

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

THESE

Présentée au Département d'électrotechnique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Option: machines électriques

Par

KEBBAB Fatima Zohra

THÈME

**Analyse de la commande du moteur piézoélectrique
à onde progressive**

Soutenue le/...../..... devant le Jury:

KHEMLICHE Mabrouk	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Président
BELKHIAT Djamel Eddine Chouaib	M.C.A.	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Directeur de thèse
MEDDAD Mounir	M.C.A.	Univ. Bordj Bou Arreridj	Examineur
GROUNI Said	Professeur	Univ. Bumerdes	Examineur
SOUFI Youcef	Professeur	Univ. Tebessa	Examineur
KHABER Farid	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Examineur
BELKHIAT Saad	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Invité

Dédicace

Du profond de mon cœur je dédie ce travail à tous ceux qui me sont chers

A mes très chers parents

Aucune dédicace, aucun mot ne pourrait exprimer à leur juste valeur la gratitude et l'amour que je vous porte.

A mon mari et mes enfants

A mes sœurs et mes frères

Remerciements

Mes remerciements vont tout d'abord à Dieu le tout-puissant pour la force et la volonté qui m'a procuré pour terminer mon travail.

Je tiens à remercier profondément le professeur **BELKHIAT Saad** pour la confiance qu'il m'a accordée, ses encouragements, et ses précieux conseils, je le remercie de m'avoir encadré, orienté, aidé et conseillé.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse : **Dr. BELKHIAT Djamel Eddine Chouaib** pour son aide, encouragement et conseils intéressants et la confiance qu'il m'a accordée.

Je tiens à remercier les membres de jury d'avoir accepté d'examiner ce modeste travail de doctorat.

Je remercie très sincèrement le professeur **KHEMLICHE Mabrouk** d'avoir accepté la présidence du jury,

Je remercie chaleureusement **Pr. KHABER Farid** Professeur à l'université de Sétif , **Dr.GROUNI Said** Maître de Conférences à l'université de Boumerdes , **Dr. MEDDAD Mounir** Maître de Conférences à l'université de Bordj Bou Arreridj , **Dr. SOUFI Youcef** Maître de Conférences à l'université de Tebessa pour avoir participés au jury et pour avoir examiné cette présente thèse.

J'exprime ma gratitude envers **Dr. Samira Benaicha** Maître de conférences au département d'électrotechnique pour son aide, encouragement et conseils intéressants.

Je ne peux pas oublier les membres de ma famille, qui m'ont soutenu durant cette thèse, je remercie mes chers parents pour leur soutien durant toutes mes années d'études. Pour les sacrifices, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide, l'encouragement. Je remercie aussi mon mari pour son aide et encouragement et surtout son soutien moral ,sans oublier mes enfants la lumière de ma vie.

Enfin, Nous exprimons notre gratitude à toute personne ayant contribué de près ou de loin dans ce travail.

Fatima Zohra Kebbab

AVANT –PROPOS

Le travail présenté dans cette thèse a donné lieu aux publications et communications suivantes :

- [1] F.Z. Kebbabb ,Z. Boumous, S. Belkhiat, "Rotary Ultrasonic Motors: Daimler Benz AWM 90–X TWUSM motor, Experimental and Simulation mechanical characteristics" J. Electrical Systems ,volume5, Issue 4 ,2009.
- [2] Z. Boumous , S.Belkhiat, F.Z Kebbabb "Effect of shearing deformation on the transient response of a traveling wave ultrasonic motor". Sensors and Actuators A, volume 150 , 2009, pp 243–250.
- [3] F. Z. Kebbabb, D. E. C. Belkhiat, D. Jabri, S. Belkhiat "Frequency Speed Control of Rotary Travelling Wave Ultrasonic Motor Using Fuzzy Controller" Engineering, Technology & Applied Science Research Vol. 8, No. 4, 2018, pp 3276-3281
- [4] F.Z. Kebbabb ,Z. Boumous, S. Belkhiat, "Traveling Wave Ultrasonic Motor Type Daimler-Benz AWM90–X: Modeling and Simulation Mechanical Characteristics J. Electrical Systems, issue 1,2009 pp: 24-29
- [5] F.Z. Kebbabb ,Z. Boumous, S. Belkhiat "influence of the prestressing force between stator and rotor on the mechanical performance of the travelling wave ultrasonic motor type Daimler-benz AWM90" 5th international conference on electrical engineering 2008 , batna .
- [6] F.Z. Kebbabb ,Z. Boumous, S. Belkhiat " a novel electrical motor based on PZT thin film in robotics" conference nationale sur l'electrotechnique CNE'01 souk – ahra, 2010.

Nomenclature

F_n	Force de précontrainte
R_p	Résistance modélisant les pertes diélectriques dans les céramiques
C_p	Capacité équivalente des céramiques piézoélectriques associées à chaque phase
C_s	Rigidité équivalente du stator
$A_{1,2}$	Rapport de transfert
m_s	Masse du stator
v_{hor}	Vitesse horizontale des points à la surface du stator
ω	Pulsation
x_k	Demi-largeur de la zone de contact entre le stator et le rotor(point de contact)
$x_{sl, sr}$	Points de non glissement
v_R	Vitesse du rotor
F_{antr}	Force d'entraînement agissant dans la zone de contact
F_{fbtg}	Force de rétroaction (feedback)
n	Nombre de crête d'onde contenue dans l'anneau statorique
J_R	Inertie du rotor
m_R	Masse du rotor
ds	Coefficient d'amortissement du rotor
$U_{p1,2}$	Tensions d'excitation
a	Distance entre les points de surface du stator et le plant neutre
f	Fréquence d'alimentation
φ_m	Déphasage temporel entre les tensions d'excitation
f_{res}	Fréquence de résonance
f_{anti}	Fréquence d'antirésonance
M_{charge}	Couple de charge
$\varepsilon_{1,2}$	Facteur de perturbation
k	Nombre d'onde
E	Module de Young de la structure déformable du stator
c_N	La rigidité de la zone de contact
S_m	Direction du mouvement réel

Table des matières

Table des matières

Introduction Générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I

État de l'art des moteurs piézoélectriques

I.1	Introduction	4
I.2	Généralités sur les moteurs piézoélectriques.....	4
I.3	Différentes applications des moteurs piézoélectriques.....	6
I.4	Classification des moteurs piézoélectriques.....	7
I.5	Moteur piézoélectrique rotatif à onde progressive	13
I.5.1	Génération de l'onde progressive.....	14
I.5.2	principe de fonctionnement	16
I.6	Problématique de la modélisation des moteurs rotatifs à onde progressive.....	17
I.7	Modèle mathématique du moteur piézoélectrique à onde progressive (AWM-90)	19
I.7.1	Modélisation de la dynamique de déformation du stator	20
I.7.2	Modélisation du contact mécanique entre stator et rotor.....	20
I.7.2.1	Zone de contact	22
I.7.3	Les forces dans l'interface du stator-rotor.....	27
I.7.4	Modèle de rotor.....	34
I.8	Comparaison avec les résultats expérimentaux	35
I.8.1	Comparaison 1	35
I.8.2	Comparaison 2.....	36
I.9	Conclusion.....	37

Table des matières

Chapitre II

Commande des moteurs piézoélectriques

II.1	Introduction.....	39
II.2	Commande des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive	39
II.3	Etat de l'art des techniques de commandes appliquées aux moteurs piézoélectriques	43
II.4	Rappels sur la logique floue	48
II.5	Rappels sur les réseaux de neurones	51
II.6	Combinaison des RNA et de la logique floue.....	52
II.6.1	Systèmes d'inférence neuro-flou adaptatifs ANFIS.....	53
II.6.1.1	Architecture de l'ANFIS.....	54
II.6.1.2	Algorithmes d'apprentissage	57
II.6.1.3	Avantages de l'ANFIS.....	57
II.7	Conclusion.....	57

Chapitre III

Commande en fréquence du moteur piézoélectrique AWM90

III.1	Introduction.....	60
III.2	Description et simulation du moteur Daimler-Benz AMW90.....	60
III.2.1	Simulation des performances du moteur Daimler-Benz AMW90.....	61
III.2.1.1	Simulation du fonctionnement à vide.....	62
III.2.1.2	Simulation du fonctionnement en charge.....	65

Table des matières

III.3	Commande de la vitesse du moteur piézoélectrique à onde progressive type AWM90	68
III.3.1	Commande à base d'un contrôleur flou	69
III.3.1.1	Résultats de simulation	72
III.3.2	Commande à base d'un système d'inférence Neuro-flou	79
III.3.2.1	Conception du contrôleur ANFIS	79
III.3.2.2	Apprentissage	80
III.3.2.3	Simulation et interprétation des résultats	84
III.3.3	Comparaison et discussion	88
III.4	Comparaison avec les résultats expérimentaux	94
III.5	Conclusion	95
Conclusion générale	97

Introduction Générale

Introduction Générale

Introduction Générale

L'émergence de nouveaux matériaux a permis le développement de nouvelles technologies d'actionneurs. Les matériaux piézoélectriques, bien qu'ils soient relativement nouveaux, font partie de cette catégorie grâce à leurs multiples propriétés idéales aux fonctions d'actionneurs. De ce fait, plusieurs applications technologiques, faisant intervenir les actionneurs piézoélectriques, ont vu le jour. En effet, ils sont capables de générer un mouvement de rotation ou de translation basé sur l'effet inverse des matériaux piézoélectriques [1]-[2]-[3] en donnant naissance à une nouvelle génération de moteurs électriques, appelée communément, les moteurs piézoélectriques.

Le moteur piézoélectrique est un type d'actionneur qui exploite les vibrations mécaniques dans la gamme des fréquences ultrasoniques. Il est constitué d'un rotor et d'un stator dont la couche superficielle est en céramique piézoélectrique [4]. 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 [5]. L'amplitude de ces oscillations est très réduite, dont l'ordre de grandeur est du [μm]. Pour optimiser ce gain, l'excitation sera faite dans le voisinage de la fréquence de résonance mécanique du stator [6].

Les moteurs piézoélectriques ont des propriétés différentes par rapport aux moteurs électromagnétiques, tels qu'un couple élevé à faible vitesse, une réponse rapide, pas de risque de perturbation électromagnétique, un couple de maintien élevé pendant l'arrêt, sa construction facile et une plus grande précision de position [4]-[7]-[8]. Ces excellentes propriétés leur ont permis d'être employés dans des applications industrielles modernes, tels que les systèmes optiques, les systèmes de positionnement de précision, les actionneurs aérospatiaux, les systèmes de fabrication et d'usinage modernes, les manipulateurs de précision et les micro-robots [9]-[10], ainsi que les instruments médicaux [11]. De ce fait, plusieurs types et prototypes de moteurs piézoélectriques ont été développés par plusieurs sociétés industrielles. Parmi ceux qui existent sur le marché, les moteurs piézoélectriques à onde progressive ont retenu notre attention dans ce travail de thèse.

Les excellentes caractéristiques du moteur piézoélectrique à onde progressive tels que, le fort couple de maintien sans alimentation, le fonctionnement silencieux ainsi que sa petite taille [12], font de ce moteur un actionneur idéal. Cependant, les

Introduction Générale

phénomènes non linéaires, caractérisant la dynamique de ce genre de moteur, entravent leur prolifération ainsi que leur développement. Pour pallier ces problèmes, les moteurs piézoélectriques ont fait ces dernières années l'objet de plusieurs travaux de recherches portant essentiellement sur leur conception, leur modélisation et leur commande. Après avoir consacré la grande partie de mes travaux de magister à la modélisation des moteurs piézoélectriques à onde progressive [13], ce travail de thèse de doctorat porte sur sa commande puisqu'elle a été très peu traitée dans la littérature.

En effet, les caractéristiques fortement non-linéaires des moteurs à onde progressive ainsi que la variation de leurs paramètres avec le temps à cause des dérives thermiques [14]-[15], rendent le développement d'un modèle analytique une tâche très complexe. Par conséquent, la conception d'un algorithme de commande capable de piloter ce genre de moteur, se basant sur le modèle développé, devient aussi une tâche très difficile, et par conséquent, les résultats obtenus ne sont pas satisfaisants. Pour remédier à ces problèmes, le choix préféré des chercheurs a porté essentiellement sur l'application des techniques intelligentes comme solution pour les systèmes perturbés, permettant ainsi d'assurer la stabilité, la robustesse et la précision.

Durant ces dernières décennies, plusieurs techniques intelligentes ont vue le jour, entre autres, la logique floue, les réseaux de neurones artificiels, les Neuro-Flous...etc. Ces techniques permettent de réaliser des contrôleurs intelligents dont leurs structures sont totalement découplées de celle du système commandé. Autrement dit, ces contrôleurs ne nécessitent pas la modélisation préalable du système [16].

Dans le cadre de cette thèse, plusieurs types de contrôleurs intelligents sont étudiés. Le contrôleur flou est l'un des contrôleurs très utilisés dans la commande des systèmes non linéaires. Il est basé sur la logique floue pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances [17]. De même, nous nous intéressons aux réseaux de neurones artificiels avec leurs parallélismes massifs et leurs capacités d'apprendre n'importe quel genre de non linéarité pour la commande de notre moteur piézoélectrique [18]. D'autre part, nous faisons appel aux systèmes Neuro-Flous afin de combiner les avantages de la logique floue et les réseaux de neurones.

Objectifs et contributions

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons à la commande en fréquence de la vitesse d'un moteur piézoélectrique à onde progressive. Comme nous l'avons mentionné ci-avant, ce travail fait suite à mon travail de magister qui portait sur la modélisation de ce genre de moteur. Après une étude bibliographique approfondie, suivie

Introduction Générale

d'une analyse critique quant à la modélisation et la commande des moteurs à onde progressive, notre étude vise le moteur de type Daimler-Benz (AWM-90). Les motivations de notre choix sont abondamment justifiées dans le cadre du premier chapitre.

Les contributions de ce travail de thèse concerne la mise en œuvre d'une loi de commande performante pour le moteur ultrasonique type AWM90, avec comme objectifs d'assurer la stabilité face aux variations de charge, d'une part, et d'améliorer la dynamique du système, d'autre part. Dans ce contexte, deux types de commandes intelligentes ont été synthétisés, à savoir, le contrôleur flou et le contrôleur ANFIS «Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System ». Les schémas de commande optés dans cette étude utilisent la fréquence de l'excitation du moteur comme variable de commande [19]-[20]-[21]. Ceci est justifié par la plage de contrôle flexible que procure la méthode de variation de fréquence d'entraînement. L'étape de synthèse est suivie d'une phase d'analyse de la robustesse pour vérifier si toutes les spécifications requises sont satisfaites.

Ce manuscrit de thèse est composé de trois chapitres et structuré de la façon suivante :

Le premier chapitre présente une étude générale sur les moteurs piézoélectriques, à savoir, leurs applications, leurs classifications, leurs avantages et leurs inconvénients. De même, nous présentons le principe de fonctionnement des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive. Ensuite, nous abordons la modélisation analytique et l'analyse détaillée des différents phénomènes, en particulier la zone de contact entre le stator et le rotor.

Dans le second chapitre nous exposons dans sa première partie, une classification des stratégies de contrôle de vitesse et de position des moteurs piézoélectriques. La seconde partie, expose le cadre général des techniques de commande utilisées pour le contrôle des moteurs piézoélectriques, Ainsi que la théorie fondamentale des réseaux de neurones, logique floue et Neuro-Floue.

Le troisième chapitre est dédié à la conception des techniques de commande proposées, à savoir le contrôleur flou et le contrôleur ANFIS, et à leur validation sur le moteur piézoélectrique à onde progressive type AWM90.

Une conclusion générale à cette thèse est apportée: elle fait le bilan des résultats obtenus et indique de nouvelles perspectives dans ce domaine.

Chapitre I

État de l'art des moteurs piézoélectriques

I.1 Introduction

Le présent chapitre a pour objectif de présenter les différentes notions ainsi que les outils mathématiques que nous aurons besoin dans les prochains chapitres de cette thèse. La première partie du chapitre est consacrée à une introduction sur les moteurs piézoélectriques et sur leurs applications. Ensuite, la synthèse de différents types de moteurs piézoélectriques est présentée. La classification qui en découle s'articule sur trois critères; la géométrie du stator, le principe de fonctionnement et le mode de vibration (excitation). Ainsi, plusieurs classes de moteurs piézoélectriques peuvent être définies. Celle qui a retenu notre attention est la classe des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive. De ce fait, une section dédiée à la présentation de cette classe et son principe de fonctionnement sera présentée.

la deuxième partie du chapitre présente le modèle mathématique du moteur considéré dans ce travail de thèse. Dans un premier temps, nous présentons le contexte général dans lequel s'inscrit l'approche de modélisation que nous utilisons, à savoir, les modèles mathématiques, dit les modèles analytiques. Ensuite, nous décrivons brièvement notre approche de modélisation. Ainsi, deux modèles analytiques sont présentés ; sans et avec déformation de cisaillement. Nous terminerons ce chapitre par la validation des modèles présentés dans le cas particulier du moteur Daimler–Benz AWM 90-X. De ce fait, des comparaisons entre les caractéristiques mesurées (couple –vitesse) et celles obtenues en simulation seront passées en revue.

