergie [89] b) Système utilisant l'actionneur piézoélectrique à onde progressive.

Néanmoins, la multidisciplinarité de ce projet nous laisse encore beaucoup de voies de développements futurs. En particulier, l'estimation de la vitesse serait d'une part fort intéressante pour réduire l'encombrement et le coût du système. Toutefois, dans le chapitre précédent nous avons observé que l'utilisation de méthodes d'estimations appliquées dans le domaine des actionneurs piézoélectriques est, exception faite pour des applications particulières, difficilement réalisables. Il se trouve qu'une interface haptique est une application particulière. En effet, pour ces systèmes, il est surtout important de reproduire correctement un champ de force qui permet de donner à l'utilisateur la sensation tactile qui simule un environnement virtuel donné. La précision de positionnement requise joue par conséquent un rôle mineur dans l'évaluation de la performance globale du système. Nous pouvons donc imaginer, en appliquant la technique de la mesure indirecte de la vitesse, d'obtenir des résultats prometteurs dans cette direction. L'expérience acquise durant ce travail de thèse sur le moteur piézoélectrique à onde progressive, nous a permis d'observer l'existence d'une relation univoque de la vitesse  $n$  avec le couple de charge  $M_c$  (ici le capteur est nécessaire à cause de la non réversibilité de l'actionneur) et le courant de phase  $I_{L_s}$ . L'idée est d'entraîner off-line un réseau neuronal sur la base de séries de mesures représentatives, dans le but d'identifier cette relation (cf. figure 7.15). Après la phase d'apprentissage, la simulation on-line du réseau, excitée avec les mesures du couple et du courant, nous permettra d'estimer la vitesse. A noter qu'afin de permettre l'identification du comportement dynamique du système, le courant de phase à l'instant d'échantillonnage précédent est aussi utilisé comme variable d'entrée (cf. figure 7.15). Les

résultats obtenus lors des premiers tests effectués, représentés à la figure 7.16, montrent effectivement la faisabilité de cette méthode. Toutefois, la robustesse et la stabilité de l'algorithme d'estimation proposé, dépendent fortement de la richesse de l'information contenue dans les séries de mesures utilisées pour l'apprentissage du réseau neuronal. A ce propos, nous avons par exemple remarqué une diminution de la qualité de l'estimation lorsque l'utilisateur de l'interface change. Seule l'expérience et une bonne connaissance de l'actionneur nous permettront de construire une base de données solide à partir de laquelle l'entraînement du réseau est effectué. La validation passera enfin par la réalisation d'une série de tests, représentatifs des différentes conditions de fonctionnement possibles, afin d'évaluer de manière exhaustive la robustesse et la stabilité de l'estimation de vitesse.

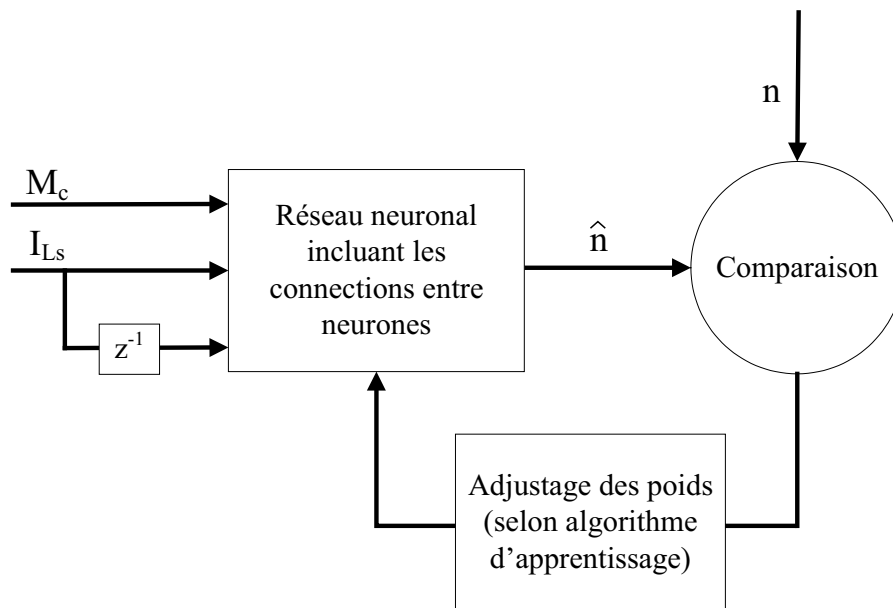


FIG. 7.15 – Schéma de principe pour l'entraînement du réseau neuronal utilisé pour estimer la vitesse de rotation  $\hat{n}$ .

### Remarques

L'implémentation éventuelle de l'algorithme d'estimation de la vitesse nécessitera l'utilisation d'un microprocesseur plus puissant qui nous permettra, en particulier, le calcul en virgule flottante. La conception d'une nouvelle carte électronique sera donc nécessaire. De plus, la structure du prototype d'interface haptique sera ultérieurement optimisée sur la base des expériences acquises sur le modèle existant.

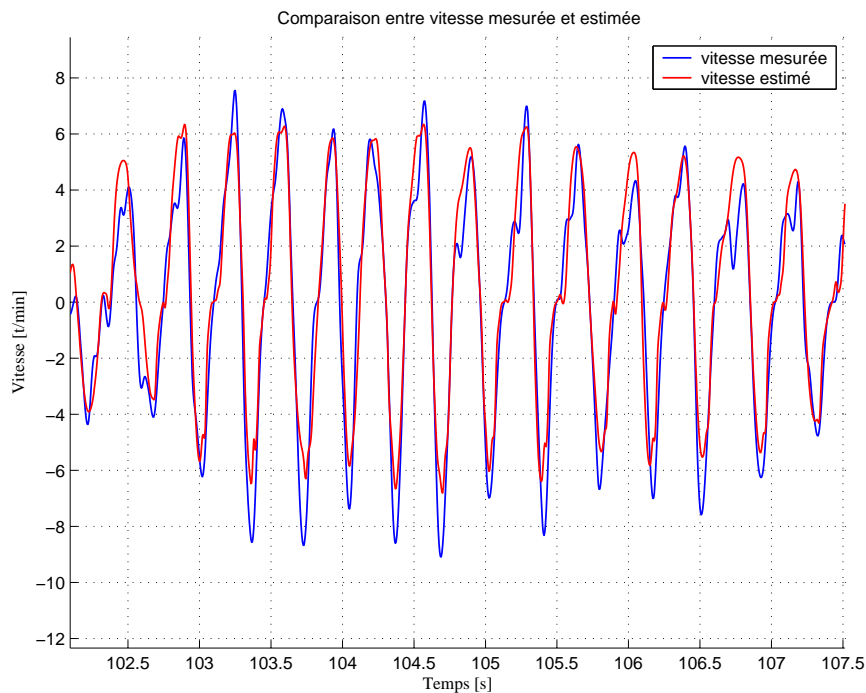


FIG. 7.16 – Résultats obtenues lors des premiers tests d'évaluation de l'algorithme d'estimation de la vitesse.

### 7.3 Conclusion

Des moteurs piézoélectriques à onde progressive ont été employés dans l'environnement IRMf pour réaliser des tâches de positionnement dans un robot d'assistance à la chirurgie neuronale [90] et pour le traitement du cancer du sein [91]. Ce projet, en réalisant un système robotique à retour d'effort avec des actionneurs piézoélectriques à onde progressive, propose une extension importante de la gamme d'application de ces actionneurs vers des interfaces haptiques compatibles avec l'IRMf. Lors de ce projet nous avons apprécié particulièrement l'interdisciplinarité, résultant de la fusion de trois domaines tels la mécanique, l'électronique et l'informatique, qui nous permet de qualifier le prototype développé comme un système mécatronique. Dans ce cadre, une approche systémique a été nécessaire, les différents paramètres qui ont été considérés sont représentés à la figure 7.17.

Chaque composant du système global a été conçu et optimisé dans l'optique de compatibilité à l'environnement IRMf. Le moteur piézoélectrique, grâce à ses caractéristiques intrinsèques, a été retenu comme l'actionneur optimal pour notre application. Le développement d'un algorithme de commande spécifique, nous a permis d'optimiser les caractéristiques de fonctionnement, fortement non-linéaires à la base, de cet actionneur. Le potentiel d'optimisation global du système développé est encore loin d'être exploité. Dans cette direction, les développements futurs seront orientés vers l'optimisation de l'électronique de commande, la réalisation d'une structure mécanique plus robuste et la réduction de l'encombrement.

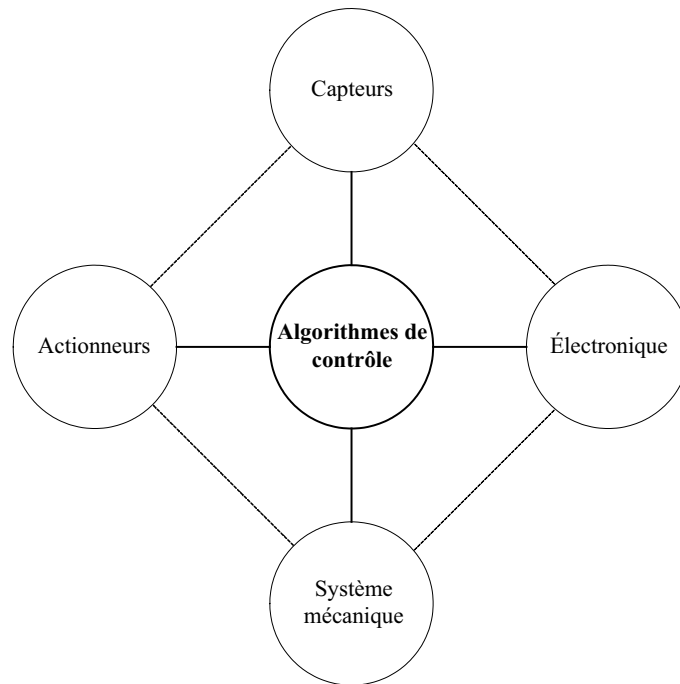


FIG. 7.17 – Paramètres intervenant dans la conception d'un système mécatronique [92].

## Chapitre 8

# CONCLUSION

Ce travail de recherche a été consacré à la modélisation et la commande du moteur piézoélectrique à onde progressive et plus particulièrement du moteur Shinsei USR60. Grâce à ses caractéristiques intrinsèques, qui le différencient et le rendent complémentaire par rapport aux moteurs électromagnétiques, ce type d'actionneur représente un intérêt certain auprès des milieux scientifiques et industriels, annonçant ainsi une expansion prochaine des possibles applications dans différents domaines (médical, automobile, robotique, aviation, spatial, etc.).

A cause du principe de fonctionnement, basé sur des vibrations à haute fréquence et aux phénomènes tribologiques agissant au niveau de l'interface de contact entre le stator et le rotor, la recherche d'un modèle analytique efficace s'avère être une tâche très complexe à réaliser. Les modèles couramment utilisés se basent sur l'exploitation d'un schéma électrique équivalent. Ce type d'approche présente le désavantage de travailler avec des grandeurs images (tension et courant électrique sont respectivement l'image d'une force et d'une vitesse); de plus, la modélisation du contact entre le stator et le rotor est réalisé en introduisant des composants non-linéaires (diodes, etc.) dans le schéma électrique équivalent. La paramétrisation de ces éléments demande donc beaucoup d'expérience et demeure peu pratique pour l'exploitation du modèle dans la conception d'algorithmes de commande optimaux. Les modèles théoriques basés sur des approches numériques de type éléments finis constituent aussi une alternative intéressante. Ils requièrent néanmoins des moyens matériels importants et nécessitent des temps de calcul non négligeables. Dans cette optique, nous avons développé dans cette thèse un modèle analytique qui permet de réaliser un bon compromis entre son degré de complexité et sa fidélité à la réalité. La dynamique de déformation de la structure vibrante (stator), donnant naissance à l'onde progressive, a été alors modélisée en partant d'un schéma équivalent mécanique de deuxième ordre. C'est ensuite l'interaction entre le stator et le rotor (zones de contact) qui permet de générer, grâce aux forces de frottement, le couple moteur. La modélisation de ce phénomène a été simplifiée en introduisant un schéma de contact original qui nous a permis d'analyser les différents cas de contact possibles.

Le développement d'une plate-forme d'essai modulaire, nous a ensuite permis de relever les caractéristiques mécaniques de l'actionneur par rapport à ses trois paramètres de commande : l'amplitude, la fréquence et le déphasage des deux tensions de phase. La comparaison avec les caractéristiques obtenues en simulations a été effectuée dans le but de valider le modèle analytique développé. Nous avons observé comment les résultats issus de la simulation permettent de prévoir le comportement essentiel du moteur, condition nécessaire et suffisante pour l'étude et le développement d'une stratégie de commande et de contrôle.