Il est à souligner que le contenu de ce chapitre introductif ne peut être entièrement exhaustif. Néanmoins, il permet au lecteur d'appréhender la suite du manuscrit, d'une part, et de bien saisir les orientations de cette thèse, d'autre part.

I.2 Généralités sur les moteurs piézoélectriques

L'effet piézoélectrique inverse est le phénomène physique qui est à l'origine des moteurs piézoélectriques. En effet, 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 si, ces mêmes cristaux subissent une déformation sous l'action d'un champ électrique; c'est l'effet piézoélectrique inverse [22].

Le moteur piézoélectrique est un actionneur mécatronique, dont le principe de fonctionnement consiste à convertir les vibrations mécaniques créées sous l'action d'un champ électrique en un mouvement linéaire ou rotatif [23]-[24]. Les moteurs piézoélectriques peuvent être classés en plusieurs catégories en fonction du type de mouvement [3], du principe de fonctionnement et de la plage de la fréquence de fonctionnement. Nous y reviendrons avec plus de détails dans la suite de ce manuscrit.

Du point de vue avantages des moteurs piézoélectrique [2]-[7]-[25], ils se caractérisent généralement par une vitesse de sortie faible avec un couple élevé. Ceci permet aux moteurs piézoélectriques d'entraîner des objets directement sans avoir besoin d'un réducteur. De même, ce genre de moteur se caractérise par l'absence d'interférence électromagnétique contrairement aux moteurs classiques. De plus, le niveau du bruit de fonctionnement des moteurs piézoélectriques est très faible, voire nul pour certains prototypes. En ce qui concerne la dynamique de ce genre de moteur, elle est très rapide. Ainsi, le temps de réponse est de l'ordre de milliseconde. Ceci est dû à sa faible inertie. Finalement, ces moteurs sont de fabrication simple et de modularités très élevées ce qui leurs permettent d'être utilisés dans plusieurs types d'applications.

Toutefois, les moteurs piézoélectriques possèdent un certain nombre d'inconvénients. A titre d'exemple, la durée de vie des moteurs piézoélectriques est courte. Elle est de l'ordre de 2000 heures d'utilisation [26]. Ceci est dû principalement à l'usure de l'interface de friction. Contrairement aux moteurs classiques, ces types de moteurs nécessitent une source de tension à haute fréquence complexe.

Le rendement énergétique du moteur est faible. Il est en général de l'ordre de 10 à 25% à cause des pertes liées aux caractéristiques intrinsèques de la céramique piézoélectrique, d'une part, et aux frictions au niveau de l'interface, d'autre part [26]. Enfin, le coût de développement et de la fabrication des céramiques est élevé à cause de leur utilisation dans des technologies de pointes.

Compte tenu de ses caractéristiques et ses performances, le moteur piézoélectrique peut dans certaines situations se substituer à son prédécesseur, le moteur électromagnétique, surtout dans les applications de faible puissance et de technologie de pointe [24]. Dans la section suivante, nous passons en revue quelques applications.

I.3 Différentes applications des moteurs piézoélectriques

A ce jour, plusieurs industriels l'ont intégré dans diverses applications [27].

- **Shinsei Inc**

Shinsei a commercialisé 1500 moteurs (1990) pour la commande des stores du New Tokyo Municipal Building.

- **Toyota**

En 1991, le constructeur automobile Toyota intégra ces nouveaux actionneurs sur des véhicules haut de gamme pour motoriser le réglage des appuis têtes.

- **Seiko Inc**

En 1991, Seiko introduisit dans une gamme de montres [5], un moteur de 10mm de diamètre et 5mm d'épaisseur destiné à réaliser un vibreur par rotation d'une masselotte sur un excentrique (alarme silencieuse). Le challenge se poursuivit sur la collection automne 1998 où un moteur de 4.5mm de diamètre et 2.5mm d'épaisseur permet de changer l'affichage de la date.

- **Canon**

En 1987, Canon introduisit dans ses objectifs hauts de gamme d'appareils photographiques un moteur à onde progressive destiné à motoriser le réglage du focus. La rapidité de réponse et l'absence de système mécanique de réduction de vitesse séduisent la firme qui étend ce type de motorisation dans des applications grand public [28].

- **Agence spatiale NASA**

NASA [29] intègre ces moteurs dans des robots destinés à explorer d'autres planètes. Ils sont munis de bras manipulateurs actionnés par des moteurs de type onde progressive capables de conserver leurs performances dans des atmosphères hostiles (-150°C et 16mTorr).

- **Médical**

Les moteurs piézoélectriques ont été largement étudiés et appliqués avec succès dans plusieurs domaines en relation avec les instruments médicaux [30]. A titre d'exemple, la motorisation à base d'un moteur piézoélectrique d'une prothèse de main [31] pourrait être envisageable compte tenu de la puissance disponible sur une structure miniaturisée. Les possibles applications du domaine médical pourraient converger plus particulièrement vers le secteur de la RMN (Résonance Magnétique Nucléaire) dues aux propriétés magnétiques de ces nouveaux moteurs.

Comme nous l'avons mentionné dans cette section, un large éventail d'applications, faisant appel à des moteurs piézoélectriques, a vu le jour ces dernières années. Toutefois, ces applications très innovantes reposent sur plusieurs genres de moteurs qui se différencient par leurs structures ainsi que par leurs principes de fonctionnement. De ce fait, un travail de synthèse, permettant d'établir une classification des moteurs piézoélectriques, s'impose afin de pouvoir mettre en exergue les orientations de cette thèse ainsi que l'intérêt de notre travail. Dans ce qui suit, nous présenterons une classification des prototypes de moteurs piézoélectriques.

I.4 Classification des moteurs piézoélectriques

Le premier brevet concernant les moteurs piézoélectriques semble être le brevet américain de Williams et Brown, inscrit en 1942 [32]. Dans les années soixante-dix, de nouvelles activités sur les moteurs piézoélectriques ont vu le jour. En 1980, un livre qui traite de nombreux aspects théoriques et pratiques de la conception des moteurs piézoélectriques a été publié en Russie [33]. Peu de temps après, Sashidu [34] au Japon a proposé plusieurs brevets sur l'utilisation des ondes progressives dans un moteur rotatif. Probablement déclenchée par le travail de Sarhidu, de nombreuses activités japonaises ont été publiées dans les années suivantes [34]-[35]. Dans le même sillage, les chercheurs de nombreuses entreprises ont essayé différentes configurations d'oscillateurs tels que *Kumudu*, *Kuribuyashi*, *Tomikawu et al.* [36]-[37]-[38].

A l'heure actuelle, il existe plusieurs types et modèles de moteurs piézoélectriques [39]-[40] qui sont dotés d'une souplesse de conception et d'une diversité structurelle. Ceci justifie le fait qu'il n'existe pas une méthode uniforme de classification. Ainsi, plusieurs classifications ont été proposées dans la littérature, on cite par exemple la classification

adoptée par Matteo [41]. Celle qui nous semble plus exhaustive est la classification présentée dans le recensement de Ueha S. et Tomikawa Y. [42]. Dans le cadre de notre travail de thèse, nous optons pour les critères de classification utilisés par Ueha S. et Tomikawa Y., à savoir, le critère de la géométrie du stator, celui du principe fonctionnement et celui du mode de vibration.

Dans ce qui suit, nous passerons en revue les différents critères de classification.

✓ **1^{er} Critère : géométrie du stator**

La géométrie du stator est un critère essentiel dans la classification des moteurs piézoélectriques, De ce fait, Chunsheng Zhao dans son livre a bien détaillé cette classification, dont les formes du stator les plus utilisées dans la conception des moteurs piézoélectriques sont: la forme disque, la forme anneau, la forme tige et les plaques rectangulaires [43].

✓ **2^{ème} Critère : principe de fonctionnement**

Comme nous l'avons déjà mentionné, les moteurs piézoélectriques ont revêtu une importance capitale dans plusieurs domaines d'applications [44]-[45]. Ceci a donné naissance à deux grandes familles de moteurs : les moteurs piézoélectriques rotatifs et les moteurs piézoélectriques linéaires [44]. Pour ce qui est de fonctionnement rotatif, de nombreux chercheurs ont travaillé sur le développement de nouveaux prototypes. Dans ce contexte, Shupeng Wang, et al. [25] ont développé un nouveau moteur piézoélectrique rotatif capable de produire un mouvement rotatif continu sans pause. De même, Wojciech Szlabowicz a proposé une autre configuration du moteur rotatif dans le but de fournir 5 kW de puissance mécanique en sortie d'arbre [46]. Notons que le moteur développé est confectionné pour une application en aéronautique, d'où le besoin d'une puissance mécanique importante. Dans le même sillage, Lu Xiaolong et al. ont réalisé un nouveau prototype de moteur ultrasonique rotatif pour une application aérospatiale [47]. En ce qui concerne le fonctionnement linéaire, de nombreux prototypes ont été réalisés [45]-[48]. A titre d'exemple, Xiangyu Zhou et al. ont développé un moteur piézoélectrique linéaire constitué de trois parties [49]: élément cylindrique, ressort et disque piézocéramique. De même, Liang Wang et al. ont proposé une autre structure très simple [45]. Le moteur est constitué seulement de deux pièces de plaques PZT et d'une base métallique avec deux pieds conducteurs.

- **3^{ème} Critère : mode de vibration (excitation)**

Les céramiques piézoélectriques placées dans le stator jouent un rôle essentiel dans la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique. Chaque céramique piézoélectrique possède une fréquence élastique de vibration spécifique qui dépend 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 subit une déformation. De même, le matériau piézoélectrique se déforme dans différentes manières à différentes fréquences. Ces diverses déformations s'appellent les modes de vibration [50]. Les céramiques piézoélectriques peuvent exhiber plusieurs modes de vibrations, qui dépendent de leur forme, la direction de polarisation, la direction du champ électrique. Les modes fondamentaux utilisés dans les actionneurs les plus courants sont principalement [51]:

- **Mode longitudinal (33)** : Le mode longitudinal traduit des déformations dans la même direction que l'axe du champ électrique
- **Mode transversal (31)** : Le mode transversal traduit des déformations perpendiculaires à l'axe du champ électrique.
- **Mode de cisaillement (15)** : Le mode de cisaillement traduit des déformations perpendiculaires à la direction de polarisation ou autour d'un axe. La céramique subit alors un phénomène de torsion autour de l'axe choisi. Elle est obtenue lorsque le champ appliqué est perpendiculaire à la polarisation du matériau.

Les traits en pointillés dans la figure I.1 montrent la déformation mécanique obtenue selon les trois modes de vibration.

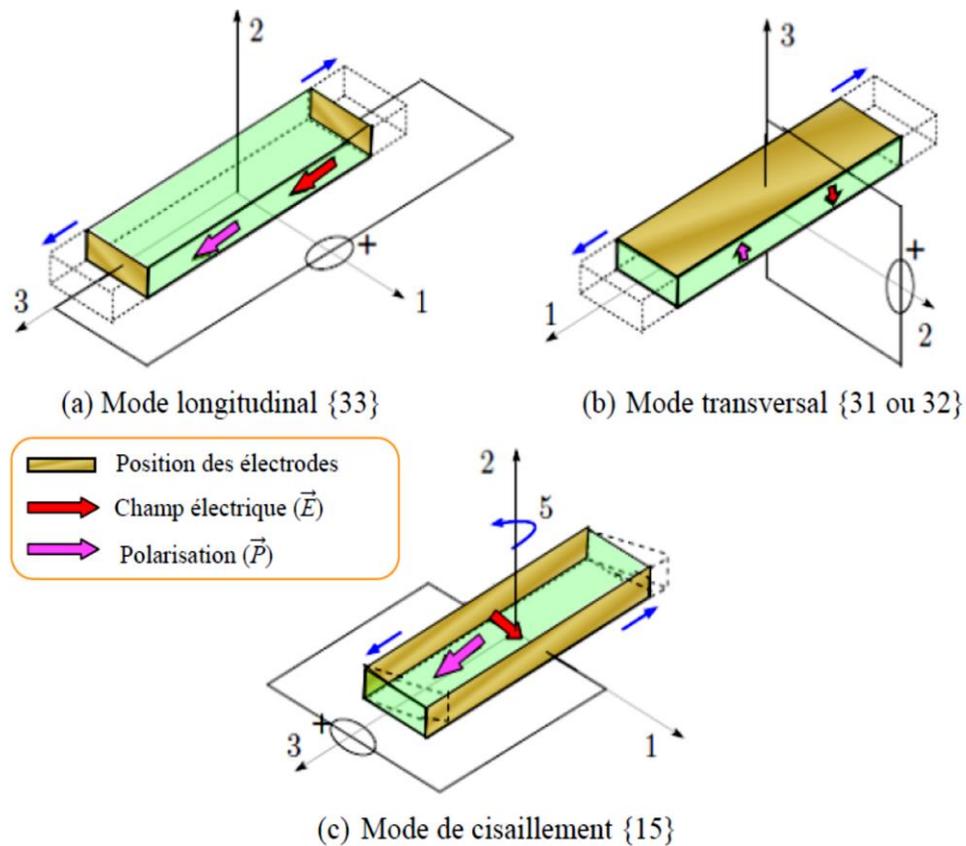


Fig. I.1 : Principaux modes de déformation d'un matériau piézoélectrique [52].

De manière générale, le troisième critère de classification des moteurs piézoélectrique se base sur la façon dont le mouvement elliptique à la surface du stator en contact avec le rotor est généré. Ainsi, deux groupes de moteurs peuvent être distingués : le premier groupe assemble les moteurs possédant deux modes de vibration. Cependant, le deuxième groupe contient les moteurs ayant un seul mode de vibration. Les moteurs piézoélectriques utilisant deux modes de vibration peuvent être divisés en deux catégories : les moteurs à conversion de mode et les moteurs hybrides [41].

- En ce qui concerne les moteurs à conversion de mode, ils sont basés sur la combinaison de deux modes de vibration à partir d'un élément piézoélectrique simple. Citons à titre d'exemple, les moteurs dont les vibrations longitudinales produites par des céramiques piézoélectriques provoquent la torsion d'un adaptateur mécanique spécial, dit coupleur de Kumada [43]. La superposition de ces deux modes (longitudinal-torsion) génère la trajectoire elliptique permettant d'entraîner le rotor.
- Contrairement aux moteurs à conversion de mode, les moteurs hybrides

utilisent deux modes de vibration totalement découplés, excités par deux éléments piézoélectriques indépendants. Dans ce sillage, Yingxiang Liu ont utilisé le mode de vibration hybride (flexion longitudinale), qui est généré simultanément par un seul groupe d'éléments en céramique PZT [53]. De même, Jipeng Yan a travaillé sur un nouveau moteur ultrasonique linéaire qui tire parti de la combinaison de deux modes de vibration orthogonaux [54].

En revanche, les moteurs, employant un seul mode de vibration, peuvent être encore subdivisés en deux groupes [42] [55] :

- moteurs à onde stationnaire.
- moteurs à onde progressive,
 - Les moteurs à onde stationnaire se basent sur un seul mode de vibration. Généralement, ils sont utilisés pour créer un mouvement linéaire. Citons à titre d'exemple, le prototype du moteur ultrasonique à onde stationnaire développé par Yongrae Roh et al. Le moteur a une structure simple. Le mouvement généré par le moteur est linéaire. Le moteur développé a pour rôle l'actionnement de positionnement [56].
 - Par ailleurs, les moteurs piézoélectriques à onde progressive, décrit par Sashida dans son ouvrage [57] comme étant des actionneurs possédant une structure de configuration simple mais complexe dans son procédé de réalisation, ont connu un essor fulgurant. Ainsi, plusieurs prototypes ont été proposés. A titre d'exemple, la firme Japonaise Shinsei Corporation Inc. a commercialisé une gamme de moteurs ultrasonores de différents diamètres : 30mm pour USR30, 45mm pour USR45 et 60mm pour USR60 [57]. Dans le même contexte, un autre prototype du moteur à onde progressive a été développé par Xiaohui Yang [58]. De même, Zhaopeng Dong et al. ont proposé un prototype fondé sur le développement d'un moteur piézoélectrique à ondes progressive, dont le rotor est la partie innovante du moteur. la structure du rotor est similaire au stator, qui est également conçu comme un vibreur, mais en prenant en considération l'adaptation de vibration [59].