Comme nous venons de le dire, la vitesse de rotation du moteur piézoélectrique à onde progressive peut, de manière générale, être imposée en agissant soit sur l'amplitude, la fréquence ou le déphasage temporel des deux tensions d'alimentation. Il a donc été difficile d'évaluer a priori le paramètre, ou la combinaison de paramètres, donnant les meilleurs résultats. Une analyse des méthodes de commandes

existantes nous à permis d'identifier la fréquence comme étant le paramètre de commande le plus efficace. Néanmoins, les caractéristiques de la vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation, relevées pour différentes valeurs du couple de charge, exhibent de fortes non-linéarités. Il est donc exclu que nous puissions appliquer des méthodes de réglage classiques. En effet, la réponse du système serait à ce moment dépendante du point de fonctionnement et, dans le cas le plus défavorable, elle peut même devenir instable. Différentes solutions ont été alors évaluées dans le but d'obtenir un algorithme d'asservissement de la vitesse qui soit robuste, performant et facilement transférable dans un microprocesseur (DSP). Une nouvelle solution a été retenue, elle se base sur l'utilisation du degré de liberté donné par l'amplitude des tensions d'alimentation, afin de linéariser la caractéristique de commande. En effet, une modulation correcte de ce paramètre par rapport à la fréquence nous a permis de linéariser la caractéristique vitesse-fréquence. La réponse du système en boucle fermée est à ce moment indépendante du point de fonctionnement du moteur. De plus, un nouveau concept de limitation dynamique de la vitesse, permettant d'éviter le bien connu phénomène de pull-out, a été intégré dans l'algorithme de commande. Ce dispositif possède la particularité de s'adapter à l'évolution de la caractéristique vitesse-fréquence déterminée par des dérives thermiques et des variations du couple de charge. Le potentiel maximal du moteur est alors toujours atteignable. L'asservissement en position a été facilement dérivé en exploitant la propriété, intrinsèque aux moteurs piézoélectriques, de développer un couple de maintien sans alimentation. Finalement, les mesures effectuées ont permis de confirmer la validité de la méthode de contrôle proposée dans cette thèse.

Une application nouvelle de ce type d'actionneur a été proposée dans le cadre d'une collaboration avec le *medical robotics group* du laboratoire de systèmes robotiques (LSRO). Il s'agissait de réaliser un prototype d'interface haptique à retour d'effort à un degré de liberté compatible à l'environnement IRMf. En effet, l'imagerie par résonance magnétique (IRMf) s'est établie comme technologie de référence dans le domaine de la médecine diagnostique et de la recherche neurologique de pointe. La possibilité d'utiliser une interface robotique dans un tel environnement, permettra aux neurologues d'étudier les mécanismes de fonctionnement du cerveau lorsque le patient interagit avec des environnements dynamiques virtuels. Un tel système pourrait alors devenir un outil important dans la recherche neurologique et la rééducation. Grâce aux caractéristiques des moteurs piézoélectriques qui sont notamment l'immunité aux champs magnétiques élevées et l'absence de champs magnétiques parasites, l'utilisation d'un tel actionneur pour cette application particulière est fortement prometteuse. En particulier, le système que nous avons développé a permis d'apporter des améliorations importantes par rapport à des systèmes existants qui utilisent un concept de transmission hydrostatique. Nous nous référons en particulier au fait que l'encombrement du système est considérablement réduit permettant ainsi de favoriser le développement de systèmes à plusieurs degrés de liberté. De plus, l'augmentation de la bande passante autorise maintenant la possibilité de simuler des champs de force dans toute la largeur du spectre des fréquences perceptibles par l'être humain.

## 8.1 Originalités du travail

Dans son ensemble ce projet a permis d'évoluer dans le domaine de la modélisation et la commande des actionneurs piézoélectriques ainsi que leurs applications. Les apports personnels dans ce travail de thèse résident premièrement dans le développement d'une nouvelle stratégie de commande et contrôle, plus précisément l'algorithme que nous avons proposé présente les originalités suivantes :

- Modulation de l'amplitude des tensions de phase par rapport à la fréquence dans le but de linéariser la caractéristique de commande vitesse-fréquence. La réponse du système en boucle fermée est à ce moment indépendante du point de fonctionnement du moteur. L'avantage par rapport à des méthodes existantes se basant sur des techniques de réglage adaptative réside dans la robustesse, la stabilité et la facilité d'implémentation dans un microprocesseur.

- Le phénomène de pull-out est la cause d'arrêt brusque du moteur lorsqu'un seuil de fréquence minimale d'alimentation est dépassé. Dues aux dérives thermiques et aux variations du couple de charge, ce seuil évolue en cours de fonctionnement. Une nouvelle méthode, basée sur l'introduction d'une limitation de la vitesse dynamique, est proposée dans cette thèse pour éviter le phénomène de pull-out. Cette méthode s'adapte à l'évolution de la caractéristique de commande, par conséquent le potentiel maximal du moteur est toujours atteignable.
- Une attention particulière a été aussi dédiée au choix des variables de commande par rapport à leurs influences sur le comportement tribologique du moteur. Des méthodes existantes utilisent en effet le déphasage temporel entre les deux phases d'alimentation comme grandeur de commande. Il se trouve, selon les simulations que nous avons effectuées, qu'un déphasage qui n'est pas égal à  $\pm\pi/2$  (cas idéal) se traduit dans une modulation de l'amplitude de l'onde progressive à une fréquence égale à celle de l'alimentation. Ce phénomène, selon des études tribologiques, provoque des micro-rebondissements à l'interface de contact entre le stator et le rotor déterminant ainsi la diminution du coefficient de frottement et l'augmentation de l'usure des matériaux en contact, ainsi qu'une diminution de la durée de vie du moteur. Suite à ces considérations, nous n'utilisons le déphasage que pour changer le sens de rotation. En effet, en changeant ce dernier de  $\pi/2$  à  $-\pi/2$  ou vice-versa, nous inversons la direction de propagation de l'onde progressive donc le sens de rotation de l'actionneur.

Deuxièmement, ce travail de thèse, par la réalisation d'un système robotique à retour d'effort, propose une extension importante de la gamme d'application des actionneurs piézoélectriques vers des interfaces haptiques compatibles avec l'environnement IRMf. Ce nouveau concept présente des améliorations importantes par rapport à des systèmes existants utilisant une transmission hydrostatique :

- Encombrement réduit favorisant ainsi le développement de systèmes à plusieurs degrés de libertés.
- Augmentation considérable de la bande passante permettant ainsi la simulation d'une plus grande variété de champs de force.

D'un point de vue personnel, les travaux associés à cette thèse m'ont permis d'acquérir des connaissances nouvelles dans de multiples domaines et de dépasser le stade de l'étude théorique en abordant l'aspect pratique du problème dans le cadre de plusieurs réalisations. Parmi celles-ci, il faut souligner la collaboration mise en place avec le *medical robotics group* du laboratoire de systèmes robotiques (LSRO) dans le cadre de la réalisation d'une interface haptique compatible à l'environnement IRMf. Cette étape de mon travail m'a permis d'effectuer un développement en équipe sur un sujet novateur.

## 8.2 Perspectives

Les actionneurs piézoélectriques ne trouvent en principe pas de limitation à la miniaturisation comparés aux moteurs électromagnétiques où l'on se heurte à des limites dues à la saturation magnétique des matériaux et à la présence d'enroulements. Il est donc évident que la présence d'un capteur de vitesse, avec son encombrement, pourrait constituer une limitation externe dans le franchissement d'étapes ultérieures dans la miniaturisation des actionneurs piézoélectriques. L'espoir est alors de réussir à piloter le moteur en remplaçant le capteur par des algorithmes qui permettent d'estimer la vitesse. Outre la réduction de l'encombrement, cette solution permettrait d'obtenir aussi des avantages économiques non négligeables. Après une analyse des différentes méthodes d'observation possibles, nous sommes arrivés à la conclusion que seule la méthode du filtre de Kalman possède, de manière générale, le potentiel pour réaliser une estimation efficace, ceci à condition de posséder un modèle très précis de l'actionneur. Due à la complexité des phénomènes physiques mis en jeu dans la description du fonctionnement d'un actionneur piézoélectrique, l'état actuel de la recherche ne nous permet pas de réaliser des simulations très

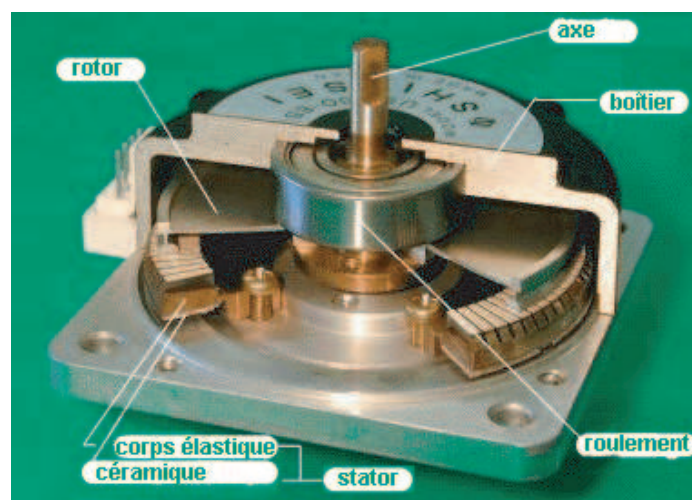
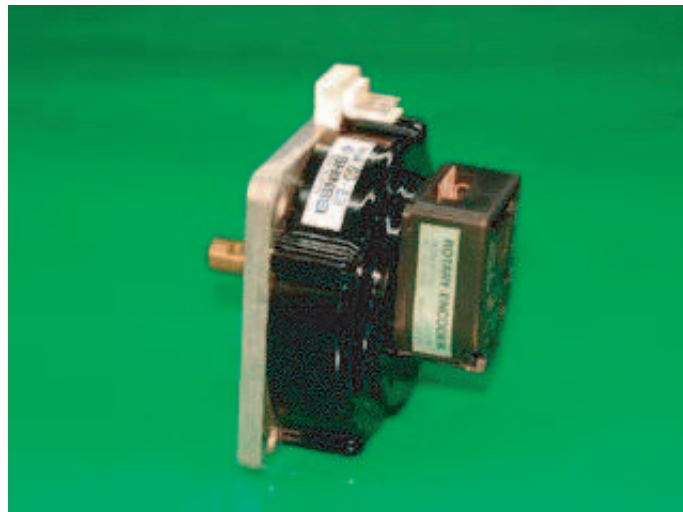
fidèles à la réalité. Dans cette optique, de nouvelles recherches pourront être dédiées spécialement au développement d'un modèle analytique permettant l'utilisation fiable d'un filtre de Kalman.

Toutefois, dans une application particulière comme l'interface haptique développée, où la précision d'estimation de la vitesse n'est pas de grande importance, nous avons remarqué comment, lors des premiers tests indicatifs, l'utilisation d'une méthode d'estimation basée sur la mesure indirecte peut donner des résultats encourageants. Nous obtiendrons ainsi une réduction considérable de l'encombrement. De plus, la substitution de l'encodeur optique par un algorithme d'estimation de la vitesse est particulièrement intéressant pour l'application dans l'environnement IRMf, car l'absence de tout circuit électronique à proximité du scanner augmentera encore le niveau de compatibilité potentielle de l'actionneur. En conclusion, nous formons le souhait que les connaissances acquises tout au long de cette thèse puissent permettre de poursuivre efficacement l'effort de recherche dans le domaine des interfaces haptiques à plusieurs degrés de liberté.



## Annexe A

# Data Sheet moteur piézoélectrique à onde progressive type Shinsei USR60



<b>Spécifications du moteur Shinsei USR60-E3</b>	
Fréquence d'alimentation	40 [kHz]
Tension d'alimentation	120 [Vrms]
Couple maximum en régime continu	0.5 [Nm]
Puissance maximale en régime continu	5 [W]
Vitesse à puissance max. en régime continu	100 [rpm]
Couple maximum	~ 1 [Nm]
Sens de rotation	CW, CCW
Duré de vie	~ 1000 [Heures]
Températures de fonctionnement	-10 [°C] à +50 [°C]
Température maximale	55 [°C] à la surface du boîtier
Masse	275 [g]

<b>Spécifications du codeur optique HEDS-5540 A14</b>	
Tension d'alimentation	DC5[V] ± 10%
Méthode de détection	Optique incrémental
Résolution	500 [pulse/tour]
Phases de sortie	A, B, Z

## Annexe B

# Frein dynamométrique

### B.1 Frein dynamométrique à hystérésis HD-505-8NA



Les freins dynamométriques à hystérésis série HD-100, -400 et -500 sont universellement utilisables et se prêtent tout spécialement à des applications de bancs d'essais de puissance moyennes jusqu'à 800[W] en fonctionnement intermittent. Un frein dynamométrique à hystérésis développe un couple déjà à l'arrêt. Cela permet de mesurer les caractéristiques d'un moteur, de sa marche à vide jusqu'au blocage de son rotor. Selon le modèle, le refroidissement du frein est réalisé soit par convection, soit à l'aide d'air comprimé. Etant donné que ces freins ne sont pas refroidis à l'eau, leurs valeurs caractéristiques de puissance sont indiquées aussi bien pour une utilisation en continu qu'intermittente. Tous les freins dynamométriques à hystérésis de Magtrol se caractérisent par une précision de  $\pm 0.25\%$  à  $\pm 0.5\%$  (pleine échelle) selon le modèle et sa configuration. L'intégration des freins dynamométriques dans les systèmes de mesure est simplifiée par la mise à disposition de plaques de base longues ou courtes. La version courte facilite le montage du moteur sur des surfaces munies de rainures en T et de fixations ajustables. La version longue est idéale pour des essais directement réalisés sur le plateau du banc de mesures.

## B.1.1 Spécifications


**Spécifications**

Série HD-100, 400 &amp; 500

## VALEURS NOMINALES

Modèle	Code d'unité du couple	Plages de couple max.	Couple résiduel (non excité) à 1000 tmin <sup>-1</sup>	Résolution numérique du couple	Inertie d'entrée nominale kg m <sup>2</sup>	Puissance max.		Vitesse de rotation max. tmin <sup>-1</sup>	Refroidissement du frein
						5 Minutes W	Régime permanent W		
HD-106	6N	2,5 oz-in	0,008 oz-in	0,01 oz-in	9,54 × 10 <sup>-7</sup>	35	7	30'000	Convection
	7N	180 g cm	0,57 g cm	0,1 g cm					
	8N	18 mN m	0,056 mN m	0,01 mN m					
HD-100	6N	11 oz-in	0,09 oz-in	0,01 oz-in	4,61 × 10 <sup>-6</sup>	75	20	25'000	Convection
	7N	800 g cm	6,5 g cm	1 g cm					
	8N	80 mN m	0,64 mN m	0,1 mN m					
HD-400	6N	40 oz-in	0,25 oz-in	0,1 oz-in	2,10 × 10 <sup>-5</sup>	200	55	25'000	Convection
	7N	2,8 kg cm	0,02 kg cm	0,01 kg cm					
	8N	280 mN m	2 mN m	1 mN m					
HD-500	6N	120 oz-in	0,5 oz-in	0,1 oz-in	1,09 × 10 <sup>-4</sup>	400	80	20'000	Convection
	7N	8,5 kg cm	0,05 kg cm	0,01 kg cm					
	8N	850 mN m	5 mN m	1 mN m					
HD-510	6N	120 oz-in	0,5 oz-in	0,1 oz-in	1,09 × 10 <sup>-4</sup>	750	375	25'000	Air Comprimé*
	7N	8,5 kg cm	0,05 kg cm	0,01 kg cm					
	8N	850 mN m	5 mN m	1 mN m					
HD-505	6N	240 oz-in	1 oz-in	0,1 oz-in	2,18 × 10 <sup>-4</sup>	800	160	20'000	Convection
	7N	17 kg cm	0,1 kg cm	0,01 kg cm					
	8N	1700 mN m	10 mN m	1 mN m					

\* Le modèle HD-510 est refroidi à l'air comprimé et doit être raccordé au réseau d'air comprimé (prestation de l'utilisateur). Un débit de 0.2 m<sup>3</sup> d'air comprimé par minute à 0.12 bar est requis. Le régulateur de pression ainsi que le filtre sont livrés avec le frein.

## CONSOMMATION ÉLECTRIQUE ET FUSIBLES

Modèle	Tension	VA	Selon norme	Valeur nominale
HD-106-XN	120 V	25	UL/CSA	300 mA 250 V SB
HD-106-XNA	240 V	25	IEC	125 mA 250 V T
HD-100-XN	120 V	25	UL/CSA	300 mA 250 V SB
HD-100-XNA	240 V	25	IEC	125 mA 250 V T
HD-400-XN	120 V	25	UL/CSA	300 mA 250 V SB
HD-400-XNA	240 V	25	IEC	125 mA 250 V T
HD-500-XN	120 V	25	UL/CSA	300 mA 250 V SB
HD-500-XNA	240 V	25	IEC	125 mA 250 V T
HD-510-XN	120 V	25	UL/CSA	300 mA 250 V SB
HD-510-XNA	240 V	25	IEC	125 mA 250 V T
HD-505-XN	120 V	25	UL/CSA	300 mA 250 V SB
HD-505-XNA	240 V	25	IEC	125 mA 250 V T

MAGTROL

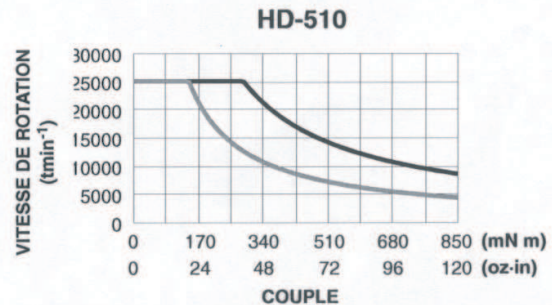
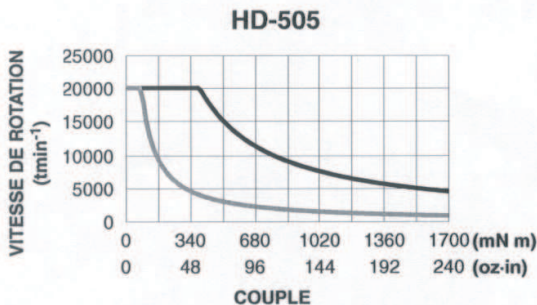
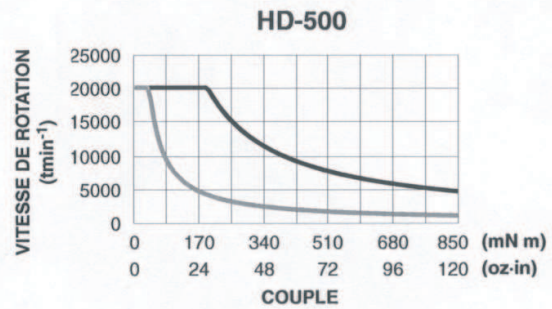
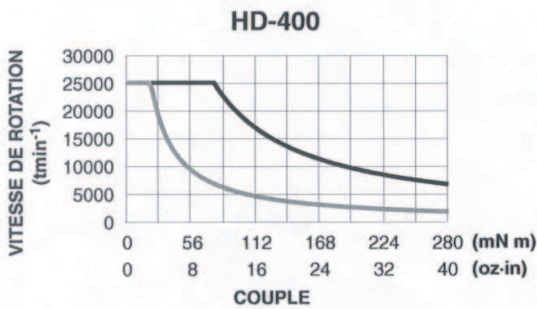
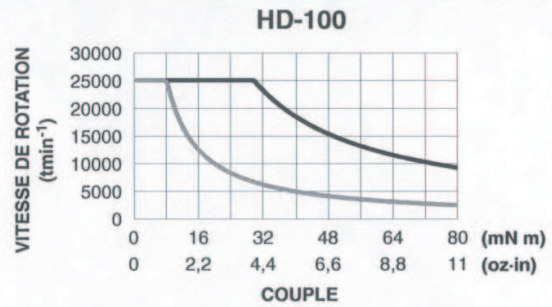
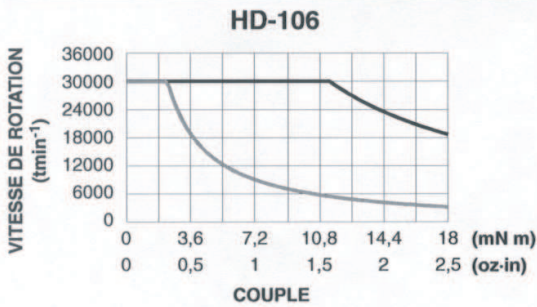
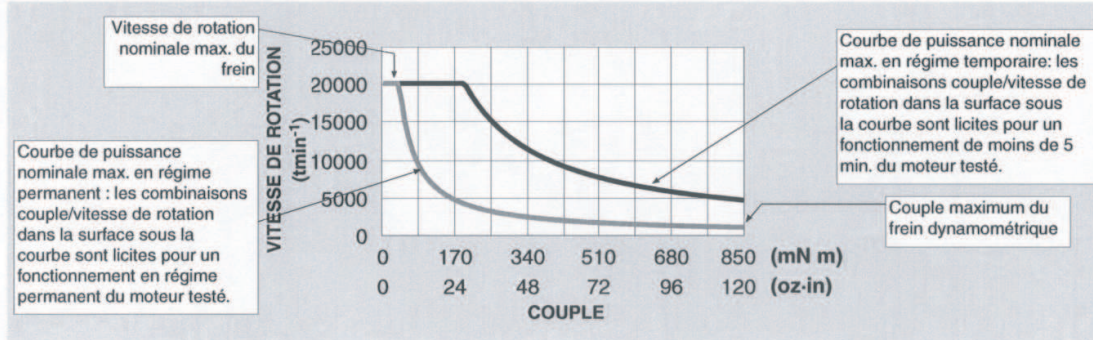


**Spécifications**

**Série HD-100, 400 & 500**

**COURBE DE PUISSANCE ABSORBÉE**

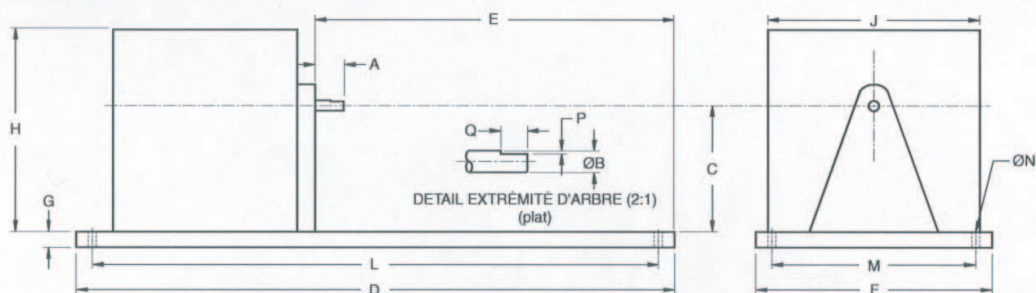
Les courbes de puissance indiquent l'énergie thermique maximale pouvant être dissipée par le frein dynamométrique en régime permanent ou temporaire.



## B.1.2 Dimensions

## Dimensions Série HD-100, 400 & 500

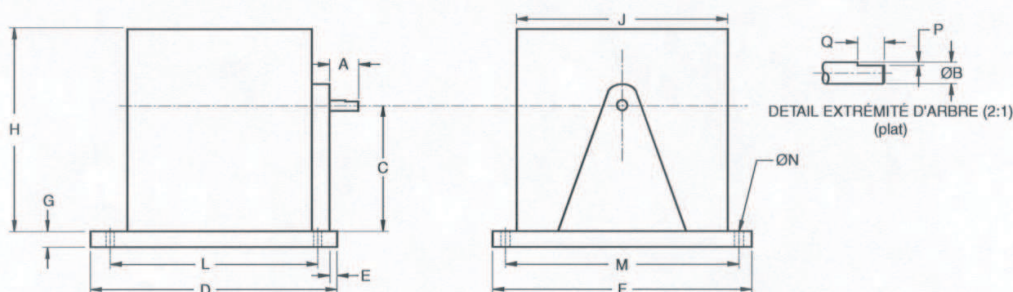
### FREINS DYNAMOMÉTRIQUES AVEC PLAQUE DE BASE LONGUE



Modèle	A	Ø B	C	D	E	F	G	H	J	L*	M*	Ø N	P	Q	Poids
HD-106	12,7	3,162/3,167	89	432	238,3	254	13	159	216	394	216	9,4	0,38	9,53	5,4 kg
HD-100	19,1	4,750/4,763	89	432	231,9	254	13	159	216	394	216	9,4	0,64	9,53	5,7 kg
HD-400	17,0	6,337/6,342	89	432	231,9	254	13	159	216	394	216	9,4	0,76	11,13	6,8 kg
HD-500	22,2	9,512/9,525	102	432	231,9	254	13	159	216	394	216	9,4	1,19	9,53	7,3 kg
HD-510	22,2	9,512/9,525	102	432	231,9	254	13	159	216	394	216	9,4	pas existant		7,3 kg
HD-505	22,2	9,512/9,525	102	508	244,9	254	13	159	216	470	216	9,4	1,27	9,53	8,1 kg

\* Cotes correspondant à l'entraxe des percements de montage. Chaque plaque de base est équipée de 4 trous de montage.