Notons que sur la base de différents critères de classification, nous pouvons définir

plusieurs classes et sous classes de moteurs piézoélectriques. Parmi les différentes classe de moteurs piézoélectriques, celle qui a retenu une grande attention est la classe des moteurs piézoélectriques rotatifs à ondes progressives vue qu'elle présente un bon compromis entre un moteur compact, silencieux et efficace (Figure I.2) [60]-[61]. La technologie utilisée reste relativement simple et les performances sont parmi les plus intéressantes dans la gamme de puissance mécanique jusqu'à 20W [22].

En outre, depuis l'invention du moteur piézoélectrique rotatif à onde progressive, de nombreux travaux de recherche intensifs ont été réalisés afin de pouvoir répondre à des problématiques liées à ce genre de moteur [62] -[63]. En effet, ces travaux couvrent plusieurs aspects d'étude, allant de la conception mécanique et la physique des matériaux à la commande des moteurs en passant par la modélisation et la simulation [64]. A titre d'exemple, nous citons le travail de Renteria et al. [65] qui propose un nouveau modèle de contact entre le rotor et le stator, utilisant la méthode des volumes finis. De même, les travaux de Zheng Chunjiao [66] se sont focalisés sur l'entraînement électrique (alimentation électrique en mode commutation) de ce genre de moteurs. Dans le même sillage, Jinbang Li et al. [67] ont étudié l'usure des moteurs rotatif à ondes progressives afin d'améliorer leur durée de vie. Gabriel L et al. [68] ont réalisé un moteur ultrasonique à ondes progressives à couches minces dont la taille ne dépasse pas quelques millimètres. De plus, Y.Chen et al. [69] ont proposé un moteur rotatif à ondes progressives de couple élevé avec un rotor et un vibreur constitués d'un anneau métallique denté.

Ainsi, une analyse approfondi des études effectuées dans le cadre des moteurs piézoélectriques rotatif à onde progressive montre que si les travaux portant sur la conception mécanique, la modélisation et la simulation ont atteint une maturité suffisante, la commande de certains modèles de moteurs, à savoir le moteur piézoélectrique à onde progressive AWM-90, méritent d'être encore approfondi. Le choix le ce moteur est justifié également par le fait que nous capitalisons un savoir faire important en termes de la modélisation du moteur AWM-90. Dans ce cadre, les travaux de recherche présentés dans cette thèse porteront essentiellement sur la modélisation et la commande du moteur AWM-90. Ainsi, proposer de nouvelles approches de commande sera au centre d'intérêt de cette thèse.

Dans la suite de ce chapitre, nous nous focaliserons sur l'étude et le principe de fonctionnement du moteur piézoélectrique rotatif à onde progressive, suivi d'une revue de littérature de la modélisation de ce genre de moteur.

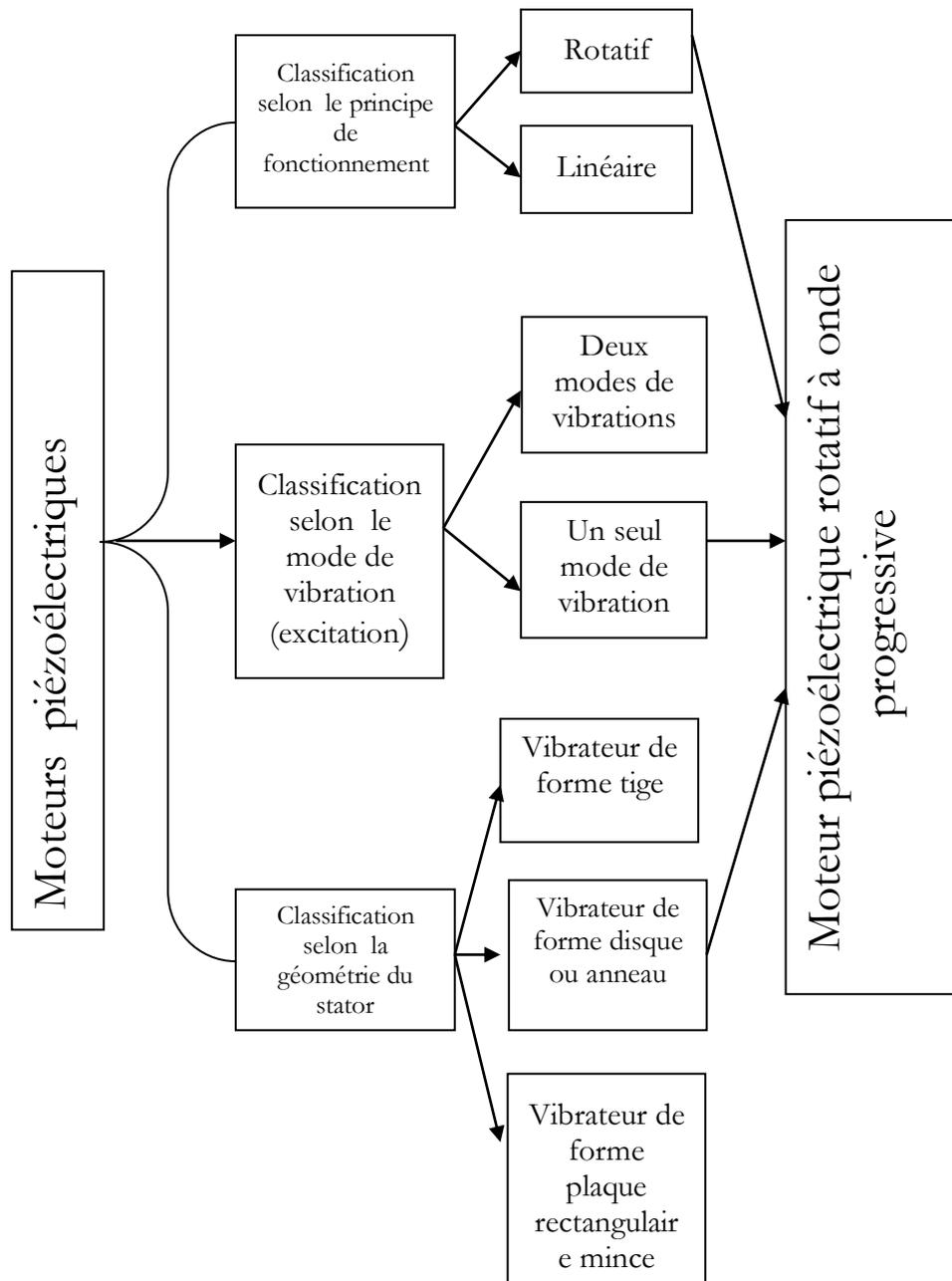


Figure I.2: Classification des moteurs piézoélectriques [41]

I.5 Moteur piézoélectrique rotatif à onde progressive

Avant de décrire le principe de fonctionnement du moteur piézoélectrique à onde progressive, nous passons en revue dans ce qui suit quelques notions permettant de décrire de manière succincte la génération de l'onde progressive au moyen des segments de céramique piézoélectrique.

I.5.1 Génération de l'onde progressive

La formation de l'onde progressive au niveau du stator par superposition de deux ondes stationnaires (deux ondes stationnaires orthogonales) est à la base du principe de fonctionnement du moteur piézoélectrique à onde progressive.

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 [41]. Les premières sont caractérisées par une réduction exponentielle de l'amplitude avec la profondeur (figure I.3(a)), les secondes par le profil sinusoïdal de toute l'épaisseur concernée (figure I.3(b)). Les ondes de Rayleigh ne trouvent pas d'application dans le moteur piézoélectrique à onde progressive. Ceci est 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 [41].

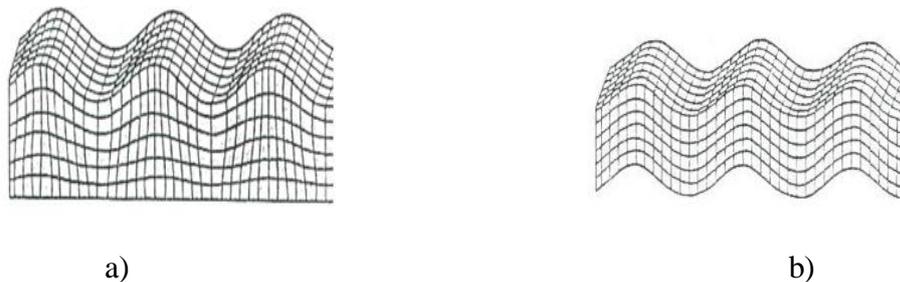


Figure I.3 :a) Onde de Rayleigh ; b) Onde de flexion

Pour ce qui est de la création d'une onde de flexion, nous considérons alors un élément piézoélectrique constitué d'une électrode et d'une céramique piézoélectrique. Si les électrodes sont identiques sur les deux facettes du céramique, c'est-à-dire, si elles présentent la même géométrie, l'application d'un champ électrique, entraîne une déformation symétrique du matériau.

Si celles-ci présentent des épaisseurs très différentes, donc des raideurs différentes, l'effet transverse courbe l'ensemble comme l'indique la Figure I.4, où le champ électrique contracte le matériau qui se déforme sous l'effet de la dissymétrie des raideurs des électrodes.

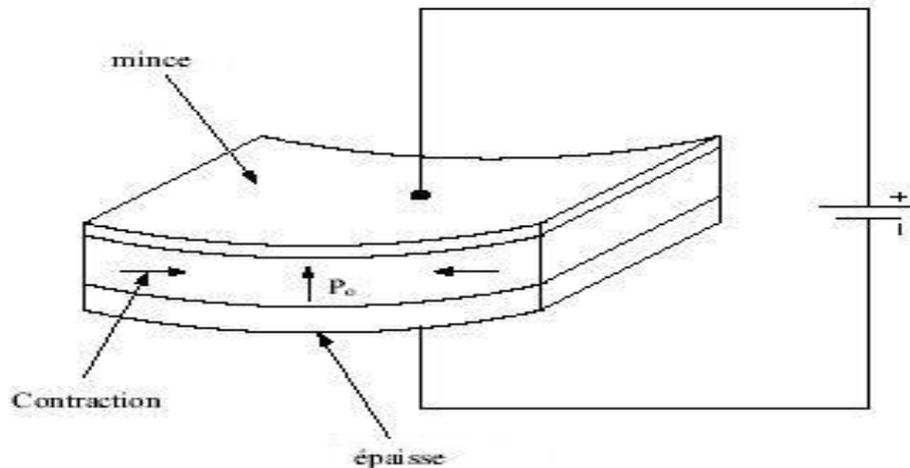


Figure I.4: Déformation au niveau du l'élément piézoélectrique [41]

Cet effet transverse peut donc être utilisé à son tour, pour une conversion directe électromécanique 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 (Figure I.5).

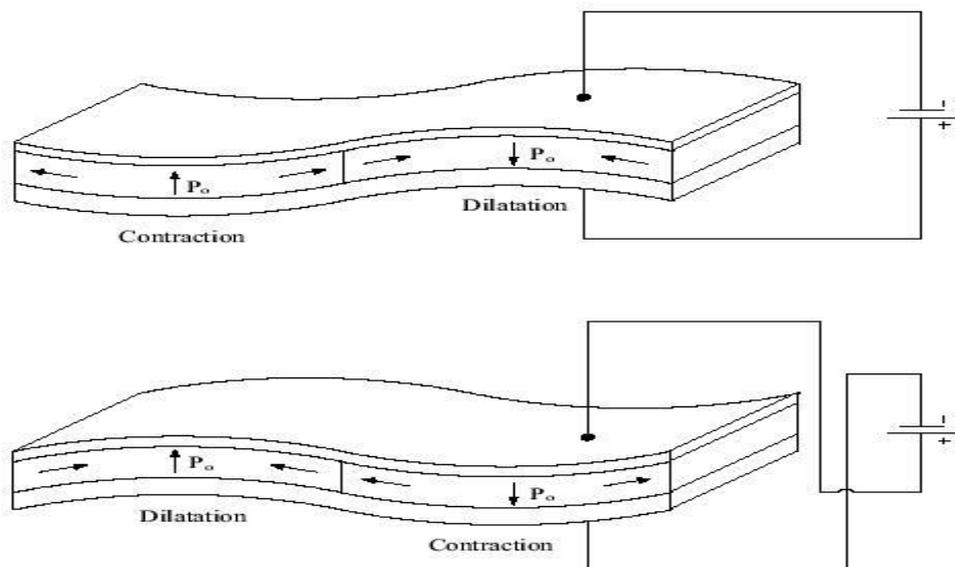


Figure I.5 : Génération d'une onde de flexion.

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 par des tensions sinusoïdales en quadrature (déphasages = $\pi/2$) dans le temps [41].

L'avantage principal 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.

I.5.2 principe de fonctionnement

Dans les moteurs piézoélectriques à onde progressive le mouvement elliptique des points de surface de stator entraîne le rotor à travers le mécanisme de friction [70]. Le principe général de fonctionnement de moteur piézoélectrique rotatif à onde progressive repose sur l'exploitation d'une onde de flexion générée au niveau d'un anneau élastique par des céramiques piézoélectriques alimentées sous haute tension [71]-[72]. L'architecture de ce type d'actionneur est représentée dans la figure 1.6 (a). Ce moteur est composé principalement de deux parties : la partie d'entraînement constitué d'un anneau statorique et de céramiques piézoélectriques, et la partie entraînée composée par le rotor, une couche polymère de friction et le ressort de précontrainte qui a pour but de presser le rotor fortement sur la partie immobile [73]-[74].

Si on prend l'exemple du moteur Shinsei USR60, le stator est constitué d'une plaque de bronze à l'arrière de laquelle est collé un anneau de céramiques PZT. L'anneau est pourvu de dents dont le rôle est d'augmenter l'épaisseur apparente de la structure, sans pour autant réduire son élasticité, afin d'amplifier la composante tangentielle du déplacement particulière et d'augmenter par voie de conséquence la vitesse de rotation du moteur et d'autre part, de piéger les particules d'usure résultant de la rotation du moteur. Dans l'architecture considérée, les éléments piézo-électriques fonctionnent en mode transversal. La figure I.6 (b) nous montre comment ces céramiques s'allongent, et peuvent générer une onde de flexion dans le matériau. Le rotor est constitué d'un disque en duralumin, il est revêtu d'une couche de matériau polymère. Grâce à la pression générée dans la zone de contact, entre le stator et le rotor, il existe une force de frottement qui joue un rôle de traction au rotor.

Le transfert de puissance à l'arbre moteur nécessite une double conversion d'énergie [75]-[76]. 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 [77]-[78]. Cela par génération de vibrations mécaniques ultrasoniques : c'est la conversion électromécanique.

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.

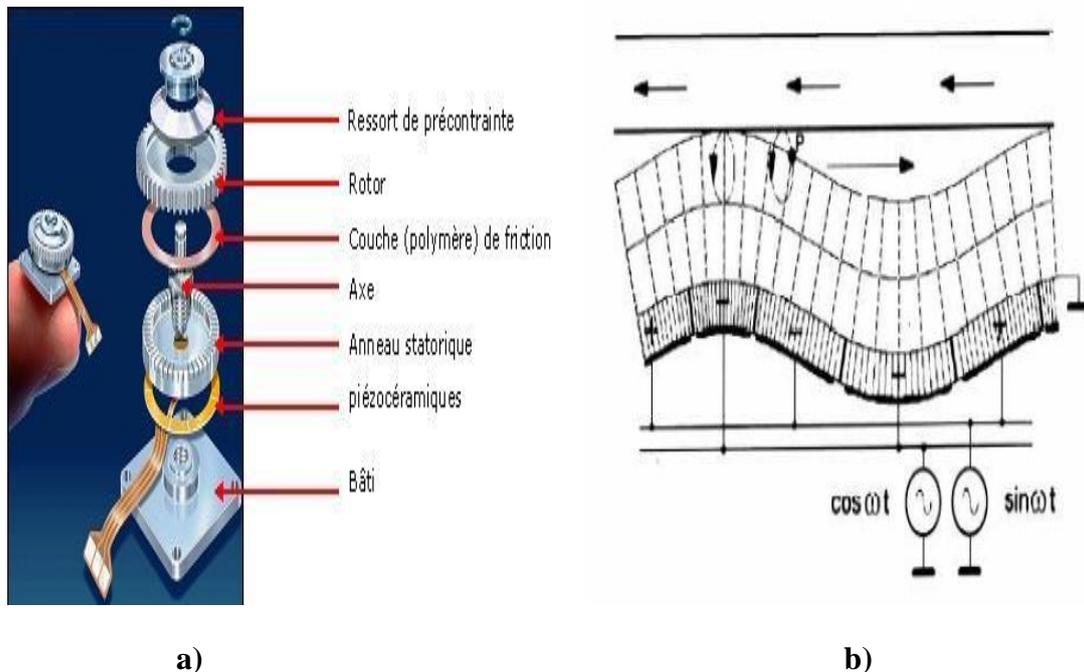


Figure I.6 :a) Architecture du moteur piézoélectrique à onde progressive; b) Déformation de la céramique et du stator [41].