### FREINS DYNAMOMÉTRIQUES AVEC PLAQUE DE BASE COURTE



Modèle	A	Ø B	C	D	E	F	G	H	J	L*	M*	Ø N	P	Q	Poids
HD-106	12,7	3,162/3,167	89	177,8	8,4	279,4	13	159	216	152,4	250	9	0,38	9,53	3,4 kg
HD-100	19,1	4,750/4,763	89	177,8	2,1	279,4	13	159	216	152,4	250	9	0,64	9,53	3,6 kg
HD-400	17,0	6,337/6,342	89	177,8	2,1	279,4	13	159	216	152,4	250	9	0,76	11,13	5,0 kg
HD-500	22,2	9,512/9,525	102	177,8	2,1	279,4	13	159	216	152,4	250	9	1,19	9,53	5,4 kg
HD-510	22,2	9,512/9,525	102	203,2	3,2	279,4	13	159	216	177,8	250	9	pas existant		5,7 kg
HD-505	22,2	9,512/9,525	102	241,3	2,6	279,4	13	159	216	215,9	250	9	1,27	9,53	5,9 kg

\* Cotes correspondant à l'entraxe des percements de montage. Chaque plaque de base est équipée de 4 trous de montage.



B.1.3 Configurations du système

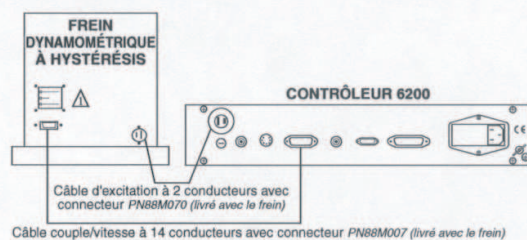
**Configurations du système**

Série HD-100, 400 & 500

**SYSTÈMES EN BOUCLE OUVERTE**

Magtrol met aussi bien à disposition de ses clients des systèmes manuels que des systèmes asservis par PC. Un système manuel typique consiste en un frein dynamométrique HD avec contrôleur modèle 6200 de Magtrol. Pour l'acquisition des valeurs de courant, de tension et le calcul du facteur de puissance, un analyseur de puissance mono- ou triphasé peut être intégré en option dans le système. Les systèmes sans asservissement sont souvent utilisés dans des lignes de production ou pour des contrôles d'entrée et permettent de déterminer rapidement si les produits correspondent aux exigences définies au préalable (test Pass/Fail). La version standard du contrôleur modèle 6200 dispose de la fonction de test Pass/Fail.

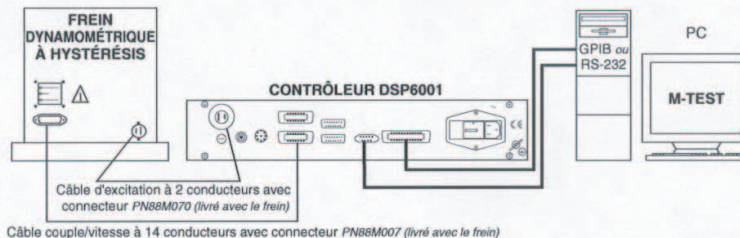
**Frein dynamométrique avec contrôleur modèle 6200**



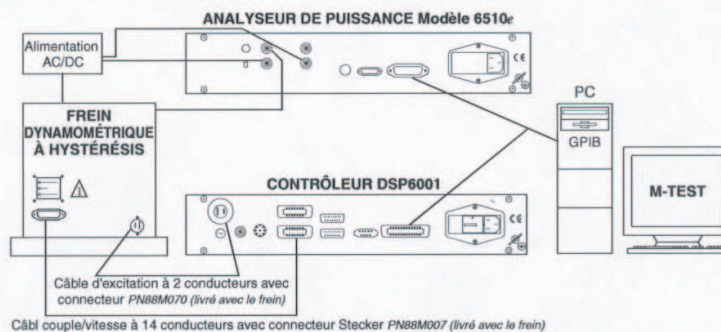
**SYSTÈMES EN BOUCLE FERMÉE**

Les systèmes asservis permettent l'acquisition de données à l'aide d'un PC et du programme de test de moteurs M-TEST, d'un contrôleur programmable modèle DSP6001, ainsi que de cartes interfaces correspondantes et de câbles de raccordement. Les contrôleurs modèles 6200 et DSP6001 indiquent les valeurs calculées de puissance (en watt ou en CV) en plus du couple et de la vitesse de rotation. Des analyseurs de puissance mono- ou triphasés, indispensables pour déterminer le rendement, peuvent être intégrés sans problème dans un tel système. Il en va de même pour les équipements de tests de température.

**Frein dynamométrique avec contrôleur DSP6001 et programme M-TEST**



**Frein dynamométrique avec analyseur de puissance modèle 6510e, contrôleur DSP6001 et programme M-TEST**




## B.2 Contrôleur de freins dynamométriques programmable DSP6001A



Le contrôleur haute vitesse programmable DSP6001 pour freins dynamométriques de Magtrol utilise les techniques les plus modernes de traitement de signaux et ouvre de nouveaux horizons aux essais de moteurs. Le contrôleur DSP6001, développé pour une utilisation avec les freins à hystérésis, les freins à courant de Foucault et à poudre, ainsi qu'avec des couplemètres de Magtrol et des systèmes auxiliaires, peut être commandé par PC moyennant une interface IEEE-488 ou RS-232. Avec sa vitesse de transmission de 120 points de mesure par seconde, le contrôleur DSP6001 se prête aussi bien à des utilisations très exigeantes en laboratoires de certification que sur des lignes de production.

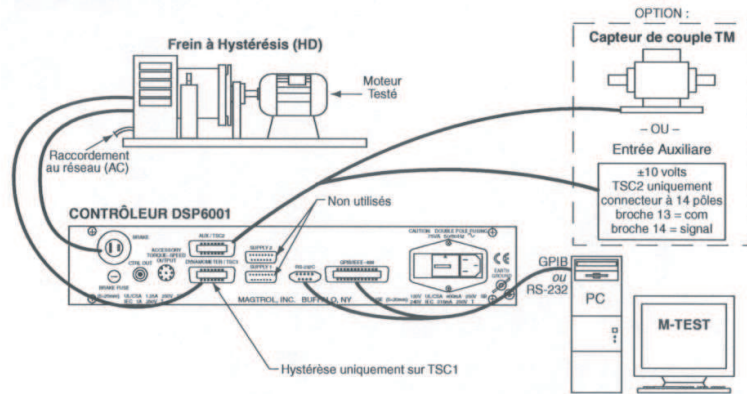
### B.2.1 Spécifications

 <b>Spécifications</b>		<b>DSP6001</b>			
<b>CARACTÉRISTIQUES DE MESURE</b>					
Couple max.	10000 unités, $\pm 5$ V TSC1, $\pm 10$ V TSC2				
Vitesse de rotation max.	99999 $\text{tmin}^{-1}$ (fréquence TACHO d'entrée max.: 100 kHz)				
Précision	Vitesse de rotation : 0,01% de la valeur mesurée (10 à 100'000 $\text{tmin}^{-1}$ )				
	TSC1 : 0,02% de la valeur mesurée ( $\pm 1$ mV)				
	TSC2 : 0,02% de la valeur mesurée ( $\pm 2$ mV)				
<b>CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES</b>					
Fusibles (5 x 20 mm)	Frein :	UL/CSA	1,25 A	250 V	SB
		IEC	1,00 A	250 V	T
	Réseau (120 V) :	UL/CSA	800 mA	250 V	SB
	Réseau (240 V) :	IEC	315 mA	250 V	T
Consommation	75 VA				
Tension d'alimentation	120/240 V 60/50 Hz				
Tension admissible max.	45 VDC, signal de sortie du frein				
<b>SIGNAUX D'ENTRÉE/SORTIE</b>					
Signal de couple maximal (entrée)	TSC1 :	$\pm 5$ VDC			
	TSC2 :	$\pm 10$ VDC			
Sortie analogique couple / vitesse de rotation	Couple :	$\pm 10$ VDC			
	Vitesse de rotation :	$\pm 10$ VDC			
Sortie Ctrl	0-3 VDC				
<b>ENVIRONNEMENT</b>					
Température de fonctionnement	5 °C à 40 °C				
Humidité relative	< 80%				
Coefficient de température	0,004% de 5 VDC/°C pour les deux canaux				
<b>DIMENSIONS</b>		Largeur	483 mm		
		Hauteur	89 mm		
		Profondeur avec les poignées	315 mm		
		Poids	7,58 kg		

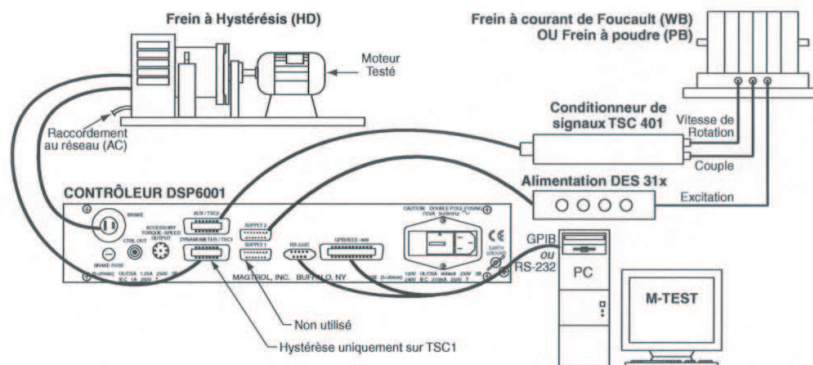


B.2.2 Configurations du système

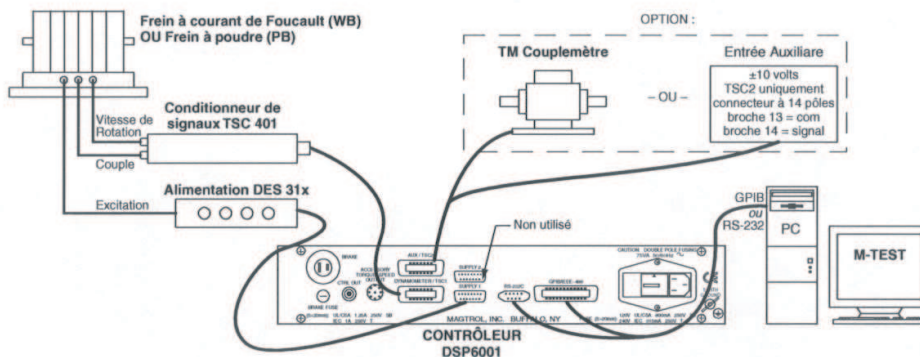
**Configurations du système** DSP6001



**DDSP6001 avec frein à hystérésis et entrée auxiliaire ou couplemètre**

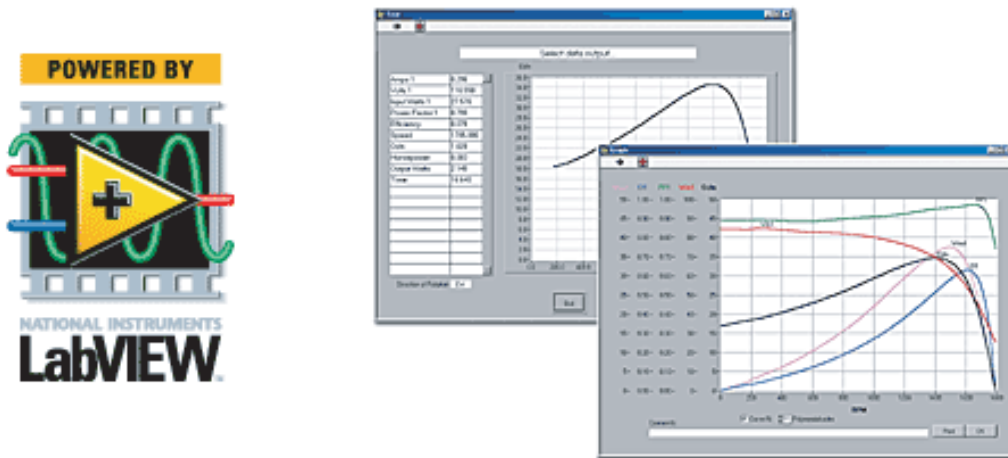


**DSP6001 avec frein à hystérésis et frein à courant de Foucault ou à poudre (WB/PB)**



**DSP6001 avec frein à courant de Foucault ou à poudre (WB/PB) et entrée auxiliaire ou couplemètre**

### B.3 Logiciel de test moteurs M-TEST 4.0



Utilisé avec un contrôleur de freins dynamométriques DSP6000/6001, 5240 ou 4629B, le logiciel M-TEST 4.0 permet de piloter des freins dynamométriques installés sur un banc d'essai Magtrol et de réaliser automatiquement des tests de moteurs. Le logiciel M-TEST 4.0 est compatible avec un grand nombre de contrôleurs, tels que les modèles DSP6001, DSP600, 5240 et 4629B, les freins à hystérésis, à courant de Foucault, à poudre et tandem, ainsi qu'avec les couplemètres. Les valeurs mesurées sont traitées par le logiciel de test moteurs, puis sauvegardés, présentés sous forme tabellaire ou de graphique ou même exportés vers un tableur. Le logiciel M-TEST 4.0 (langage de programmation : *LabVIEW<sup>TM</sup>*) permet de tester la plupart des modèles de moteurs de différentes manières. La grande flexibilité de LabVIEW permet aisément d'acquérir des données de mesures provenant d'autres sources (capteurs de température), d'asservir des moteurs et de générer des signaux acoustiques ou optiques.

## Annexe C

# Carte acquisition de données

### C.1 NI PCI-6052E 333 kS/s, 16-Bit, 16 Analog Input Multifunction DAQ





## C.2 Spécifications

# Full-Featured E Series Multifunction DAQ 12 or 16-Bit, up to 1.25 MS/s, up to 64 Analog Inputs

### E Series – Full-Featured

- 16 or 64 analog inputs at up to 1.25 MS/s, 12 or 16-bit resolution
- 2 analog outputs at up to 1 MS/s, 12 or 16-bit resolution
- 8 digital I/O lines (TTL/CMOS); two 24-bit counter/timers
- Analog and digital triggering
- 14 or 15 analog input signal ranges
- NI-DAQ driver simplifies configuration and measurements

### Families

- NI 6071E
- NI 6070E
- NI 6062E
- NI 6052E
- NI 6040E
- NI 6033E
- NI 6032E
- NI 6031E
- NI 6030E
- NI 6020E (only digital triggering)

### Operating Systems

- Windows 2000/NT/XP
- Real-time performance with LabVIEW (page 134)
- Others such as Linux and Mac OS X (page 187)

### Recommended Software

- LabVIEW
- LabWindows/CVI
- Measurement Studio
- VI Logger

### Other Compatible Software

- Visual Basic, C/C++, and C#
- ### Driver Software (included)
- NI-DAQ 7

### Calibration Certificate Included

See page 21.



Family	Bus	Analog Inputs	Input Resolution	Max Sampling Rate	Input Range	Analog Outputs	Output Resolution	Output Rate	Output Range	Digital I/O	Counter/Timers	Triggers
NI 6071E	PCI, PXI	64 SE/32 DI	12 bits	1.25 MS/s	±0.05 to ±10 V	2	12 bits	1 MS/s	±10 V	8	2, 24-bit	Analog, digital
NI 6070E	PCI, PXI, FireWire	16 SE/8 DI	12 bits	1.25 MS/s	±0.05 to ±10 V	2	12 bits	1 MS/s	±10 V	8	2, 24-bit	Analog, digital
NI 6062E	PCMCIA	16 SE/8 DI	12 bits	500 kS/s	±0.05 to ±10 V	2	12 bits	850 kS/s	±10 V	8	2, 24-bit	Analog, digital
NI 6052E	PCI, PXI, FireWire	16 SE/8 DI	16 bits	333 kS/s	±0.05 to ±10 V	2	16 bits	333 kS/s	±10 V	8	2, 24-bit	Analog, digital
NI 6040E	PCI, PXI	16 SE/8 DI	12 bits	500 kS/s	±0.05 to ±10 V	2	12 bits	1 MS/s	±10 V	8	2, 24-bit	Analog, digital
NI 6033E	PCI	64 SE/32 DI	16 bits	100 kS/s	±0.1 to ±10 V	0	-	-	-	8	2, 24-bit	Analog, digital
NI 6032E	PCI	16 SE/8 DI	16 bits	100 kS/s	±0.1 to ±10 V	0	-	-	-	8	2, 24-bit	Analog, digital
NI 6031E	PCI, PXI	64 SE/32 DI	16 bits	100 kS/s	±0.1 to ±10 V	2	16 bits	100 kS/s	±10 V	8	2, 24-bit	Analog, digital
NI 6030E	PCI, PXI	16 SE/8 DI	16 bits	100 kS/s	±0.1 to ±10 V	2	16 bits	100 kS/s	±10 V	8	2, 24-bit	Analog, digital
NI 6020E	NI USB	16 SE/8 DI	12 bits	100 kS/s	±0.05 to ±10 V	2	12 bits	20 S/s	±10 V	8	2, 24-bit	Digital

Table 1. NI Full-Featured E Series Model Guide (See page 228 for detailed specifications.)

### Overview and Applications

NI Full-Featured E Series devices are the fastest and the most accurate multiplexed data acquisition devices available. They are ideal for applications ranging from continuous high-speed data logging to control applications to high voltage signal or sensor measurements when used with NI signal conditioning. Synchronize the operations of multiple devices using the RTSI bus or PXI trigger bus and easily integrate other hardware such as motion control and machine vision to create an entire measurement and control system.

Visit [ni.com/oem](http://ni.com/oem) for information on our quantity discounts for OEM customers.

### Highly Accurate Hardware Design

NI Full-Featured E Series DAQ devices include the following features and technologies:

**Temperature Drift Protection Circuitry** – Designed with components that minimize the effect of temperature changes on measurements to less than 0.0006% of reading per °C.

**Resolution-Improvement Technologies** – Carefully designed noise floor maximizes resolution.

**Onboard Self-Calibration** – Precise voltage reference included for calibration and measurement accuracy. Self-calibration is completely software controlled, with no potentiometers to adjust.

**NI DAQ-STC** – Timing and control ASIC designed to provide more flexibility, lower power consumption, and a higher immunity to noise and jitter than off-the-shelf counter/timer chips.



# Full-Featured E Series Multifunction DAQ

## 12 or 16-Bit, up to 1.25 MS/s, up to 64 Analog Inputs

**NI MITE** – ASIC designed to optimize data transfer for multiple simultaneous operations using bus mastering with three scatter-gather DMA channels for maximum performance of concurrent I/O operations.

**NI PGIA** – Measurement and instrument class amplifier that guarantees settling times at all gains. Typical commercial off-the-shelf amplifier components do not meet the settling time requirements for high-gain measurement applications.

**PFI Lines** – Eight programmable function input (PFI) lines that can be used for software-controlled routing of interboard and intraboard digital and timing signals.

**RTSI or PXI Trigger Bus** – Used to share timing and control signals between devices and synchronize operations.

**RSE Mode** – In addition to differential and nonreferenced single-ended modes, NI full-featured E Series devices offer referenced single-ended (RSE) mode for use with floating signal sources in applications with channel counts higher than eight.

**Onboard Temperature Sensor** – Included for monitoring the operating temperature of the device to ensure that it is operating within the specified range.

**Analog and Digital Triggering** – Only full-featured E Series devices provide the ability to set a trigger based on the level of an analog signal, in addition to the ability to trigger off an edge of a digital signal.

**More Input Ranges** – Up to 15 input ranges for optimal resolution, even for signals smaller than 50 mV.

### High-Performance, Easy-to-Use Driver Software

NI-DAQ is the robust driver software that makes it easy to access the functionality of your data acquisition hardware, whether you are a beginning or advanced user. Helpful features include:

**Automatic Code Generation** – DAQ Assistant is an interactive guide that steps you through configuring, testing, and programming measurement tasks, and generating the necessary code automatically for use in LabVIEW, LabWindows/CVI, or Measurement Studio.

**Cleaner Code Development** – Basic and advanced software functions have been combined into one easy-to-use yet powerful set to help you build cleaner code and move from basic to advanced applications without replacing functions.

**High-Performance Driver Engine** – Software-timed single-point input (typically used in control loops) with NI-DAQ achieves rates of up to 50 kHz. NI-DAQ also delivers maximum I/O system throughput with a multithreaded driver.

**Test Panels** – With NI-DAQ, you can test all of your device functionality before you begin development.

**Scaled Channels** – Easily scale your voltage data into the proper engineering units using the NI-DAQ Measurement Ready virtual channels by choosing from a list of common sensors and signals or creating your own custom scale.

**LabVIEW Integration** – All NI-DAQ functions use the waveform data type, which carries acquired data and timing information directly into more than 400 LabVIEW built-in analysis routines for display of results in engineering units on a graph.

### Worldwide Support and Services

NI provides you with a wealth of resources to help you get your application up and running more quickly, including:

**Technical Support** – Purchase of NI hardware or software gives you access to application engineers all over the world as well as Web resources with more than 3,000 measurement examples and more than 9,000 KnowledgeBase entries. – [ni.com/support](http://ni.com/support)

**NI Factory Installation Services (FIS)** – Software and hardware installed in PXI and PXI/SCXI systems, tested and ready to use – [ni.com/advisor](http://ni.com/advisor)

**Calibration** – Includes NIST-traceable basic calibration certificates, services for ANSI/NCSSL-Z540 and periodic calibration – [ni.com/calibration](http://ni.com/calibration)

**Extended Warranty** – Meet project life-cycle requirements and maintain optimal performance in a cost-effective way – [ni.com/services](http://ni.com/services)

**Data Acquisition Training** – Instructor-led courses – [ni.com/training](http://ni.com/training)

**Professional Services** – Feasibility, consulting, and integration through our Alliance Partners – [ni.com/alliance](http://ni.com/alliance)

*For more information on NI services and support, please visit [ni.com/services](http://ni.com/services)*

*For information on device support in NI-DAQ 7, visit [ni.com/dataacquisition](http://ni.com/dataacquisition)*



# Full-Featured E Series Multifunction DAQ 12 or 16-Bit, up to 1.25 MS/s, up to 64 Analog Inputs

		Full-Featured E Series				Low-Cost E Series		Basic
Models		NI 6030E, NI 6031E, NI 6032E, NI 6033E	NI 6052E	NI 6070E, NI 6071E	NI 6040E	NI 6034E, NI 6036E	NI 6023E, NI 6024E, NI 6025E	PCI-6013, PCI-6014
Measurement Sensitivity* (mV)		0.0023	0.0025	0.009	0.008	0.0036	0.008	0.004
Nominal Range (V)		Absolute Accuracy (mV)						
Positive FS	Negative FS							
10	-10	1.147	4.747	14.369	15.373	7.56	16.504	8.984
5	-5	2.077	0.876	5.193	5.697	1.79	5.263	2.003
2.5	-2.5	—	1.190	3.605	3.859	—	—	—
2	-2	0.836	—	—	—	—	—	—
1	-1	0.422	0.479	1.452	1.556	—	—	—
0.5	-0.5	0.215	0.243	0.735	0.789	0.399	0.846	0.471
0.25	-0.25	—	0.137	0.379	0.405	—	—	—
0.2	-0.2	0.102	—	—	—	—	—	—
0.1	-0.1	0.061	0.064	0.163	0.176	—	—	—
0.05	-0.05	—	0.035	0.091	0.100	0.0611	0.106	0.069
10	0	0.976	1.232	6.765	7.269	—	—	—
5	0	1.992	2.119	5.391	5.645	—	—	—
2	0	0.802	0.850	2.167	2.271	—	—	—
1	0	0.405	0.428	1.092	1.146	—	—	—
0.5	0	0.207	0.242	0.558	0.583	—	—	—
0.2	0	0.098	0.111	0.235	0.247	—	—	—
0.1	0	0.059	0.059	0.127	0.135	—	—	—

Note: Accuracies are valid for measurements following an internal calibration. Measurement accuracies are listed for operational temperatures within ±1 °C of internal calibration temperature and ±10 °C of external or factory-calibration temperature. One-year calibration interval recommended. The Absolute Accuracy at Full Scale calculations were performed for a maximum range input voltage (for example, 10 V for the ±10 V range) after one year, assuming 100 pt averaging of data.\*Smallest detectable voltage change in the input signal at the smallest input range.