Dans la section suivante, nous exposons la problématique de la modélisation des moteurs piézoélectriques à onde progressive.

I.6 Problématique de la modélisation des moteurs rotatifs à onde progressive

Dans cette section, la problématique de l'analyse et de la modélisation du comportement des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive ainsi que l'estimation de leurs paramètres seront abordées. Les modèles développés pour ce genre de moteurs peuvent être classés en trois catégories, à savoir, les modèles de circuits équivalents (ECM), les modèles à base des méthodes des éléments finis (FEM) et les modèles mathématiques, dit aussi modèles analytiques [79]. Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons uniquement aux méthodes analytiques vue que, contrairement à d'autres types de modèle, la relation entre les paramètres du modèle analytique et les

grandeurs physiques du système est facilement établie. Ceci permet par la suite d'établir des interprétations pertinentes quant au fonctionnement du moteur ainsi que le choix de la loi de commande.

Le développement d'un modèle analytique, reproduisant de manière fidèle le comportement du moteur, se révèle une tâche très pénible, à cause de la complexité des phénomènes physiques intervenant dans le fonctionnement du moteur, entre autres, les oscillations mécaniques à haute fréquence et les frottements à l'interface stator/rotor. En effet, les forces de frottement, responsables de la création du couple moteur, dépendent de plusieurs paramètres tels que l'état de surface, l'usure et l'humidité, qui les rendent difficilement quantifiables. Pour pallier ce problème, la modélisation analytique fait appel à des hypothèses souvent trop restrictives.

Plusieurs travaux portant sur la modélisation mathématique du moteur piézoélectrique rotatif à onde progressive ont été réalisés dans la littérature [80]-[81]. Dans ce contexte, le principe de fonctionnement et la modélisation mathématique du stator de moteur piézoélectrique rotatif à onde progressive ont été présentés par Hagedorn et Wallaschek [80]. De même, un tour d'horizon de la modélisation des mécanismes de contact a été présenté par Wallaschek dans la référence [82]. De ce fait, plusieurs méthodes analytiques, numériques et expérimentales ont été recensées dans ses investigations. Dans le même contexte, Morega et al. [83] ont présenté une modélisation mathématique de la dynamique du stator moteur piézoélectrique à onde progressive. Le modèle développé a été validé en simulation numérique. Une autre approche de modélisation analytique du moteur piézoélectrique rotatif à onde progressive a été mise en œuvre par Elgotti [84]. L'auteur présente la dérivation d'un cadre général pour un modèle analytique simplifié utilisant la méthode énergétique basée sur le principe de Hamilton avec des hypothèses simplificatrices. F Lu et al. [85] ont proposé un nouveau modèle de contact dit viscoélastique permettant de décrire la mécanique de contact entre le stator et le rotor du moteur à ultrasons à ondes progressives. Dans le même sillage Dong Sun et al. [86] ont proposé un modèle analytique de contact entre le stator et le rotor en tenant compte du phénomène de glissement. De même, Jianjun Qu et al. [81] ont proposé un modèle mathématique avec un autre modèle de contact viscoélastique du moteur piézoélectrique à ondes progressives.

Dans la suite de ce chapitre, nous présenterons la modélisation du moteur piézoélectrique rotatif à onde progressive type Daimler-Benz (AWM-90). Le modèle

présenté a été développé dans le cadre de la thèse de Z. Boumous [87], auquel j'ai participé à son amélioration [13].

I.7 Modèle mathématique du moteur piézoélectrique à onde progressive (AWM-90)

Le modèle du moteur à onde progressive se compose de quatre modules ou blocks principaux [88] :

- Excitation où la source de tension.
- Stator en céramique piézoélectrique.
- Interface de contact stator-rotor.
- Rotor.

Le modèle décrit est montré dans la Figure I.7

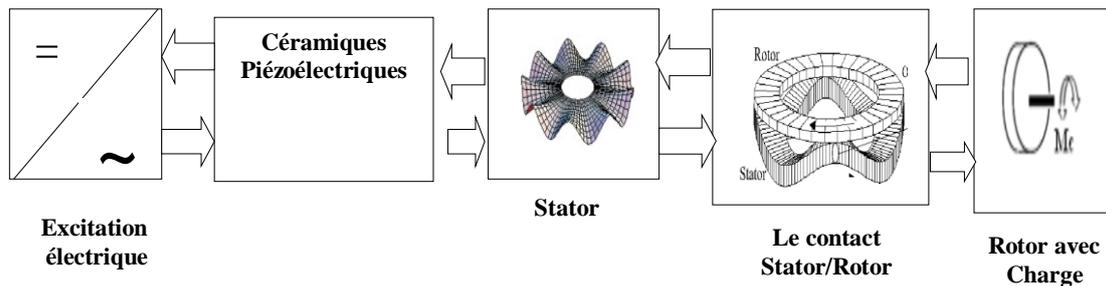


Figure I.7 : Composants du modèle complet du moteur piézoélectrique à onde progressive [88].

I.7.1 Modélisation de la dynamique de déformation du stator

Le stator est la pièce du moteur où la conversion électromécanique d'énergie a lieu. La céramique piézoélectrique appliquée au dessus du stator crée deux modes orthogonaux de vibration, leur superposition produit l'onde progressive.

Notre but est d'étudier le modèle du stator indépendamment des autres parties du moteur. Le stator sera représenté donc par un système à deux degrés de liberté. De même, le stator est un actionneur piézoélectrique. Il peut donc être représenté par un modèle de circuit électrique équivalent montré dans la Figure I.8 (a). Le système mécanique analogue à ce système est décrit dans la Figure I.8 (b) [89].

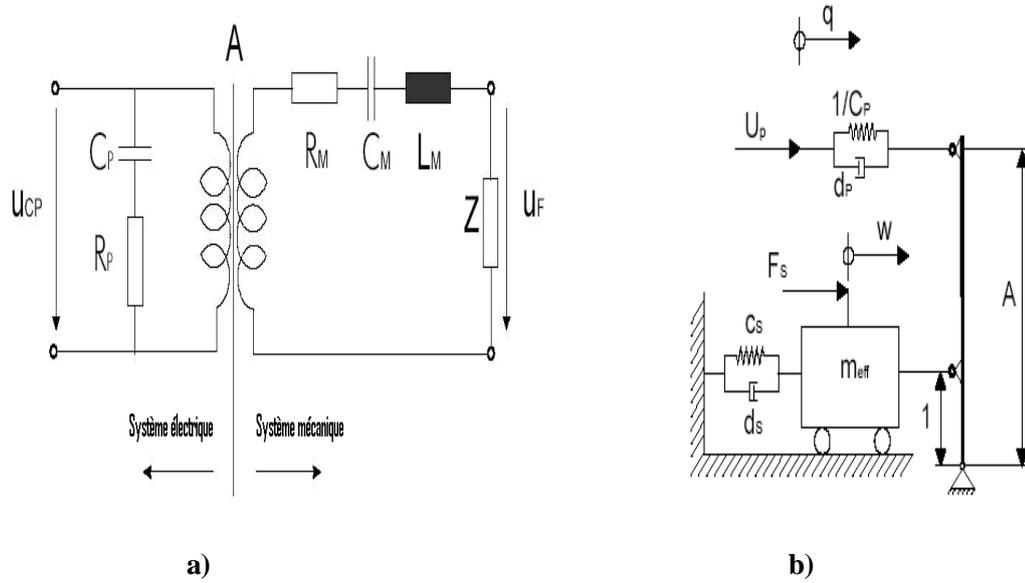


Figure I.8 : a) Circuit électrique équivalent du stator, b) Modèle équivalent mécanique du stator [89]

Les équations décrivant la dynamique du stator sont [89]:

$$m_{eff} \ddot{w}_1 + d_{s1} \dot{w}_1 + c_{s1} w_1 = A_1 * [(1 - \epsilon_1) U_{p1} + \epsilon_2 U_{p2}] + F_{s1} \tag{I-1}$$

$$m_{eff} \ddot{w}_2 + d_{s2} \dot{w}_2 + c_{s2} w_2 = A_2 * [(1 - \epsilon_2) U_{p2} + \epsilon_1 U_{p1}] + F_{s2} \tag{I-2}$$

C_S :rigidité de stator, d_s :facteur d'amortissement, m_{eff} :masse efficace du stator ,
 U_p :tension d'excitation , F_s :les forces externes, $\epsilon_{1,2}$:facteur de perturbation
 $w_{1,2}$:déplacement du stator .

Les matrices d'état résultantes sont :

$$\begin{bmatrix} \dot{w}_1 \\ \ddot{w}_1 \\ \dot{w}_2 \\ \ddot{w}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{-c_{s1}}{m_{eff}} & \frac{-d_{s1}}{m_{eff}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{-c_{s2}}{m_{eff}} & \frac{-d_{s2}}{m_{eff}} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} w_1 \\ \dot{w}_1 \\ w_2 \\ \dot{w}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{A_1 * (1 - \epsilon_1)}{m_{eff}} & \frac{A_1 * \epsilon_2}{m_{eff}} & \frac{1}{m_{eff}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{A_2 * \epsilon_1}{m_{eff}} & \frac{A_2 * (1 - \epsilon_2)}{m_{eff}} & 0 & \frac{1}{m_{eff}} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} U_{p1} \\ U_{p2} \\ F_{s1} \\ F_{s2} \end{bmatrix} \tag{I-3}$$

$$\begin{bmatrix} y1 \\ y2 \\ y3 \\ y4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} w_1 \\ \dot{w}_1 \\ w_2 \\ \dot{w}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} U_{p1} \\ U_{p2} \\ F_{s1} \\ F_{s2} \end{bmatrix}$$

I.7.2 Modélisation du contact mécanique entre stator et rotor

Le modèle d'interface stator-rotor est la partie la plus complexe du modèle du moteur piézoélectrique. On suppose que le stator est rigide, ce qui implique, que le profil de vibration ne change pas après le contact avec le rotor, sachant que celui-ci a une couche de contact uniforme [90].

La trajectoire des points de surface du stator peut être analysée à partir du mouvement vertical de l'onde progressive idéale [91].

Si nous voulons construire un moteur avec une vitesse de rotation élevée, la valeur de déplacement u_x doit être aussi grande que possible (l'ellipse doit être plate).

$$\left(\frac{u_z}{w_0}\right)^2 + \left(\frac{u_x}{a \cdot k \cdot w_0}\right)^2 = 1 \quad (\text{I-4})$$

a : la distance entre les points de surface de stator et le neutre , k : nombre d'onde
 w_0 : l'amplitude de l'onde progressive .

La trajectoire des points de la surface du stator est représentée par la figure I.9 (a).

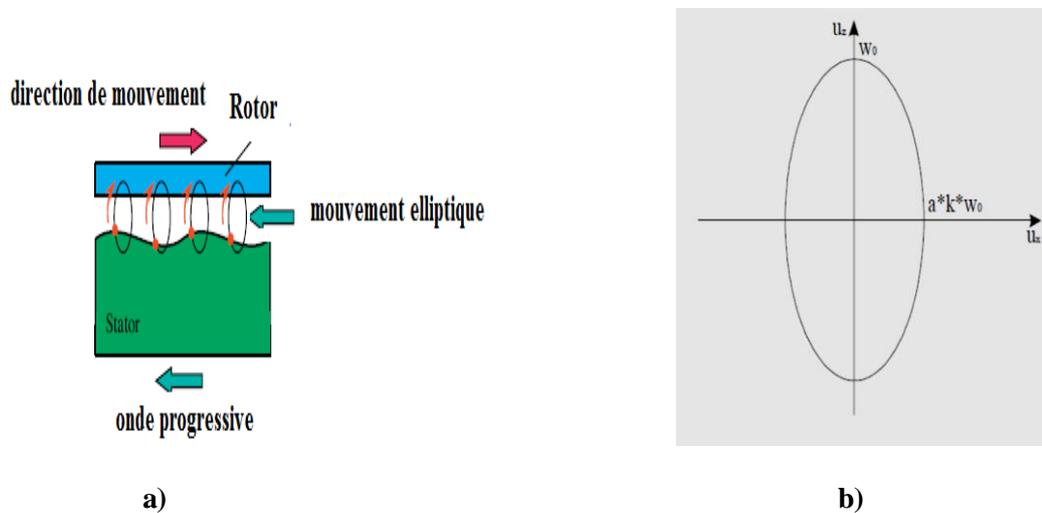


Figure I.9: a) Forme elliptique de la trajectoire des points de la surface du stator [91], b) Mouvement elliptique des points de surface du stator [92].

En outre de la trajectoire des points de surface du stator, la vitesse tangentielle est définie comme la dérivée du déplacement tangentiel :

$$v_{hor}(x,t) = -a \cdot \frac{\partial^2 w(x,t)}{\partial x \partial t} = -akw_0 \omega \cos(kx - \omega t) = v_0 \cos(kx - \omega t) \quad (\text{I-5})$$

Avec

$$v_0 = -akw_0\omega \quad (\text{I-6})$$

v_0 : Représente la vitesse tangentielle maximale des points de surface du stator.

Dans le cas d'onde de déplacement idéale, la vitesse de déplacement des crêtes est égale à la vitesse horizontale (équation (I-6)). La Figure I.10 illustre le profil des vitesses horizontales des points de surface de stator.

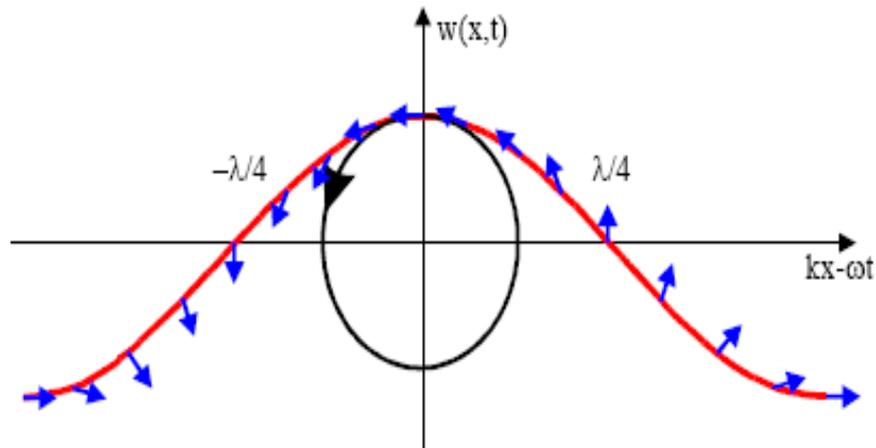


Figure I.10 : Vitesse des points de surface de stator

I.7.2.1 Zone de contact

Une autre manière de décrire le mécanisme de contact est d'employer le modèle de zone de contact.

Le modèle du contact est la partie la plus difficile dans les moteurs piézoélectriques, dû aux frottements et phénomènes tribologiques agissant dans la zone de contact entre stator et rotor.

Les deux cas traités dans cette étude:

- un modèle qui ne tient pas compte de la déformation de la couche de contact entre stator et rotor.
- Un modèle qui considère la déformation de la couche de contact entre stator et rotor ; c'est la déformation de cisaillement. La déformation de cisaillement sera détaillé dans le paragraphe I.7.2.1 (c).

A. Modèle du ressort linéaire

Ce modèle suppose que le stator est rigide, le rotor est représenté par une

distribution d'un ensemble de ressorts linéaires comme le montre la figure I.11. Le rotor est caractérisé par une épaisseur h_r et une rigidité C_N [93]-[94]. Le rotor est modélisé comme une série de ressorts placés en parallèle le long du stator. Ce modèle a été rapproché à la réalité en tenant compte du coefficient de frottement du rotor et du stator. La loi de Coulomb a été appliquée.