Table 2. E Series Analog Input Absolute Accuracy Specifications

		Full-Featured E Series				Low-Cost E Series		Basic
Models		NI 6030E, NI 6031E, NI 6032E, NI 6033E	NI 6052E	NI 6070E, NI 6071E	NI 6040E	PCI-6036E	PCI-6024E, NI 6025E	NI 6013, NI 6014
Nominal Range (V)		Absolute Accuracy (mV)						
Positive FS	Negative FS							
10	-10	1.43	1.405	8.127	8.127	2.417	8.127	3.835
10	0	1.201	1.176	5.685	5.685	—	—	—

Table 3. E Series Analog Output Absolute Accuracy Specifications

## Recommended Accessories

Signal conditioning is required for sensor measurements or voltage inputs greater than 10 V. National Instruments SCXI is a versatile, high-performance signal conditioning platform, intended for high-channel-count applications. NI SCC products provide portable, flexible signal conditioning options on a per-channel basis. Both signal conditioning platforms are designed to increase the performance and reliability of your DAQ System, and are up to 10X more accurate than terminal blocks (please visit [ni.com/sigcon](http://ni.com/sigcon) for more details). Refer to the table below for more information:

Sensor/Signals (>10 V)				
System Description	DAQ Device	Signal Conditioning	Page	
High performance	PCI-60xxE, PXI-60xxE, DAQPad-60xxE	SCXI	270	
Low-cost, portable	PCI-60xxE, PXI-60xxE, DAQPad-60xxE	SCC	251	

Signals (<10 V) <sup>1</sup>				
System Description	DAQ Device	Terminal Block	Cable	Page
Shielded	PCI-60xxE/DAQPad-60xxE	SCB-68	SH6868-EP	214
Shielded	PXI-60xxE	TB-2705	SH6868-EP	214
Shielded	PCI-6071E/PCI-6033E/PCI-6031E	SCB-100	SH100100	214
Shielded	PXI-6071E/PXI-6031E	Two TBX-68s	SH1006868	214
Shielded	DAQPad-60xxE	SCB-68	SHC6868-EP	214
Low-Cost	PCI-60xxE/PXI-60xxE/DAQPad-60xxE	CB-68LP	R6868	214
Low-Cost	DAQCard-60xxE	CB-68LP	RC6868	214

<sup>1</sup>Terminal Blocks do not provide signal conditioning (ie. filtering, amplification, isolation, etc.), which may be necessary to increase the accuracy of your measurements.

Table 4. Recommended Accessories

## Ordering Information

NI PXI-6071E .....	777676-01
NI PCI-6071E .....	777515-01
NI PXI-6070E .....	777060-01
NI PCI-6070E .....	777305-01
NI DAQPad-6070E for FireWire .....	(See page 207)
NI DAQCard-6062E .....	(See page 207)
NI PXI-6052E .....	777962-01
NI PCI-6052E .....	777745-01
NI DAQPad-6052E for FireWire .....	(See page 207)
NI PXI-6040E .....	777484-01
NI PCI-6040E .....	777383-01
NI PCI-6033E .....	777516-01
NI PCI-6032E .....	777422-01
NI PXI-6031E .....	777636-01
NI PCI-6031E .....	777514-01
NI PXI-6030E .....	777555-01
NI PCI-6030E .....	777384-01
NI DAQPad-6020E for USB .....	(See page 207)

Includes NI-DAQ driver software and calibration certificate.

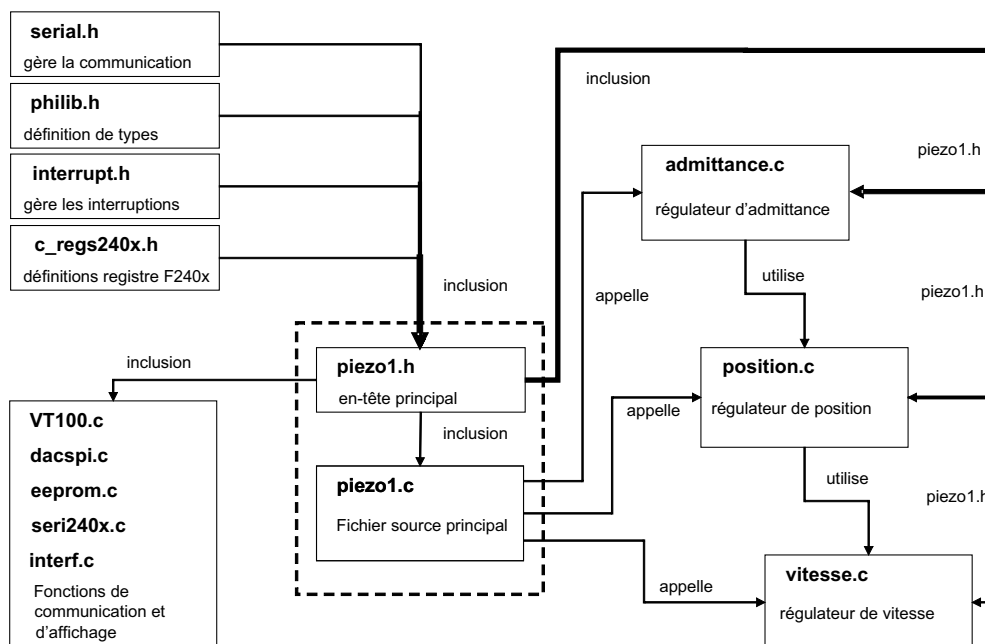
For more information on warranty and value-added services, see page 20.

**BUY ONLINE!**  
Visit [ni.com/dataacquisition](http://ni.com/dataacquisition)

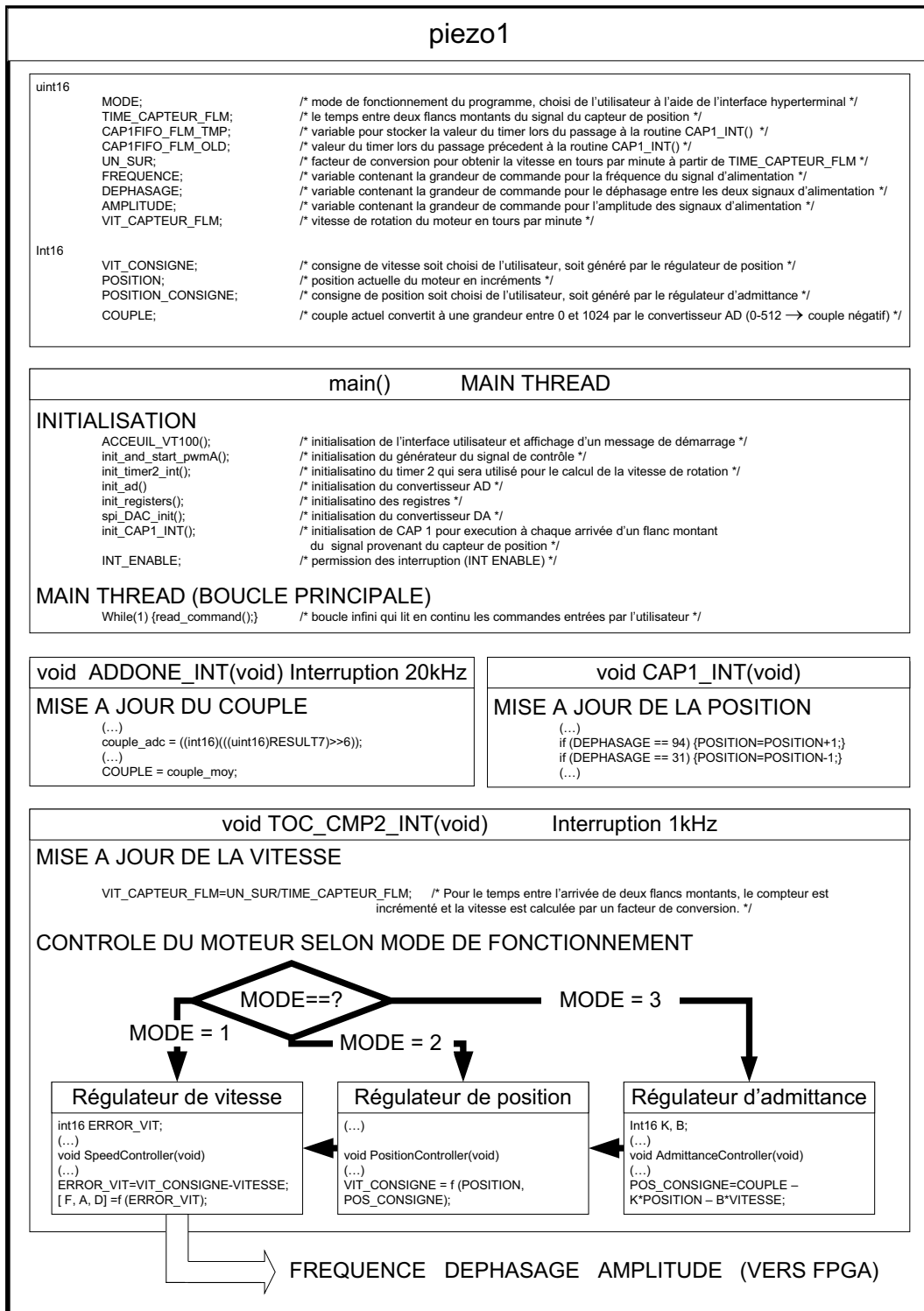
## Annexe D

# Structure générale de l'algorithme de commande et contrôle

### D.1 Représentation de la structure du projet



## D.2 Représentation du flux d'information





# Annexe E

## Liste des symboles

### E.1 Symboles

$D$	Déplacement électrique	$[C/m^2]$
$E$	Champ électrique	$[V/m]$
$S$	Déformation mécanique relative	$[m/m]$
$T$	Contrainte mécanique	$[N/m^2]$
$s$	Souplesse	$[m^2/N]$
$\epsilon$	Constante diélectrique	$[Cm/V]$
$\mathbf{s}^E$	Matrice de souplesse d'un milieu piézoélectrique	$[m^2/N]$
$\boldsymbol{\epsilon}^T$	Matrice de permittivité d'un milieu piézoélectrique	$[F/m]$
$\mathbf{d}$	Matrice des constantes de charge	$[C/N]$
$k_{em}$	Coefficient d'accouplement électromécanique	$[-]$
$Q_m$	Coefficient de pertes mécaniques	$[-]$
$U_{Cp1,2}$	Tensions de phase du moteur	$[V]$
$F_{1,2}$	Forces générées par effet piézoélectrique dans chaque phase	$[N]$
$w_{1,2}$	Amplitude de déformation des deux ondes stationnaires	$[m]$
$M$	Couple généré par le moteur	$[Nm]$
$M_c$	Couple de charge	$[Nm]$
$\hat{M}_c$	Couple de charge estimé	$[Nm]$
$\omega_r$	Vitesse angulaire du rotor	$[rad/s]$
$F_N$	Force de précontrainte	$[N]$
$F_z$	Réaction dans la direction axiale à l'effort de précontrainte	$[N]$
$w_r$	Position relative entre le stator et le rotor	$[m]$
$C_p$	Capacité équivalente des céramiques piézoélectriques associées à chaque phase	$[F]$
$L_s$	Inductance nécessaire au couplage entre le transformateur et le moteur	$[H]$
$n_T$	Rapport de transformation du transformateur	$[-]$
$R_{DSon}$	Résistance en mode de conduction du transistor	$[\Omega]$
$R_{Cu1}$	Résistance de l'enroulement primaire	$[\Omega]$
$R_{Cu2}$	Résistance de l'enroulement secondaire ;	$[\Omega]$
$L_m$	Inductance équivalente de la branche magnétisante du transformateur	$[H]$
$R_p$	Résistance modélisant les pertes diélectriques dans les céramiques	$[\Omega]$
$i_{mec}$	Réaction, par effet piézoélectrique, de la déformation du stator sur l'alimentation	$[A]$
$I_{Ls1,2}$	Courant de phase du moteur	$[A]$

$R_{L_s}$	Résistance de la bobine $L_s$	[ $\Omega$ ]
$q_{mec}$	Charge électrique accumulée due à la déformation du stator	[C]
$q_{C_p}$	Charge électrique aux bornes de la capacité $C_p$	[C]
$E_s$	Module de Young de la structure déformable du stator	[N/m <sup>2</sup> ]
$\nu_s$	Coefficient de Poisson de la structure déformable du stator	[—]
$\rho_s$	Masse volumique du stator	[Kg/m <sup>3</sup> ]
$b$	Epaisseur de la plaque du stator	[m]
$R_{moy}$	Rayon moyen de l'anneau formant le stator	[m]
$k$	Nombre d'onde	[rad/m]
$\lambda$	Longueur d'onde	[m]
$\mathcal{L}$	Lagrangien	[J]
$E_k$	Energie cinétique	[J]
$E_p$	Energie potentielle	[J]
$E_e$	Energie électrique	[J]
$\mathcal{W}$	Travail	[J]
$c_s$	Rigidité équivalente du stator	[N/m]
$d_s$	Coefficient d'amortissement déformation du stator	[Ns/m]
$A_{em}$	Facteur de force associé aux céramiques de chaque phase	[N/V]
$A_{me}$	Facteur de réaction entre le système mécanique et celui électrique	[C/m]
$m_s$	Masse du stator	[Kg]
$w$	Amplitude de l'onde progressive	[m]
$F_{c1,2}$	Forces de réaction modale dues au chargement axiale	[N]
$v_t$	Vitesse tangentielle des points à la surface du stator	[m/s]
$\omega_{kn}$	Pulsation propre électrique	[rad/s]
$K_e$	Rigidité équivalent du rotor	[N/m <sup>2</sup> ]
$x_o$	Demi-largeur de la zone de contact entre le stator et le rotor	[m]
$x_{l,r}$	Localisent les points du stator où la vitesse tangentielle est égale à celle du rotor	[m]
$V_r$	Vitesse périphérique du rotor	[m/s]
$\Delta w$	Contraction du rotor le long de la zone de contact	[m]
$F_v$	Force axiale par unité de longueur agissant dans la zone de contact	[N/m]
$\tau$	Force de traction par unité de longueur agissant dans la zone de contact	[N/m]
$\mu_d$	Coefficient de frottement dynamique	[—]
$F_t$	Force de traction associée à une crête de l'onde progressive	[N]
$N$	Nombre de crête d'onde contenue dans l'anneau statorique	[—]
$J$	Inertie du rotor	[Kg m <sup>2</sup> ]
$m_r$	Masse du rotor	[Kg]
$d_z$	Coefficient d'amortissement du rotor dans la direction axiale	[Ns/m]
$U_{p1,2}$	Tensions primaires des transformateurs	[V]
$U_d$	Tension de la source principale	[V]
$I_{tot}$	Courant absorbé par la source de tension principale	[A]
$T_{1,2,3,4}$	Séquence de commande des transistors du convertisseur statique	[—]
$a$	Grandeur de commande pour l'amplitude de la tension d'alimentation	[rad]
$f$	Fréquence d'alimentation	[Hz]
$\varphi$	Déphasage temporel entre les tensions de phase	[rad]
$n$	Vitesse de rotation	[t/min]
$\theta$	Position angulaire	[rad]

$f_0$	Fréquence de résonance	[Hz]
$\eta_{mot}$	Rendement du moteur	[-]
$P_{mec}$	Puissance mécanique à l'arbre	[W]
$P_{pertes}$	Puissance représentative des pertes globales dans le moteur	[W]
$n_{ref}$	Vitesse de consigne	[t/min]
$n_{lim}$	Borne supérieure de limitation de la vitesse de rotation	[t/min]
$\theta_{ref}$	Position de consigne	[rad]
$T_{emp}$	Température	[°C]
$K$	Gain de la réponse de vitesse en boucle ouvert	[t/min Hz]
$T_n$	Retard de la réponse de vitesse en boucle ouvert	[s]
$\mathbf{y}$	Vecteur des mesures	[-]
$\Phi$	Matrice d'observations	[-]
$\mathbf{\vartheta}$	Vecteur des paramètres	[-]
$i$	Rapport de réduction	[-]
$M'$	Couple du moteur rapporté coté de la charge	[Nm]
$J_m$	Inertie du moteur	[Kg m <sup>2</sup> ]
$J'_m$	Inertie du moteur rapporté coté de la charge	[Kg m <sup>2</sup> ]
$J_c$	Inertie de la charge	[Kg m <sup>2</sup> ]
$K_r$	Rigidité équivalente du réducteur	[Nm/rad]
$K'_r$	Rigidité équivalente du réducteur rapporté coté de la charge	[Nm/rad]
$\theta_m$	Angle de rotation du moteur	[rad]
$\theta_c$	Angle de rotation de la charge	[rad]
$\Delta\theta$	Incertitude de positionnement	[rad]
$\omega_m$	Vitesse angulaire du moteur	[rad/s]
$\omega_c$	Vitesse angulaire de la charge	[rad/s]
$C_f$	Coefficient de frottement	[-]
$Z_e$	Impédance mécanique de l'environnement virtuel	[N/rad]
$Y_e$	Admittance mécanique de l'environnement virtuel	[rad/N]
$M_h$	Couple appliqué par l'humain	[N]
$\theta_e$	Position angulaire environnement	[rad]
$M_{hm}$	Mesure du couple appliqué par l'humain	[N]
$\theta_{em}$	Mesure de la position angulaire de l'environnement	[rad]
$\theta_{ec}$	Position angulaire de consigne calculé par le modèle mathématique de l'environnement	[rad]
$c_e$	Rigidité équivalent de l'environnement	[N/m]
$d_e$	Amortissement équivalent de l'environnement	[Ns/m]
$J_e$	Inertie équivalent de l'environnement	[Kg m <sup>2</sup> ]
$k$	$k^{ieme}$ instant d'échantillonnage	[-]
$\Delta h$	Période d'échantillonnage	[s]

## E.2 Indices

$\dot{X}$	Dérivé première par rapport au temps
$\ddot{X}$	Dérivé seconde par rapport au temps
$\mathbf{X}$	Variable représentant un vecteur ou une matrice (en gras)
$\hat{X}$	Estimation d'une variable
$X^{-1}$	Inverse
$\mathbf{X}^t$	Transposé
$\Delta X$	Différentiel



# Bibliographie

- [1] V.W. Voigt : *Lehrbuch der kristallphysik*, B.G. Teubner, Leipzig, Berlin, 1910.
- [2] P. Gonnard : *Mise en oeuvre et performances des matériaux piézoélectriques*, MAGELEC 98, pp. 15-28, Avril 1998.
- [3] N. Rizet : *Contrôle actif de vibrations utilisant des matériaux piézo-actifs*, PhD Thesis, INSA Lyon, 1999.
- [4] B. Nogarède : *Moteurs piézoélectriques*, Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique.
- [5] R.C. Turner, P.A. Fuierer, R.E. Newnham, T.R. Shrout : *Applied Acoustic*, pp. 299-324, 41, 1994.
- [6] P. Hauptmann, R. Lucklum, A. Puttmer, B. Henning : *Sensors and Actuators*, pp. 32-48, 67, 1998.
- [7] J. Krautkramer, H. Krautkramer : *Ultrasoning Testing of Materials*, Splinger-Verlang, Berlino, 1977.
- [8] J.R. Davis : *Nondestructive evaluation and quality control*, Vol.17, ASM, Metals Park, 1992.
- [9] L. LongTu : *Piezoelectric ceramic transformer*, Ferroelectrics, Vol.28, p.403, 1980.
- [10] T. Tsuchiya, Y. Kagawa, N. Wakatsuki, H. Okamura : *Finite Element Simulation of Piezoelectric Transformers*, IEEE Transaction on Ultrasonic, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol.48, No.4, July 2001.
- [11] T. Hemsel, T. Littmann, J. Wallaschek : *2002 IEEE Ultrasonic Symposium : Piezoelectric Transformers - State of the art and development trends*, University of Paderborn, Germany.
- [12] R.M. Moroney, R.M. White, R.T. Howe : *Ultrasonic micromotors*, In IEEE Ultrasonic Symposium, pp. 745-748, Vol.2, October 1989.
- [13] A.M. Flynn, L.S. Tavrow, S.F. Bart, R.A. Brooks : *Piezoelectric micromotors for microrobots*, In IEEE Ultrasonic Symposium, pp. 1163-1172, Vol.3, December 1990.
- [14] N. Lamberti, A. Iula, M. Pappalardo, R. Carotenuto : *A low voltage piezoelectric micromotor using a thin circular membrane*, In IEEE Ultrasonic Symposium, pp. 459-462, Vol.1, October 1997.
- [15] H.V. Barth : *Ultrasonic driven motor*, IBM Technical Disclosure Bulletin, pag. 57, Vol.16, 1973.
- [16] T. Sashida, T. Kenjo : *An introduction to ultrasonic motors*, Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [17] T. Sashida : *A prototype ultrasonic motor-principles and experimental investigations*, Applied Physics, pp. 713-733, Vol.51, 1982.
- [18] S.Y. He, W.S. Chen, X. Tao, Z.L. Chen : *Standing wave bi-directionnal linearly moving ultrasonic motor*, In IEEE Transaction on Ultrasonic, Ferroelectrics, and Frequency Control, pp. 1133-1139, Vol.45, 1998.
- [19] T. Takano, H. Hirata, Y. Tomikawa : *Analysis of Nonaxisymmetric Vibration Mode Piezoelectric Annular Plate and its Application to an Ultrasonic Motor*, IEEE Transaction on Ultrasonic, Ferroelectrics, and Frequency Control, pp. 558-565, Vol.37, No. 6, November 1990.
- [20] R. Rajkumar, T. Nogai : *A New Method of Improving the Torque of a Travelling Wave Ultrasonic Motor*, in Proceedings of the IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Atlanta USA, September 1999.

- [21] J.F. Manceau, F. Bastien, R. Duffait : *Ultrasonic micromotors stator evaluation*, IEEE Ultrasonic Symposium, pp. 539-543, Vol.1, 1994.
- [22] T. Morita, M. Kurosawa, T. Higuchi : *Design of a cylindrical ultrasonic micromotor to obtain mechanical output*, Jpn. J. Appl. Phys., pp. 3251-3254, Vol.35, Part.1, No. 5B, 1996.
- [23] A. Kumada : *A piezoelectric ultrasonic motor*, Jpn. J. Appl. Phys., pp. 739-741, Vol.24, Suppl. 24, No.2, 1985.
- [24] S. Ueha : *Presents status of ultrasonic motors*, In IEEE Ultrasonic Symposium, pp. 749-753, Vol.2, October 1989 New York, 1993.
- [25] S. Ueha, Y. Tomikawa : *Ultrasonic motors theory and applications*, Oxford, Clarendon Press, New York, 1993.
- [26] V.N. Yakimov : *Scanning tunneling microscope with a rotary piezoelectric stepping motor*, Rev. Sci. Instrum., pp. 384-386, Vol.67, No.2, 1996.
- [27] J.T. Audren, F. Hodar, E. Merlet : *Moteurs piézoélectriques pour l'aéronautique*, SAGEM SA, Paris.
- [28] D.D. Boyd, T.T. Brooks, C.L. Burley, J.R. Jolly : *Aeroacoustic Codes for Rotor Harmonic and BVI Noise - CAMRAD.Mod1/HIRES : Methodology and Users' Manual*, NASA, Langley Research Center, Hampton, Virginia, March 1998.
- [29] P. Leconte, H. Mercier, H. Petitniot : *Experimental assessment and further developpement of amplified piezo actuators for active flap device*, Actuator 2002, Ed. messe Bremen (D), pp. 296-303, June 2002.
- [30] F. Claeysen, R. Le Letty, F. Barillot, N. Lhermet : *Amplified Piezoelectric Actuators for Air and Space Applications*, Cedrat Technologies SA, 38246 Meylan Cedex, France.
- [31] J.T. Audren, F. Hodar, E. Merlet : *Moteurs piézoélectriques pour l'aéronautique*, SAGEM SA.
- [32] F. Claeysen, R. le Letty, F. Barillot, N. Lhermet : *Amplified piezoelctric actuators for air and space applications*, Cedrat Technologies SA.
- [33] B.H. Choi, H.R. Choi : *SKK Hand master - hand exoskeleton driven by ultrasonic motors*, Proceedings of the 2000 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems.
- [34] H. Hirata, S. Ueha : *Characteristics estimation of a travaelling wave type ultrasonic motor*, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Frequency Control, 1993.
- [35] R. Le Letty : *Conception de moteurs piézo-Actifs à l'aide de la modélisation*, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, Lyon, 1994
- [36] T. Maeno, T. Tsukimoto, A. Miyake : *Finite-element analysis of the rotor/stator contact in a ring-type ultrasonic motor*, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Frequency Control, 1992.
- [37] J. Fernandez : *Paramétrisation et validation d'un modèle équivalent mécanique d'un moteur piézo-électrique*, Travail de Diplôme, EPFL-STI-IPR-LAI, 2002.
- [38] J. Maas, P. Ide, N. Fröhleke, H. Grotstollen : *Simulation model for ultrasonic motors powered by resonant converters*, Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 1, Lake Buena Vista(FL), Oct. 1995.
- [39] M. Geradin, D. Rixen : *Théorie des vibrations - Applications à la dynamique des structures*, Masson, Paris 1993.
- [40] A.W. Leissa : *Vibration of plates*, National Aeronautics and Space Administration, Wasshington 1969, pp.231.
- [41] N. El Ghouti : *Hybrid modelling of a travelling wave piezoelectric motor*, PhD Thesis, Departement of Control Engineering, Aalborg University, Danemark, 2000.