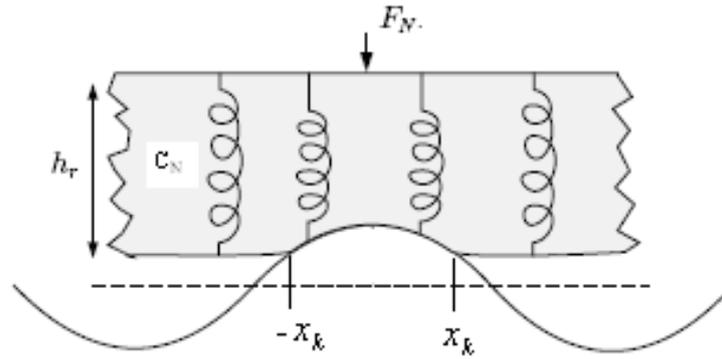


Figure I.11 : Modèle de ressort linéaire [94].

Afin d'expliciter le principe de fonctionnement, on analyse les points de la surface dans un nouveau système de coordonnées qui se déplace avec l'onde progressive, avec la même vitesse et dans la même direction que l'onde progressive [95] :

$$\tilde{x} = x - \frac{\omega}{k} t \quad (\text{I-7})$$

$$\tilde{z} = z \quad (\text{I-8})$$

Considérons (I-7), le déplacement vertical de plan neutre du stator tel que :

$$w(\tilde{x}) = w_0 \cdot \cos(k\tilde{x}) \quad (\text{I-9})$$

Et la distribution de vitesse des points de surface du stator

$$v_{hor}(\tilde{x}) = v_0 \cdot \cos(k\tilde{x}) \quad (\text{I-10})$$

Pendant que la surface du stator se déforme, elle assure un chevauchement avec la couche de contact du rotor comme il est illustré dans la Figure I.12.

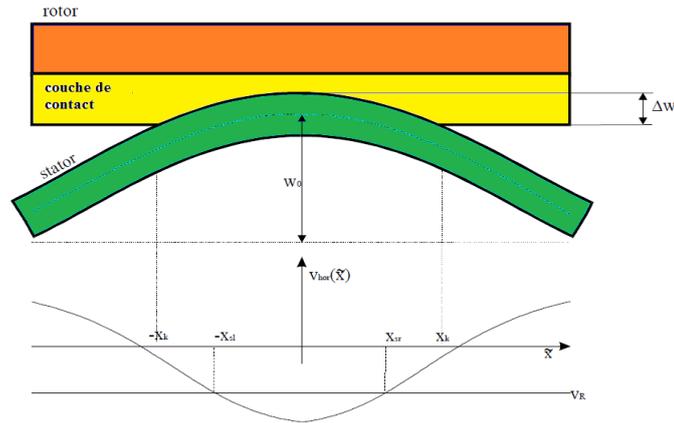


Figure I.12 : Chevauchement entre la surface du stator et la couche de contact du rotor [96]-[97].

A l'interface, le rotor exerce une force normale le long de la zone de contact. Le chevauchement entre le stator et le rotor est décrit par la relation (I.11):

$$\Delta W = W_0 \cdot (\cos(k\tilde{x}) - \cos(kx_k)) \quad (\text{I-11})$$

Où x_k est la moitié de la longueur de la zone de contact. La force normale dépend de l'épaisseur des propriétés physiques de la couche de contact.

La ligne de force est exprimée comme suit :

$$f_z = \frac{E \cdot b}{h} \cdot \Delta W = c_N \cdot \Delta W \quad (\text{I-12})$$

Où

$$c_N = \frac{E \cdot b}{h} \quad (\text{I-13})$$

c_N est la rigidité équivalente de la couche de contact, h est l'épaisseur de la couche de contact et b est la largeur de contact dans la direction radiale. La ligne de distribution de la force le long de la zone de contact est :

$$f_z = c_N \cdot \Delta W = c_N \cdot w_0 \cdot (\cos(k\tilde{x}) - \cos(kx_k)) \quad (\text{I-14})$$

La force normale agissant sur le rotor peut être calculée en intégrant la ligne de force au-dessus de la zone de contact [98]-[99] :

$$F_n = n \int_{-x_k}^{x_k} f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} \quad (\text{I-15})$$

n représente le nombre des crêtes d'onde.

Puisque le frottement de coulomb a été supposé force de friction alors, celle ci peut être calculée à partir de la relation (I.16):

$$F_{\text{antr}} = n\mu \int_{-x_k}^{x_k} \text{sign}(v_{\text{hor}}(\tilde{x}) - v_R) \cdot f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} \quad (\text{I-16})$$

La direction de cette force dépend du signe de la vitesse relative entre les points de surface du stator et la vitesse de rotor.

Le rotor délivre alors la force de traction maximale :

$$F_{\text{antrmax}} = n\mu \int_{-x_k}^{x_k} f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} = \mu F_{\text{norm}} \quad (\text{I-17})$$

Où F_{norm} est la force axiale appliquée.

D'après (I-17), on peut déterminer le couple maximal produit par le stator.

$$M_{\text{max}} = \mu R_w F_{\text{norm}} \quad (\text{I-18})$$

Le moment maximal est un paramètre caractéristique important du moteur à onde progressive.

B. Modèle à déformation de la couche de contact

Afin d'augmenter la force de friction et l'efficacité de transmission du contact entre le stator et le rotor, ce modèle représente la surface de contact par une couche (matériau souple). Puisque les forces de friction qui apparaissent dans la zone de contact entre le rotor et le stator sont responsable de l'entraînement du moteur piézoélectrique, les propriétés du matériau de friction et la caractéristique de la zone de contact jouent un rôle très important du point de vue influence sur le fonctionnement et la durée de vie du moteur piézoélectrique.

Jusqu'ici et à cause du comportement non linéaire du phénomène tribologique, les analyses des frottements au niveau de l'interface rotor/stator de moteur et les conclusions relatives qui ont été réalisées, sont seulement basés sur des essais et des expériences [100]. Takashi par exemple ne tient pas compte dans le modèle analytique de la déformation de cisaillement pour approcher les valeurs expérimentales aux valeurs théoriques. Il n'y a pas de modèle de contact parfait qui peut expliquer le contact dynamique entre le rotor et le

stator à cause de son comportement non linéaire. Presque toutes les recherches effectuées ont été faites avec certaines approximations qui conduisent à quelques erreurs entre les résultats théoriques et expérimentaux [101]. Pour améliorer le rendement de l'actionneur et minimiser le phénomène de glissement, il a été proposé de coller une couche mince souple au niveau de l'interface rotor/stator.

Kurosawa et ueha en 1988 ont développé un modèle qui consiste à considérer que le rotor et le stator sont des corps rigides. Ils ont calculé les caractéristiques mécaniques du moteur mais certains détails n'ont pas été considérés comme la déformation de la couche de contact (déformation de cisaillement) [99]. Néanmoins, ils n'ont pas expliqué ce phénomène analytiquement. En (2004) Li Huafeng et al. [100] ont proposé un autre modèle de contact. Ce modèle suppose que le stator est rigide et le rotor possède une couche de contact similaire à un ressort linéaire avec une rigidité équivalente dans la direction axiale et tangentielle c_N , et que la couche de contact subit une déformation lors de fonctionnement de moteur.

C. La déformation de cisaillement :

Puisque le matériau de friction est plus doux que le stator, la déformation de cisaillement ne doit pas être négligée au niveau de l'interface de contact. Le phénomène de glissement entre stator/rotor apparaît quand la vitesse des points de la surface du stator est inférieure à celle du rotor. L'égalité des deux vitesses est accompagnée d'une déformation de cisaillement du matériau de friction dans la zone de contact. La contrainte de cisaillement perturbe (déstabilise) l'entraînement du rotor. La contrainte de cisaillement est caractérisée par un angle de déformation (Fig.I.13). Le phénomène physique de cisaillement peut être plus explicite sur un matériau doux tel que le coton soumis à cette contrainte [102].

Le schéma (1.13(a)) est un tas de coton ayant une densité uniforme. Si on lui applique la force F , elle ne pousse pas le tas de coton entier puisqu'il est très doux. En conséquence, la densité et la rigidité du coton augmentent autour de la région forcée, comme le montre la figure (I.13(b)). Plus la force est profonde, plus la zone de contact est large avec une densité plus élevée. Quand la force F entre profondément dans un angle θ (appelé l'angle de cisaillement), la zone avec une densité plus élevée est si large que tout le tas de coton peut être poussé pour se déplacer, comme le montre la figure (I.13(c)).

Finalement, l'angle de cisaillement θ est lié à la densité du coton. Plus la densité est

basse, plus l'angle θ est grand.

Dans la zone de contact, la densité du matériau de friction qui entre en contact avec le stator deviendra plus grande à cause de la force de pression entre le stator et le rotor. La densité du matériau de friction est plus grande près de la crête de l'onde. Donc, θ dépend aussi du coordonné y .

Puisque l'amplitude de vibration est plutôt petite, comparée à l'épaisseur du matériau de friction (μ_m au millimètre), θ est fonction de la densité.

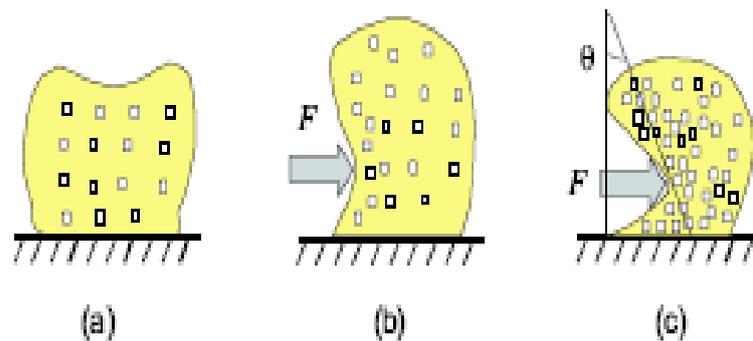


Figure I.13 : Croquis de la contrainte de cisaillement.

Le modèle de contact entre le rotor et le stator avec déformation de cisaillement est montré sur la figure I.14.

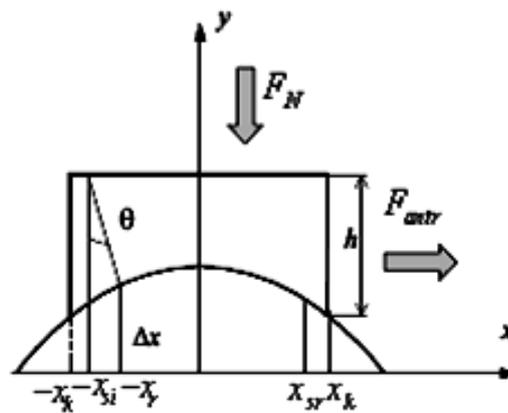


Figure I.14 : Modèle de contact entre le rotor et le stator considérant la déformation de cisaillement [102].

L'angle de déformation peut être calculé comme suit [102] :

$$\theta = \theta_0 - k_\theta \rho_f \tag{I-19}$$

k_θ : Constante de proportionnalité liée à la densité.

ρ_f : La densité du matériau de friction.

θ_0 : L'angle initial de déformation.

$$\Delta x = h \tan \theta \quad (\text{I-20})$$

I.7.3 Les forces dans l'interface du stator-rotor

La force tangentielle d'entraînement du rotor est définie par :

$$\begin{aligned} F_{\text{antrmax}} &= n\mu \int_{-x_k}^{x_k} \text{sign}(v_{\text{hor}}(\tilde{x}) - v_R) \cdot f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} \\ &= n\mu c_N w_0 \int_{-x_k}^{x_k} \text{sign}(v_{\text{hor}}(\tilde{x}) - v_R) \cdot (\cos(k\tilde{x}) - \cos(kx_k)) d\tilde{x} \end{aligned} \quad (\text{I-21})$$

Le calcul numérique de l'intégrale (I-21) de chaque point est très lent. Cependant, le calcul analytique de cette équation est possible par exemple sous l'environnement de développement MATLAB/Simulink. Pour cela, introduisons la fonction suivante (I.22) :

$$\xi(\tilde{x}) = k \int (\cos(k\tilde{x}) - \cos(kx_k)) d\tilde{x} = \sin(k\tilde{x}) - k\tilde{x} \cos(kx_k) \quad (\text{I-22})$$

On peut déterminer la force de traction, et aussi les effets de rétroaction de l'interface de stator-rotor sur la vibration du stator [90]. Le déplacement axial du stator induit une force de rétroaction normale (feedback) F_{fbnorm} :

$$F_{\text{fbnorm}} = -n \int_{-x_k}^{x_k} \Phi_x^T \cdot f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} \quad (\text{I-23})$$

$$\Phi_x^T = [\sin(kx) \quad \cos(kx)] \quad (\text{I-24})$$

Le vecteur force normale F_{fbnorm} peut être obtenu en calculant l'intégrale (I-23), donnant ainsi l'expression suivante :

$$\begin{aligned} F_{\text{fbnorm}} &= -n \int_{-x_k}^{x_k} \begin{bmatrix} \sin(kx) \\ \cos(kx) \end{bmatrix} \cdot c_N w_0 (\cos(k\tilde{x}) - \cos(kx_k)) d\tilde{x} \\ &= -n \frac{c_N}{k} \begin{bmatrix} w_{1m} \left(kx_k - \frac{1}{2} \sin(2kx_k) \right) \\ w_{2m} \left(kx_k - \frac{1}{2} \sin(2kx_k) \right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{I-25})$$

Les calculs développés confirment donc l'effet de rétroaction de l'interface du

stator/rotor sur les vibrations du stator particulièrement en ce qui concerne la fréquence de résonance de la céramique. On remarque bien que la partie scalaire de l'expression (I-24) correspond à l'équation d'un ressort non linéaire dont la rigidité dépend de la largeur de la zone de contact x_k :

$$c_{nonlin} = n \frac{c_N}{k} \left(kx_k - \frac{1}{2} \sin(2kx_k) \right) \quad (\text{I-24})$$

Ce ressort virtuel additionnel décale la fréquence de résonance du système de la fréquence de résonance du stator vibrant librement.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c_{S1}}{m_{eff}}} \quad (\text{I-25})$$

A la fréquence :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c_{S1} + c_{nonlin}}{m_{eff}}} \quad (\text{I-26})$$

Le vecteur force F_{fbtg} représente la réaction de l'interface de stator-rotor dans la direction tangentielle induite par le mouvement horizontal des points de surface du stator.

$$F_{fbtg} = -n\mu a \int_{-x_k}^{x_k} \frac{\partial \Phi_x^T}{\partial x} \text{sign}(v_{hor}(\tilde{x}) - v_R) \cdot f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} \quad (\text{I-27})$$

La solution analytique pour l'intégrale indéfinie (I-27) est :

$$F_{fbtg} = \begin{bmatrix} F_{fbtg1} \\ F_{fbtg2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-28})$$

Où

$$F_{fbtg1} = \begin{cases} W_{1m} \left[\frac{1}{2} k\tilde{x} + \frac{1}{4} \sin(2k\tilde{x}) - \sin(k\tilde{x}) \cos(kx_k) \right] \\ + W_{2m} \left[\frac{1}{4} \cos(2k\tilde{x}) - \cos(k\tilde{x}) \cos(kx_k) \right] \end{cases} \quad (\text{I-29})$$

Et

$$F_{fbtg2} = \begin{cases} W_{2m} \left[\frac{1}{2} k\tilde{x} + \frac{1}{4} \sin(2k\tilde{x}) - \sin(k\tilde{x}) \cos(kx_k) \right] \\ -W_{1m} \left[\frac{1}{4} \cos(2k\tilde{x}) - \cos(k\tilde{x}) \cos(kx_k) \right] \end{cases} \quad (\text{I-30})$$

Afin de simplifier le calcul de l'intégrale définie (I-27), introduisons la fonction suivante (I-31) [13]-[87]:

$$\Xi_c(\tilde{x}) = kw_0 \int \begin{bmatrix} \cos(kx) \\ -\sin(kx) \end{bmatrix} \cdot p(\tilde{x}) d\tilde{x} = \begin{bmatrix} w_{1m}\xi_2 + w_{2m}\xi_1 \\ w_{2m}\xi_2 - w_{1m}\xi_1 \end{bmatrix} = [\Xi_1 + \Xi_2] \quad (\text{I-31})$$

Avec

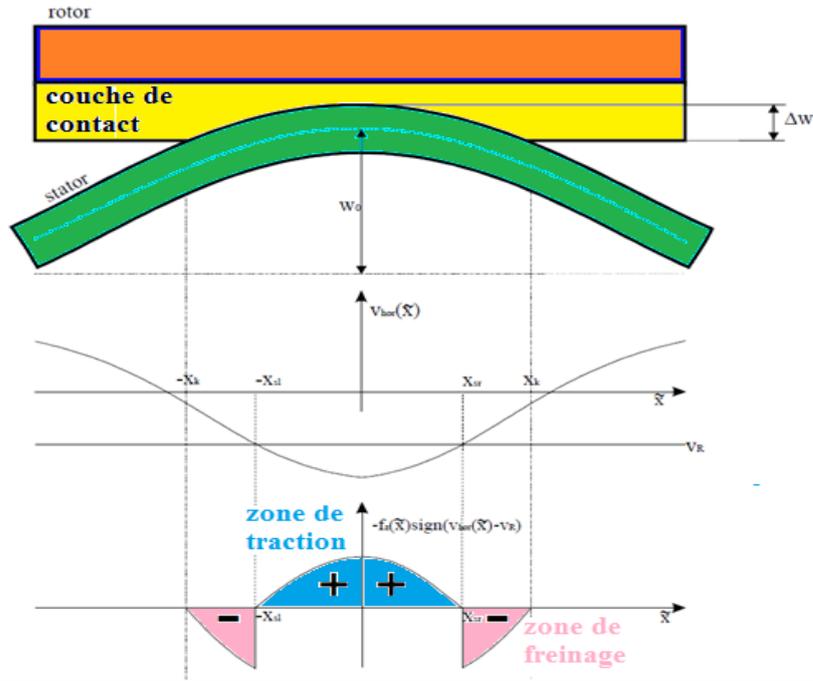
$$\begin{aligned} \xi_1(\tilde{x}) &= \frac{1}{4} \cos(2k\tilde{x}) - \cos(k\tilde{x}) \cos(kx_k) \\ \xi_2(\tilde{x}) &= \frac{k\tilde{x}}{2} + \frac{1}{4} \sin(2k\tilde{x}) - \cos(k\tilde{x}) \sin(kx_k) \end{aligned} \quad (\text{I-32})$$

L'addition des vecteurs (I-23) et (I-27) donne le vecteur force de rétroaction modale

$$\mathbf{F}_s = \mathbf{F}_{fbnorm} - S_m \mathbf{F}_{fbtg} \quad (\text{I-33})$$

Le S_m (sens du mouvement) est la direction réelle du mouvement des points de surface du stator sur les crêtes de l'onde de déplacement, qui est opposé à la direction de la propagation de l'onde de déplacement.

Les deux points de non glissement sont à l'intérieur de la zone de contact (Figure I-15) ($x_{sl} \leq x_k$ et $x_{sr} \leq x_k$), x_{sl} (gauche) et x_{sr} (droite)



**Figure I.15 : Position des points de non glissement Cas1 : $x_{sl} \leq x_k$ et $x_{sr} \leq x_k$
Sans déformation de cisaillement [103].**

$$F_{antr} = n\mu C_N W_0 \left[- \int_{-x_k}^{-x_{sl}} f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} + \int_{-x_{sl}}^{x_{sr}} f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} - \int_{x_{sr}}^{x_k} f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} \right] \quad (\text{I-34})$$

On calcule (I-34) et on obtient :

$$F_{antr} = \frac{n\mu C_N W_0}{K} \left[\begin{array}{l} -2(\sin(kx_k) - kx_k \cos(kx_k)) + \\ 2(\sin(kx_{sr}) - kx_{sr} \cos(kx_k)) + \\ 2(\sin(kx_{sl}) - x_{sl} \cos(kx_k)) + \end{array} \right] \quad (\text{I-35})$$

En insérant (I-22) nous obtenons :

$$F_{antr} = \frac{n\mu C_N W_0}{K} \left[\begin{array}{l} -2.\xi(x_k) + 2.\xi(x_{sr}) + \\ 2\xi(x_{sl}) \end{array} \right] \quad (\text{I-36})$$

La force tangentielle de rétroaction peut être calculée ainsi :

$$F_{fbig} = n\mu a C_N \left[\begin{array}{l} -(E_c(-x_{sl}) - E_c(-x_k)) + (E_c(x_{sr}) - E_c(x_{sl})) \\ -(E_c(-x_k) - E_c(-x_{sr})) \end{array} \right] \quad (\text{I-37})$$

Comme ξ_1 est paire et la fonction ξ_2 impaire, (I-37) peut être simplifiée :

$$F_{fbtg} = -2n\mu a C_N \left[-E_c(-x_{sl}) - E_2(x_k) + E_c(x_{sr}) \right] \quad (\text{I-38})$$

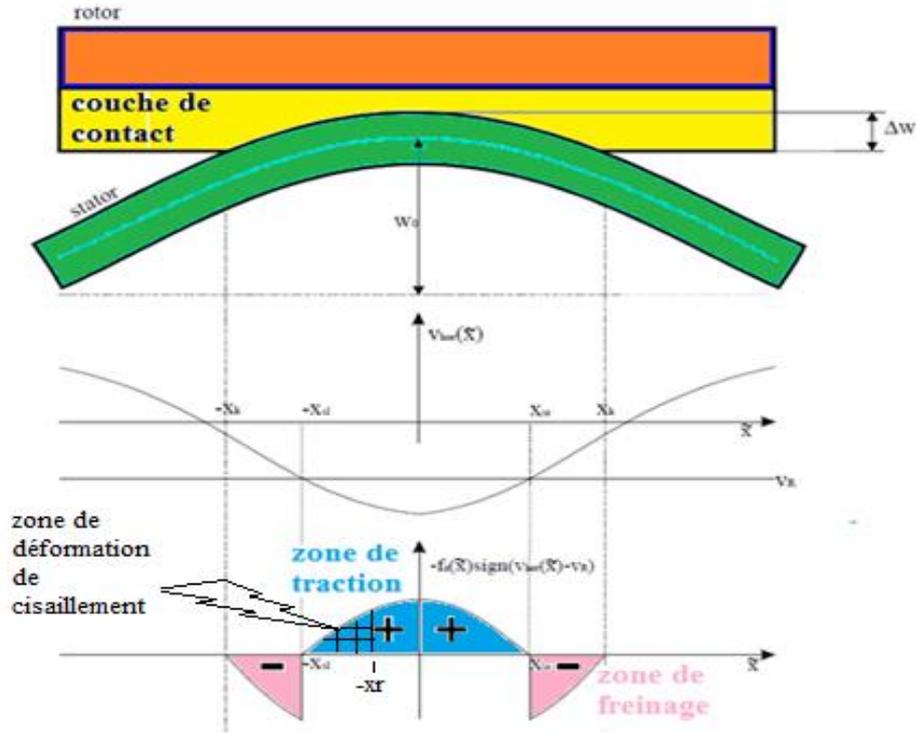


Figure I.16 : Position des points de non glissement Cas1 : $x_{sl} \leq x_k$ et $x_{sr} \leq x_k$
Avec déformation de cisaillement.

$$x_r = x_{sl} - \Delta x \quad (\text{I-39})$$

$$F_{antr} = n\mu C_N W_0 \int_{-x_k}^{x_k} \sin g(v_{hor}(\tilde{x}) - v_R) \cdot (\cos(k\tilde{x}) - \cos(kx_k)) d\tilde{x} \quad (\text{I-40})$$

$$F_{antr} = n\mu C_N W_0 \left[- \int_{-x_k}^{-x_{sl}} f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} + \int_{-x_r}^{x_{sr}} f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} - \int_{x_{sr}}^{x_k} f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} \right] \quad (\text{I-41})$$

$$F_{antr} = \frac{n\mu C_N W_0}{K} \left[-2 \cdot \xi(x_k) + 2 \cdot \xi(x_{sr}) + \xi(x_{sl}) + \xi(x_r) \right] \quad (\text{I-42})$$

$$F_{fbtg} = n\mu a C_N \left[-E_c(-x_{sl}) - E_c(-x_r) - 2E_2(x_k) + 2E_c(x_{sr}) \right] \quad (\text{I-43})$$

Afin de calculer les forces de tractions et de rétroaction, on doit déterminer d'abord, les points de non glissement et la longueur de la zone de contact. Les points de non glissement peuvent être obtenus à partir de l'égalité de la vitesse du rotor et de la

vitesse horizontale des points de surface du stator.

$$v_R = v_0(t) \cos(k\tilde{x} + \varphi_c(t)) \quad (\text{I-44})$$

Donc

$$kx_{sr} + \varphi_c(t) = \arccos\left(\frac{v_R}{v_0(t)}\right) \quad (\text{I-45})$$

$$x_{sr} = \frac{1}{k} \left(\arccos\left(\frac{v_R}{v_0(t)}\right) - \varphi_c(t) \right)_2$$

$$-\left(-x_{sr} + \frac{1}{k} \varphi_c(t)\right) = x_{sl} + \frac{1}{k} \varphi_c(t) \quad (\text{I-46})$$

$$x_{sl} = x_{sr} + \frac{2}{k} \varphi_c(t) = \frac{1}{k} \left(\arccos\left(\frac{v_R}{v_0(t)}\right) + \varphi_c(t) \right)$$

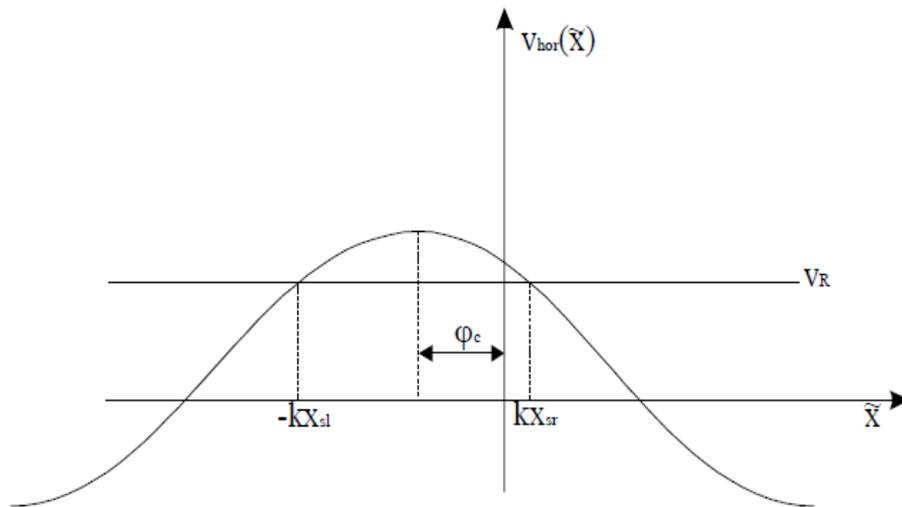


Figure I.17 : Position des points de non glissement en fonction du déphasage φ_c [104].

Dans le cas où la position verticale $w_{rot}(t)$ du rotor est égale au déplacement vertical de la surface du stator à la limite de la zone de contact :

$$w_{rot}(t) = w_0(t) \cos(kx_k) \quad (\text{I-47})$$

Donc x_k peut être calculé :

$$x_k = \frac{1}{k} \arccos\left(\frac{w_{rot}(t)}{w_0(t)}\right) \quad (\text{I-48})$$

Si la position du rotor est plus haute que la crête positive de l'onde de déplacement

($w_{rot}(t) > w_0(t)$), il n'y a aucun contact entre le stator et le rotor. Donc $x_k=0$.

Si $w_{rot}(t)$ est plus basse que la crête négative ($w_{rot}(t) < -w_0(t)$), cela signifie que la pénétration totale se produit et $x_k=\pi/k$.

$$x_k = \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{k} \arccos\left(\frac{w_{rot}(t)}{w_0(t)}\right) \\ 0 \\ \frac{\pi}{k} \end{array} \right. \left. \begin{array}{l} |w_{rot}(t)| \leq |w_0(t)| \\ w_{rot}(t) > w_0(t) \\ w_{rot}(t) < -w_0(t) \end{array} \right\} \quad (\text{I-49})$$

À partir de la force de traction F_{antr} le couple d'entraînement M_{antr} peut être facilement déterminé :

$$M_{antr} = s_m R_w F_{antr} \quad (\text{I-50})$$

I.7.4 Modèle de rotor

Le rotor du moteur piézoélectrique étudié est modélisé par un système à deux degrés de liberté [89] :

- mouvement vertical
- rotation

Pour modéliser le mouvement vertical du rotor, la Figure I.18 représente le système mécanique équivalent.

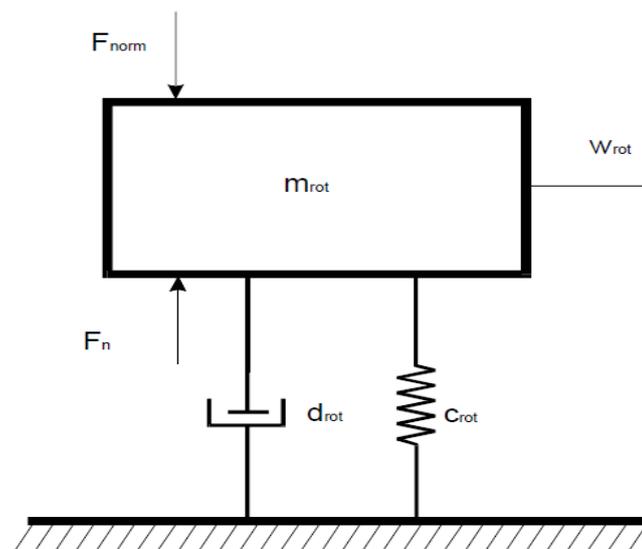


Figure I.18 : Modèle équivalent pour le mouvement vertical

L'équation (I-51) décrit le mouvement vertical du rotor :

$$m_{rot} \ddot{w}_{rot} + d_{rot} \dot{w}_{rot} + c_{rot} w_{rot} = F_n - F_{norm} \quad (\text{I-51})$$

Où

$$F_n = n \int_{-x_k}^{x_k} f_z(\tilde{x}) d\tilde{x} \quad (\text{I-52})$$

F_{norm} est la force axiale appliquée, m_{rot} est la masse équivalente du rotor, d_{rot} et c_{rot} sont l'atténuation et la rigidité équivalentes.

Le modèle équivalent pour le mouvement de rotation du rotor est illustré dans la Figure I-19.

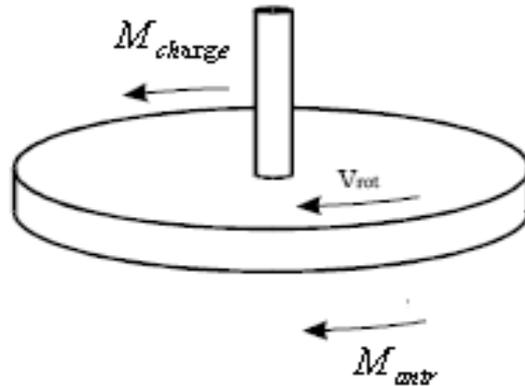


Figure I.19 : Modèle équivalent pour le mouvement de rotation.

Le mouvement de rotation du rotor est décrit par une équation simple (négligeant l'atténuation de la rotation du rotor) :

$$J_{rot} \cdot \dot{\omega}_{rot} = M_{antr} - M_{charge} \quad (\text{I-53})$$

Alors la fonction de transfert est :

$$G_{ra}(s) = \frac{\omega_{rot}}{M_{antr} - M_{charge}} = \frac{1}{J_{rot} s} \quad (\text{I-54})$$

I.8 Comparaison avec les résultats expérimentaux

Afin de valider les deux modèles analytiques (sans et avec déformation de cisaillement) dans le cas particulier du moteur Daimler–Benz AWM 90-X, nous procédons dans ce qui suit à une comparaison entre les caractéristiques mesurées (couple–vitesse) et

celles obtenues en simulation.

I.8.1 Comparaison 1

Pour le moteur Daimler-Benz AWM90-X, les caractéristiques mécaniques sont évaluées par Forschungs à Francfort [89], ces mesures représentent un support de validation pour les résultats de simulation.

La comparaison des résultats théoriques et expérimentaux est présentée dans la figure (I.20 (a),(b)). Les deux modèles analytiques développés reproduisent de façon efficace le comportement réel du moteur AWM90. L'écart de certaines mesures par rapport à la courbe de simulation est dû à l'effet de la température de la céramique à la suite du frottement stator/rotor.