- [42] N. Hagood, J. Andrew : *Modelling of a piezoelectric rotary ultrasonic motor*, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Frequency Control, 42-pp.210-224, 1995.
- [43] F. Giraud : *Modélisation causale et commande d'un actionneur piézo-électrique à onde progressive*, Thèse de Doctorat, Université de Lille I, Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance, 2002.
- [44] P. Minotti, P. Le Moal, A.Ferreira : *Moteurs piézo-électriques à onde progressive : I. Modélisation de la conversion d'énergie mécanique à l'interface stator/rotor*, J. Phys. III France 6 pp. 1315-1337, OCTOBRE 1996.
- [45] *TMS320LF/LC240xA DSP Controllers Reference Guide, System and Peripherals*, Texas Instruments.
- [46] H. Tian, N. Saka : *Finite element analysis of an elastic-plastic two-layer half-space : sliding contact*, Wear 148 pp. 261-285, 1991.
- [47] J. Maas, T. Schulte, N. Fröhleke : *Model-Based Control for Ultrasonic Motors*, IEEE/ASME Transactions on mechatronics, Vol. 5, No.2, June 2000.
- [48] R. Longchamp : *Commande numérique de systèmes dynamiques*, Presses polytechniques et universitaires romandes, 1995.
- [49] F. Giraud, B. Semail, J.T. Audren : *Analysis and Control of a Piezo-electric Travelling Wave Ultrasonic Motor for haptic stick application*, in Conference IEEE IAS Annual Meeting, Salt Lake City, October 2003.
- [50] P. Rehbein, J. Wallashek : *Friction and wear behaviour of polymer/steel and alumina/alumina under high-frequency fretting conditions*, in Journal WEAR, Article 7679, Elsevier, 1997.
- [51] G. Cybenko : *Approximation by superpositions of a sigmoidal function*, *Mathematics Control, Signal and System*, Vol. 2, pp.303-314, 1989.
- [52] K.I. Funahashi : *On the approximate realization of continuous mappings by neural networks*, *Neural Networks*, Vol. 2, pp.183-192, 1989.
- [53] K. Hornik, M. Stinchcombe, H. White : *Multilayer feedforward networks are universal approximators*, *Neural Networks*, Vol. 2, pp.359-366, 1989.
- [54] M. Saerens, A. Soquet : *A neural controller based on backpropagation algorithm*, Proc. of first IEEE Int. Conf. On Artificial Neural Networks, London, pp.211-215, 1989.
- [55] S. Omatu, M. Khalid, R. R. Yusof : *Neuro-control and its applications*, Advances in industrial control, Springer.
- [56] H. Demuth, M. Beale : *Neural Network Toolbox, For use with MATLAB*, User's guide, Version 4, The Mathworks Inc.
- [57] T. Senjyu, K. Uezato, H. Miyazato : *Adjustable Speed Control of Ultrasonic Motors by Adaptive Control*, IEEE Transaction on power electronics, Vol. 10, No.5, September 1995.
- [58] C.C. Lee : *Fuzzy logic in control system : Fuzzy logic controller - Part I and Part II*, IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., Vol. 20, No. 2, pp. 404-436, 1990.
- [59] Y.F. Li, C.C. Lau : *Development of fuzzy algorithm for servo system*, IEEE Constr. Syst. Mag., Vol. 9, No.3, pp. 65-72, 1989.
- [60] S.A. Mir, D.S. Zinger, M.E. Elbuluk : *Fuzzy controller for inverter fed induction machines*, IEEE Transaction on Industrial Application, Vol. 30, No.1, pp. 78-84, 1994.
- [61] K.S. Narendra, A.M. Annaswamy : *Stable adaptive systems*, Englenwood Cliffs, NJ : Printice-Hall, 1989.
- [62] F.J. Lin, C.M. Liaw : *Reference model selection and adaptive control for induction motor servo drive*, IEEE Trans. Autom. Contr., Vol. 38, No.10, pp. 1594-1600, 1993.

- [63] F.J. Lin : *Fuzzy Adaptative Model-Following Position Control for Ultrasonic Motor*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 12, No.2, March 1997.
- [64] K. Doya, H. Kimura, M. Kawato : *Neural Mechanism of Learning and Control*, IEEE Control Systems Magazine, August 2001.
- [65] K. Doya, H. Kimura, A. Miyamura : *Motor control : Neural models and system theory*, Appl. Math. Comput. Sci., Vol. 11, pp. 101-128, 2001.
- [66] H. Kimura, A. Miyamura : *Stability of feedback error learning scheme*, submitted for publication.
- [67] S. Omatu, M. Khalid, R. Yusof : *Neuro-Control and its applications*, Advances in Industrial Control, Springer, 1995.
- [68] K.S. Narendra : *Neural Networks for Control : Theory and Practice* , Invited Paper, Proceedings of the IEEE, Vol. 84, No.10, October 1996.
- [69] M. Saerens, A. Soquet : *Neural controller based on back-propagation algorithm*, Proceedings of the IEEE, Vol. 138, No.1, February 1991.
- [70] R.S. Mangoubi : *Robust estimation and failure detection*, Advances in industrial control, Springer-Verlag, London 1998.
- [71] D. Luenberger : *An Introduction to Observers*, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 16, No.6, pp. 596-602, 1971.
- [72] D.J. Atkinson, P.P. Acarnley, J.W. Finch : *Observers for Induction Motor State and Parameter Estimation*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No.6, Novemeber/Decemeber 1991.
- [73] R. Dhaouadi, N. Mohan, L. Norum : *Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No.3, July 1991.
- [74] *Control System Toolbox, For use with MATLAB*, User's guide, The Mathworks Inc.
- [75] C. Péclat : *Conception et réalisation d'un micromoteur piézoélectrique*, Thèse de Doctorat No. 1434, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1995.
- [76] E. Burdet, R. Osu, D. Franklin, T. Milner, M. Kawato : *The central nervous system stabilizes unstable dynamics by learning optimal impedance*, Nature, no.414, pp.446-449, 2001.
- [77] R. Moser, R. Gassert, E. Burdet, L. Sacher, H. Woodtli, J. Herni, W. Maeder, H. Bleuler : *An MR compatible robot technology*, in IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), pp.670-675, September 2003.
- [78] G. Ganesh, R. Gassert, E. Burdet, H. Bleuler : *Dynamics and Control of an MRI Compatible Master-Slave System with Hydrostatic Transmission*, Proceedings of the 2004 IEEE ICRA New Orleans, LA, April 2004.
- [79] K. Shimoga : *Finger Force and Touch Feedback Issues in Dextrous Telemanipulation*, Proceedings of NASA-CIRSSE International Conference on Intelligent Robotic Systems for Space Exploration, NASA, Greenbelt, MD, September 1992.
- [80] T. Fong, F. Conti, S. Grange, C. Baur : *Novel interfaces for remote driving : gesture, haptic and pda*, in SPIE Telemannipulator and Telepresence VII, Boston, MA, USA, November 2000.
- [81] N. Diolaiti, C. Melchiorri : *Tele-Operation of a Mobile Robot Through Haptic Feedback*, IEEE Int. Workshop on Haptic Virtual Environnements and Their Applications, Ottawa, Ontario, Canada, 17-18 November 2002.
- [82] R. Gélin : *Bras à retour d'effort et monde virtuel, de nouveaux outils pour le kiné*, CEA Technologies, nr.74, Février 2005.
- [83] M. Flueckiger : *Contrôle de retour de force avec un moteur piézoélectrique*, Travail pratique de Master, EPFL-IPR-LAI, Lausanne, 2005.



- [84] K. Chinzei, R. Kikinis, A. Jolesz : *MR compatibility of mechatronics devices : Design criteria*, Proc. Second International Conference on Medical Image Computing and Computer-assisted Interventions (MICCAI), pp.1020-31, September 1999.
- [85] *The Accessory Configurator*, <http://healthcare.siemens.com>.
- [86] J. Schenck : *The role of magnetic susceptibility in magnetic resonance imaging : Mri magnetic compatibility of the first and second kinds*, Medical Physics, vol.23, pp.815-850, June 1996.
- [87] D. Chapuis, R. Gassert, L. Sache, E. Burdet, H. Bleuler : *Design of a simple MRI/fMRI compatible force/torque sensor*, IEEE International Conference on Robotics and Intelligent Systems (IROS), 2004.
- [88] C. Carignan, K. Cleary : *Closed-loop force control for haptic simulation of virtual environnements*, Electronic Journal of Haptics Research, vol.1, no.2, 2000.
- [89] H. Bleuler, R. Gassert, E.W. Radü, S. Haller, E. Burdet : *An fMRI compatible haptic interface to investigate brain mechanism of manipulation*, EPFL-STI-LSRO, Internal Report, September 2003.
- [90] K. Chinzei, N. Hata, F. Jolesz, R. Kikinis : *Surgical assist robot for the active navigation in the intraoperativev MRI : Hardware design issues*, in Proc. IEEE/RSJ International Conference on Robotics and Intelligent System (IROS), pp. 727-732, 2000.
- [91] T. Larson, V. Tsekos, G. Erdman : *A Robotic Device For Minimally Invasive Breast Interventions With Real-Time MRI Guidance*, in Proc. IEEE/BIBE Symposium on BioInformatics and BioEngineering, 2003.
- [92] S. Colombi : *Quand la mécatronique réinvente les systèmes mécaniques*, IAS, no.20, pp.312-318, Septembre 1998.



# Curriculum Vitae

Matteo BULLO

Nationalité : Suisse - Italienne

Date de naissance : 29 Décembre 1975

Ch. du Croset 8

CH-1024 Ecublens / VD

Phone : +41 / 79 287 01 71

E-mail : matteo.bullo@epfl.ch

---

## *Domaines de recherche :*

Modélisation et méthodes de contrôle de systèmes dynamiques.

## Formation

- 2001–2005 Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL)  
**Ph.D. student : modélisation et commande de moteurs piézoélectriques à onde progressive** au Laboratoire d'Actionneurs Intégrées (EPFL) avec la collaboration du Laboratoire de Systèmes Robotiques (EPFL) et de l'Hôpital Universitaire de Bâle, sous la direction du Prof. Y. Perriard.
- 1998–2001 Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL)  
**Diplôme d'Ingénieur EPF dans la section d'électricité** — Modélisation, identification et commande de systèmes dynamiques.
- 1994–1998 Ecole Technique Supérieure d'Yverdon (EIVD)  
**Diplôme d'Ingénieur ETS en Génie Electrique** — Electronique de puissance.
- 1990–1994 Scuola Cantonale d'Arti e Mestieri, Bellinzona (SAMB)  
**Certificat Fédéral de Capacité CFC** — Electro-mécanicien.

---

## Projets Académiques

- 2001–2005 **Assistant** au Laboratoire d'Actionneurs Intégrées, EPFL  
▷ *Modélisation et commande de moteurs piézoélectriques à onde progressive.*
- 2000–2001 **Travail de diplôme** au Laboratoire d'Actionneurs Intégrées, EPFL  
▷ *Etude de faisabilité d'un motoplaneur électrique.*
- 1998–2000 **Projets d'étudiants** à l'EPFL :  
▷ *Logiciel de conception pour transducteurs linéaires.*  
▷ *Banc d'essai pour vibreur électromécanique.*  
▷ *Commande d'état d'une sustentation magnétique.*

## Expériences d'enseignement

2001–2005    Assistant : *exercices et travaux pratiques de laboratoires (électrotechnique et conversion électromécanique)*.  
Supervision de projets d'étudiant.

---

## Expériences professionnelles

2000–2000    Stage à Invertomatic Technology IMV, Riazzino (TI)  
Développements des algorithmes de contrôle dédiés au filtrage actif dans les alimentations de sécurité.

---

## Publications

M. Bullo, Y. Perriard : *Performance Analysis and Optimization of the Travelling Wave Ultrasonic Motor*, IEEE/IAS'02, Pittsburgh, Pennsylvania, USA, 13-18 October 2002.

M. Bullo, Y. Perriard : *Influences to the Mechanical Performances of the Travelling Wave Ultrasonic Motor by varying the Prestressing Force between Stator and Rotor*, IEEE/UFFC'03, Honolulu, Hawaii, USA, 5-8 October. 2003.

M. Flueckiger, M. Bullo, R. Gassert, D. Chapuis, Y. Perriard : *fMRI Compatible Haptic Interface Actuated with Travelling Wave Ultrasonic Motor*, IEEE/IAS'05, Kowloon, Hong Kong, 2-6 October 2005.

---

## Langues

ITALIEN	Langue maternelle.
FRANÇAIS	Lu, écrit, parlé.
ANGLAIS	Courant.
ALLEMAND	Connaissances scolaires.

---

## Connaissances informatiques

PLATEFORMES	Ms Windows (Ms Office)
PROGRAMMATION	Matlab/Simulink, LabVIEW, C/C++ : <i>bonnes connaissances</i> Simplorer, Ansys, Flux 2D : <i>connaissances de base</i>