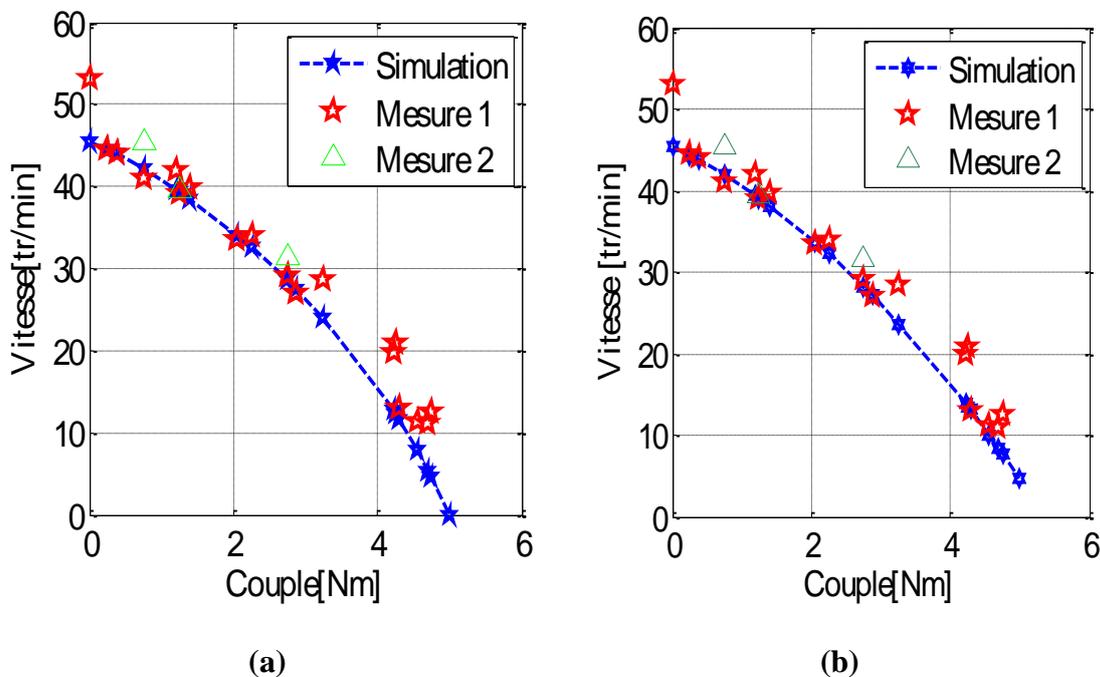


Figure I.20 : Courbe mesurée et simulée de la correspondance vitesse-couple du moteur AWM 90-X avec différentes charges (a) sans déformation de cisaillement, (b) avec déformation de cisaillement.

I.8.2 Comparaison 2

Dans cette section, on a utilisé des mesures expérimentales obtenues à partir d'un autre essai développé par Thomas Schulte et al. [105], sur le même type du moteur dans le but de confirmer la validité des modèles analytiques développés.

La comparaison des résultats théoriques et expérimentaux est présentée dans la

figure (I.21 (a),(b)). De manière générale, les deux modèles parviennent à suivre l'allure générale du comportement réel du moteur. Toutefois, contrairement à la première validation, nous remarquons que le résultat du modèle tenant compte de la déformation de cisaillement est très proche du comportement réel du moteur AWM90.

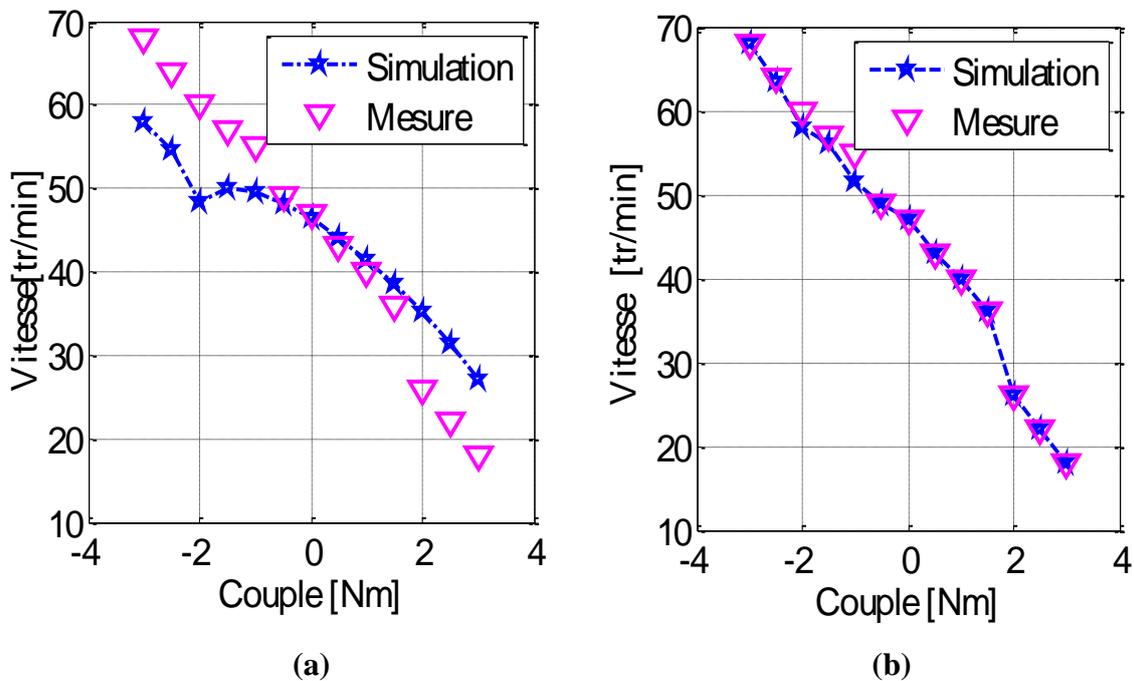


Figure I.21 : Courbe mesurée et simulée de la correspondance vitesse-couple du moteur AWM 90-X avec différentes charges, (a) sans déformation de cisaillement, (b) avec déformation de cisaillement [105].

I.9 Conclusion

Une description générale des moteurs piézoélectriques a été présentée dans ce chapitre. Dans ce cadre, nous avons passé en revue quelques applications de ce genre de moteur. Ensuite, nous avons exposé une étude synthétisant les différents types de moteurs piézoélectriques. Ainsi, une classification basée sur trois critères, la géométrie du stator, le principe de fonctionnement et le mode de vibration (excitation), a été présentée. Après un état de l'art des moteurs piézoélectrique, nous avons constaté que l'étude de la classe des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive mérite d'être encore approfondie.

De ce fait, dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons rappelé brièvement la problématique de la modélisation des moteurs rotatifs à onde progressive. Nous avons aussi passé en revue l'approche de modélisation utilisée dans ce travail de thèse. Ensuite,

nous avons présenté, dans le cas particulier du moteur Daimler–Benz AWM 90-X, la validation des deux modèles considérés, à savoir, sans et avec déformation de cisaillement. Ainsi, des comparaisons entre les caractéristiques mesurées (couple –vitesse) et celles obtenues en simulation ont été illustrées. Bien que les deux modèles soient satisfaisants, le modèle avec déformation de cisaillement reproduit de manière très fidèle le comportement du moteur.

En effet, une analyse critique de la bibliographie présentée a permis de dresser les constats suivants :

- Bien que l'étude des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive a connu un essor très important, le prototype Daimler-Benz AWM90 reste rarement étudié par rapport à d'autres modèles malgré qu'il présente des performances très intéressantes. Notons que la plupart des études qui ont été élaborées jusque-là sont consacrées au même type de moteur piézoélectrique, en l'occurrence les prototypes USR de la firme Shinsei.
- L'étude de la modélisation du prototype de moteur Daimler-Benz AWM90 a atteint une certaine maturité, notamment avec les résultats très satisfaisants obtenus dans le cadre des travaux [102]-[106]. Néanmoins, l'étude de la commande de ce prototype de moteur mérite d'être encore approfondie.

Ainsi, nous étudions dans la suite de cette thèse la commande des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive, notamment la commande du prototype de moteur Daimler-Benz AWM90. Dans le prochain chapitre, nous présentons une étude bibliographique dédiée à la commande et à l'excitation de ce genre de moteur. De ce fait, une synthèse de différentes méthodes de commande sera présentée.

Chapitre II

Commande des moteurs piézoélectriques

II.1 Introduction

Nous présentons, dans le présent chapitre, les techniques de commande des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive rencontrées dans la littérature et les stratégies de commande utilisées dans le cadre de cette thèse.

Dans un premier temps, nous exposons une classification de ces stratégies de contrôle de vitesse et de position des moteurs piézoélectriques. Quatre classes de stratégies seront ainsi présentées : les stratégies utilisant la variation de la fréquence d'alimentation comme grandeur de commande, celles utilisant la variation de la différence de phase et celles utilisant la variation de l'amplitude des tensions d'excitation de moteur piézoélectrique. Nous présentons par la suite la classe qui regroupe les stratégies hybrides. Celles ci combinent deux grandeurs de commande à la fois.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous présentons un état de l'art des travaux réalisés sur la commande des moteurs piézoélectrique. Ainsi, différentes techniques de commande basées sur les concepts tels que la logique floue, les réseaux de neurones et les réseaux neuro-flous seront présentés. L'analyse critique de ces techniques de commande nous permettra d'élucider par la suite les contributions de cette thèse en termes de contrôle de vitesse de ces moteurs ultrasoniques.

II.2 Commande des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive

Les moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive peuvent être commandés en agissant sur un ou plusieurs paramètres du système électrique d'excitation [107]-[108]-[109], à savoir:

- la fréquence des tensions d'excitation,
- les amplitudes des tensions d'excitation,
- la différence de phase entre les tensions d'excitation.

Ainsi, quatre types de commande des moteurs piézoélectriques à onde progressive peuvent être distingués.

✓ Commande par variation de l'amplitude des tensions d'excitation

Comme nous l'avons montré dans la partie modélisation, l'amplitude des ondes stationnaires dépend de l'amplitude de la tension d'excitation. Ainsi, la vitesse peut être

contrôlée en ajustant l'amplitude de la tension d'alimentation. La figure II.1 montre la variation de la vitesse de rotation en fonction de l'amplitude des tensions d'excitation pour le prototype de moteur AWM 90. Par conséquent, nous pouvons constater qu'une grande variation d'amplitude de tension (100V) génère une petite variation de vitesse (autour de 5tr/min).

Par ailleurs, le contrôle en boucle ouverte de la vitesse du moteur basé sur la variation d'amplitude est caractérisé par une bonne linéarité. Toutefois, en dessous d'un certain niveau de vibration, le couple-moteur devient très faible et le rotor, de ce fait, s'arrête brusquement [110].

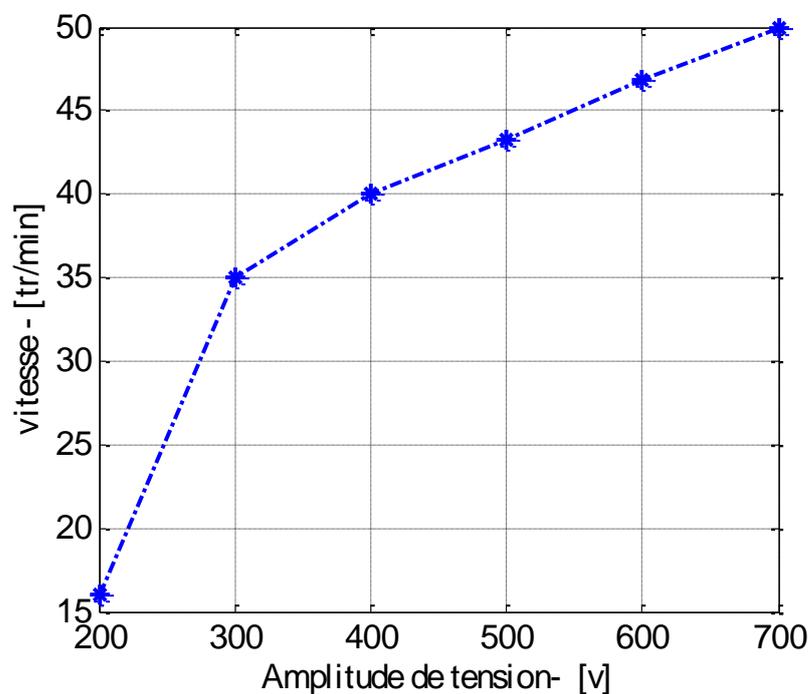


Figure II.1 : Variation de la vitesse en fonction de l'amplitude de la tension d'alimentation (prototype AWM90).

✓ Commande par variation de la fréquence des tensions d'excitation

La fréquence de résonance est un paramètre fondamental dans les moteurs piézoélectriques à onde progressive. Une variation de celle-ci, provoquée à titre d'exemple par une augmentation de la température [111], peut induire des dérives de la caractéristique vitesse-fréquence qui ne sont pas négligeables. La figure II.2 montre la variation de la vitesse de rotation en fonction de la fréquence des tensions d'excitation pour le prototype de moteur AWM 90.

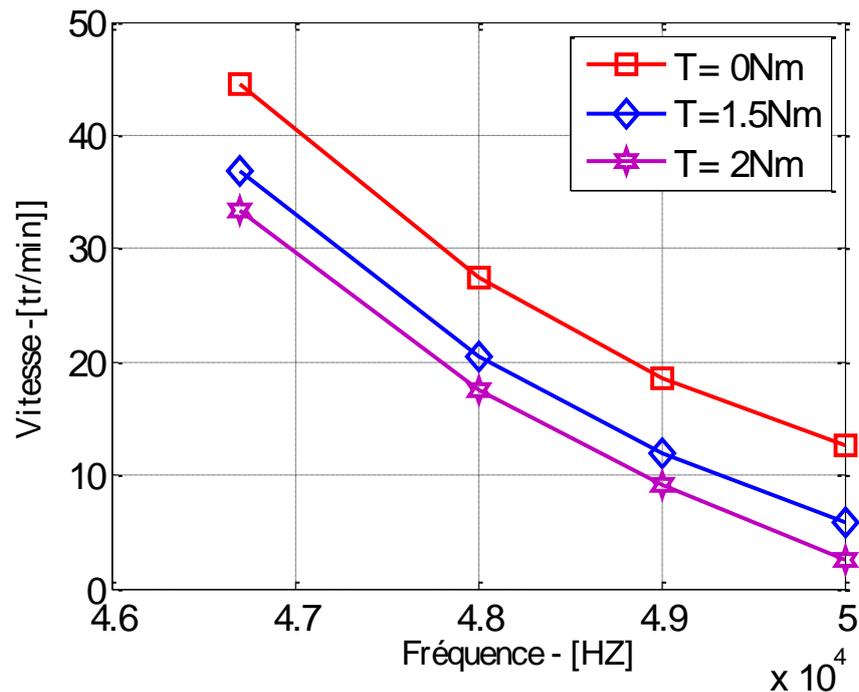


Figure II.2: Variation de la vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation (prototype AWM 90).

✓ Commande par variation du déphasage entre les tensions d'excitation

Le déphasage entre les tensions d'excitation (φ) peut également être utilisé pour commander la vitesse et la position du moteur. De même, il est le seul paramètre qui permet l'inversion du sens de rotation du moteur piézoélectrique à onde progressive (Figure II.3). Pour cela, la commande en phase est plus adaptée à un contrôle de position qu'à un contrôle de vitesse [112]. Néanmoins, la relation entre la vitesse de rotation et le déphasage des tensions d'excitation n'est pas linéaire. En outre, la caractéristique vitesse-déphasage contient une zone morte autour de la valeur zéro du déphasage. Cette dernière est due au couple de charge. Cette zone morte peut être considérée comme un inconvénient de la commande en phase puisqu'il ne permet pas de contrôler de manière précise la position du moteur. Pour pallier ce problème, il est nécessaire d'associer à la commande de la vitesse un contrôleur de position qui permet de compenser la zone morte dans toutes les conditions de fonctionnement.

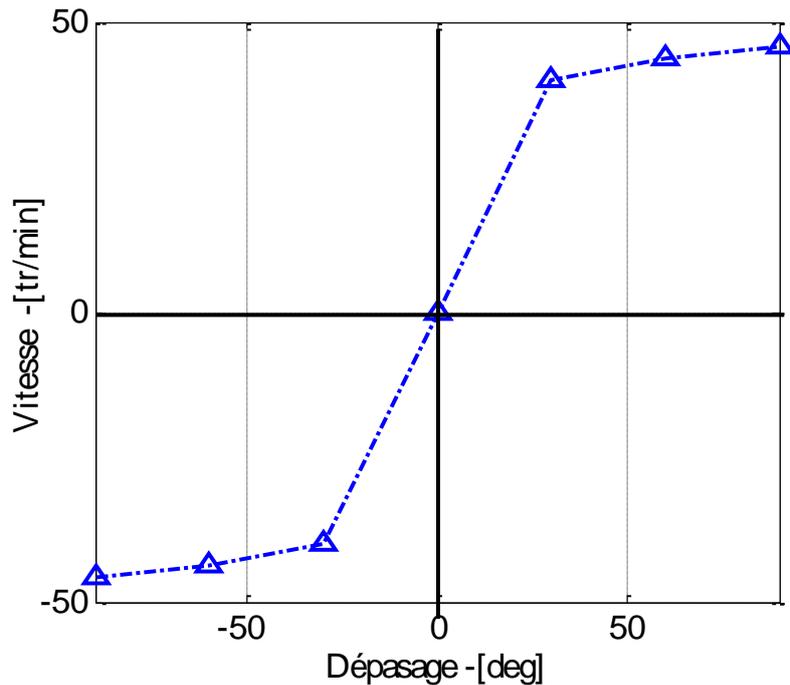


Figure II.3: Variation de la vitesse en fonction du déphasage des tensions d'alimentation (prototype AWM 90).

✓ Commande Hybride

La commande hybride, appelée aussi « double contrôle », consiste à agir sur deux paramètres des tensions d'excitation à la fois. Pour ce faire, cette méthode de commande combine deux méthodes de contrôle basées sur deux grandeurs de commande différentes. C'est une commande plus ou moins compliquée puisqu'elle combine deux schémas de commande [107].

En effet, indépendamment de la grandeur de contrôle utilisée, plusieurs contraintes majeures rendent la conception d'une commande d'un moteur piézoélectrique une tâche délicate, à cause de la non linéarité des caractéristiques du moteur ; Plusieurs paramètres dépendant les uns des autres peuvent varier simultanément. La fréquence de fonctionnement du moteur, par exemple, qui n'est autre que la fréquence de résonance du matériau piézoélectrique est dépendante du point de contact, des frottements de l'interface rotor/stator et de la température d'échauffement du matériau. Une très faible dérive de la fréquence se traduit par un emballement ou un freinage du moteur. De même, l'augmentation de la température du matériau piézoélectrique (stator du moteur), à cause des frottements au niveau du point de contact rotor/stator au moment du fonctionnement du moteur, peut influencer aussi la fréquence de résonance, surtout pour stabiliser les

performances de la machine en termes de contrôle de vitesse. Pour cela, le choix de la loi de commande est d'une grande importance. Elle doit être adaptée au prototype de machine à contrôler.

Dans la prochaine section, nous exposons les techniques de commande rencontrées dans la littérature, en vue de proposer une stratégie de contrôle de la vitesse du moteur étudié.

II.3 Etat de l'art des techniques de commandes appliquées aux moteurs piézoélectriques

Au cours de la dernière décennie, de nombreux systèmes de contrôle de vitesse et de position ont été développés pour plusieurs prototypes de moteur piézoélectrique. De ce fait, des contrôleurs de types PID (Proportionnel, Intégral, Dérivé), mode glissant, flous, flous adaptatifs et réseaux de neurones ont été utilisés. De même, des microcontrôleurs/microprocesseurs spéciaux et des processeurs de signaux numériques (DSP) ont été exploités pour l'implémentation des lois de commande développées [107]. Dans ce qui suit, nous présentons de manière succincte les différentes techniques utilisées pour la commande des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive.

De nombreux travaux, portant sur la commande des moteurs piézoélectriques, ont utilisé le contrôleur PID dans le contrôle de vitesse et de position [113]-[114]. A titre d'exemple, le contrôleur PID a été implémenté dans différents travaux pour commander la vitesse du rotor d'un prototype [113]-[114]. Le contrôleur développé utilisait la variation de déphasage entre les tensions d'excitation comme variable de commande. Le moteur piloté par le contrôleur PID a été testé en utilisant différentes valeurs de charge. En effet, l'intérêt de ce contrôleur réside dans la simplicité de sa structure, d'une part, et dans la facilité de sa mise en oeuvre, d'autre part. Toutefois, son inconvénient majeur réside dans la définition de ses paramètres de manière à répondre aux exigences des performances de la machine à contrôler. Notons que cette difficulté est liée principalement à la caractéristique fortement non-linéaire du moteur et la précision du modèle mathématique correspondant utilisé.

Dans le but de pallier ce problème, différents travaux ont proposé des améliorations sur les contrôleurs PID.

- **PID –Flou** : cette stratégie utilise la logique floue pour la correction adaptative en ligne des paramètres du contrôleur PID. Le choix de la logique floue est motivé par sa capacité à prendre en considération le comportement non-linéaire du moteur. Dans ce contexte, Ma Qiuji et al. ont montré les performances de cette stratégie pour le contrôle de vitesse d'un prototype de moteur piézoélectrique [115]. La méthode développée a utilisé des règles floues pour ajuster les paramètres de contrôle PID. Ce dernier utilise la variation d'amplitude des tensions d'excitation comme grandeur de commande.
- **PSO-PID** : Cette méthode utilise l'algorithme d'optimisation des essaims de particules (**PSO : Particle Swarm Optimization**) pour définir les paramètres du contrôleur PID. Dans ce sens, Kamal Arifin Mat Piah et al. ont utilisé un régulateur PID, robuste vis-à-vis des perturbations de température, pour contrôler la vitesse d'un moteur piézoélectrique [116]. Pour cela, un modèle d'approximation linéaire qui relie la vitesse à la température a été développé, sur la base des données expérimentales. Ce modèle a été utilisé par la suite pour déterminer les paramètres du contrôleur PID à l'aide de l'algorithme PSO.
- **Contrôleur NN-PID** : Comme nous l'avons mentionné auparavant, il est difficile d'obtenir des performances de contrôle satisfaisantes en utilisant des régulateurs PID classiques. De ce fait, Kanya tanaka a proposé un régulateur PID associé à un réseau de neurones (contrôleur NN-PID : **Neural Network PID**) [117]. Les gains du contrôleur sont ajustés par un réseau NN de manière que la commande compense les changements de caractéristiques (causés par les changements de température et de charge) et les caractéristiques non linéaires (causées par diverses frictions). L'auteur a montré que le contrôleur NN-PID est particulièrement efficace pour le contrôle de position de moteurs piézoélectriques.
- **PID–PSO-NN** : Un contrôleur PID intelligent en temps réel, combinant à la fois un algorithme PSO et un réseau de neurones NN, a été proposé par Shenglin et al. [118]-[119]. Le NN a été utilisé pour optimiser les gains du contrôleur PID en temps réel. Tandis que l'algorithme PSO a été appliqué dans l'apprentissage de NN. La méthode proposée a été réalisée pour améliorer en temps

réel les performances de contrôle tout en compensant les changements de caractéristiques du moteur.

Bien que les améliorations opérées sur les contrôleurs PID, ont donné de bons résultats en termes de contrôle de position et de vitesse, elles restent néanmoins des solutions qui se caractérisent par une charge de calcul très importante. Ceci nécessite donc des outils d'implémentation très performants.

Dans le même sillage, les contrôleurs PI (Proportionnel, Intégral) ont été utilisés sur plusieurs prototypes de moteurs piézoélectriques vu leur efficacité en termes de minimisation de l'erreur de poursuite de consigne. Toutefois, l'inconvénient de ce genre de contrôle est la difficulté de déterminer ses paramètres. De la même façon que les contrôleurs PID, les contrôleurs PI ont été combinés avec d'autres techniques d'optimisation afin de pouvoir surmonter le problème lié à la détermination des paramètres.

- **Contrôleur PI-Flou :** Yu Cheng et al. ont présenté un système de contrôle de vitesse à l'aide d'un correcteur PI-Flou pour un prototype de moteur piézoélectrique à onde progressive [120]. La déduction floue a été utilisée dans ce travail pour optimiser en temps réel le choix des gains du régulateur PI. La variation de la fréquence des tensions d'excitation a été utilisée comme grandeur de commande. Dans le même sens d'idée, un contrôleur PI-Flou a été conçu par Shi et al. pour piloter la vitesse d'un prototype de moteur piézoélectrique [121]. Notons que le contrôleur PI-Flou a été proposé pour résoudre le problème de la stabilité du contrôleur flou dans le régime permanent qui était caractérisé par une erreur de poursuite faible. De manière similaire à l'article [120], la stratégie de commande proposée dans la référence [121] repose sur l'utilisation de la fréquence des tensions d'excitation comme grandeur de contrôle.

- **Le contrôleur PI-FLOU-NN :** Tomonobu Senjyu et al. ont présenté un système de contrôle de vitesse pour un prototype de moteur piézoélectrique à onde progressive [122]. L'architecture du système de contrôle a été construite autour d'un contrôleur PI (proportionnel et intégral). Ce dernier possède une structure de réglage automatique qui est basée sur un raisonnement flou. La déduction floue est aussi adaptée par le biais d'un réseau de neurones. De ce fait, le contrôleur proposé dans la référence [122] a pu compenser les variations

de caractéristiques du moteur par apprentissage en ligne. De même, cette étude adopte la fréquence comme entrée de commande afin de simplifier le système d'entraînement.

- **PI-algorithmes génétiques :** Knaya tanakaa a proposé une méthode de contrôle PI ajustée par un algorithme génétique (GA) [123]. Cette technique a permis d'éliminer la détérioration des performances de contrôle de vitesse causée par l'utilisation d'un contrôleur PI à paramètres fixes.

Par ailleurs, d'autres chercheurs ont préféré utiliser d'autres stratégies de contrôle qui se basent sur les techniques intelligentes. Le contrôleur flou est l'une des techniques de commande largement utilisée dans divers genres d'applications [124]-[125]. Dans le cadre de la commande des moteurs piézoélectriques à onde progressive, Li Huafeng et al. ont proposé un schéma de contrôle de position, basé sur un contrôleur flou, avec une compensation de zone morte d'un prototype de moteur piézoélectrique [126]. De la même manière, Senjyu T a utilisé le contrôleur flou pour la compensation de la zone morte liée à la caractéristique vitesse-déphasage du moteur piézoélectrique [127]. De même, le contrôle de position d'un moteur piézoélectrique a été mis en œuvre sur la base d'un raisonnement flou par G. Bal [128]. Notons que la fréquence a été utilisée comme entrée de commande dans la boucle de contrôle de position.

D'autre part, Tomonobu Senjyu et al. ont proposé un schéma de contrôle de vitesse utilisant un réseau de neurones pour un moteur piézoélectrique à onde progressive. Le contrôleur proposé peut approcher les mappages entrée-sortie non linéaires du moteur en utilisant le réseau de neurones et peut compenser les variations de caractéristiques par apprentissage en ligne. Les auteurs ont utilisé la fréquence d'entraînement comme grandeur de commande afin de simplifier le système d'entraînement [129]. Dans le même sillage, Ahmadi M et al. ont utilisé un réseau de neurones de perception multicouche (MLPNN : Multilayer perceptron neural network) pour pallier les problèmes de commande liés à la non linéarité des moteurs piézoélectrique [130].

En outre, Tien-Chi Chena a présenté un système de contrôle FNN (Fuzzy Neural Network) pour un moteur piézoélectrique à ondes progressives piloté par un circuit d'entraînement non résonnant à double modulation. Le système de contrôle proposé a été développé afin d'obtenir un contrôle de vitesse de haute précision [14]. De la même manière, KT Chau et al. ont combiné un contrôleur flou avec un autre à base de réseau de

neurones dans le but d'améliorer les performances de contrôle de vitesse d'un prototype de moteur piézoélectrique [131]. Dans le même contexte, Xia et al. ont présenté une stratégie adaptative de contrôle de vitesse, utilisant un contrôleur flou, pour un prototype de moteur piézoélectrique [132]. Les algorithmes génétiques ont servi pour l'adaptation en temps réel des règles floues. Notons que cette méthode souffre d'une complexité accrue, alourdie par la charge des calculs.

De manière générale, les techniques intelligentes sont très efficaces vis-à-vis de la non-linéarité des modèles mathématiques ainsi que de la variation des paramètres du système. Toutefois, la mise en œuvre de ces techniques nécessite l'utilisation des processeurs performants afin de pouvoir supporter la charge de calcul tout en répondant aux exigences en termes de rapidité de réponse du moteur.

En revanche, d'autres chercheurs ont préféré la commande par mode glissant ainsi que la commande robuste. Ainsi, Torrionobu Serijyu a présenté un schéma de contrôle de position pour un prototype de moteur piézoélectrique [133]. Le schéma proposé utilisait la commande par mode glissant comme stratégie de contrôle de position rapide et précise. Notons que la fréquence d'entraînement et la différence de phase des tensions d'excitation ont été utilisées comme grandeur de commande. L'inconvénient de cette méthode est la présence du phénomène de chattering. Dans le même contexte, un contrôleur robuste de position basé sur le critère H_∞ en temps continu a été proposé par M. Brahim et al. [110]. En effet, les variations affectant la dynamique d'un moteur piézoélectrique ont été considérées dans la phase de synthèse du contrôleur comme incertitudes de modélisation. Notons que la synthèse du contrôleur H_∞ a été effectuée hors-ligne. La principale contribution du système proposé était la capacité du contrôleur à fournir un positionnement précis sans système de compensation supplémentaire des facteurs de non-linéarité et de la zone morte. L'inconvénient de ce type de contrôleur réside dans la complexité de la phase de synthèse et dans la prise en considération des incertitudes de modélisation.

En effet, l'analyse critique des stratégies de commande rencontrées dans le cadre de la commande des moteurs piézoélectriques à onde progressive a mis en exergue quelques points essentiels. Tout d'abord, il est clair que la plus grande partie des travaux cités préfère l'utilisation de la fréquence d'excitation comme grandeur de commande [19]-[21]. Ceci est justifié par le fait que la méthode de variation de fréquence d'entraînement donne une plage de contrôle plus flexible que les autres méthodes [19]-[21]. De même, l'utilisation de la fréquence simplifie considérablement le système d'entraînement

comparativement à d'autres stratégies. Ainsi, nous optons dans le cadre de cette thèse pour la commande par variation de fréquence.

En outre, l'ensemble des méthodes de commande présentées ci-avant ont montré une certaine efficacité. Néanmoins, les techniques intelligentes restent les plus adaptées à la commande des moteurs piézoélectriques du fait qu'elles sont à même de prendre en considération les non linéarités des moteurs ainsi que la variation de leurs caractéristiques. De ce fait, nous optons dans le cadre de cette thèse pour les techniques intelligentes comme outils de commande. Ainsi, deux techniques seront conçues et validées sur le modèle du moteur piézoélectrique à onde progressive type AWM90. Il s'agit du contrôleur flou et du contrôleur ANFIS (adaptive neuro-fuzzy inference system). Notons que les motivations de notre choix seront présentées dans les prochaines sections. Dans ce qui suit, nous présenterons quelques rappels mathématiques ainsi que les outils nécessaires permettant d'élucider les contributions de cette thèse.

II.4 Rappels sur la logique floue

La logique floue a fait son apparition en 1965 avec les travaux de L. Zadeh. Ce dernier a formalisé la représentation et le traitement de connaissances imprécises ou approximatives afin de traiter des systèmes de grande complexité ou mal connus.

La commande par logique floue est en pleine expansion grâce à ses avantages qui peuvent être résumés de la manière suivante [134]- [135]:

- la non-nécessité d'une modélisation du processus à contrôler (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable);
- la maîtrise du système à régler, même avec un comportement complexe ;
- la possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur du processus;
- l'obtention de meilleures prestations dynamiques (régulateur non- linéaire)

Le fonctionnement interne d'un système flou repose sur la structure présentée dans la figure II.4. Le schéma synoptique comprend quatre blocs [136] .

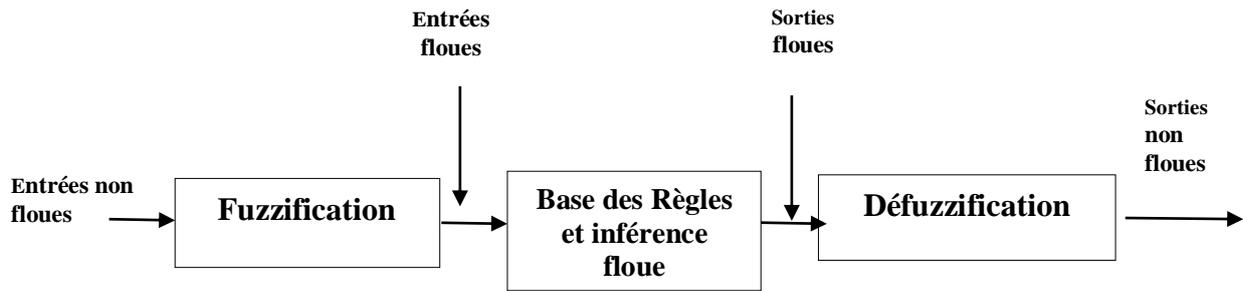


Figure II.4: Structure générale d'un système flou [137].

- Base des règles

La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles: *Si < condition > Alors < conséquence >*. [138], qui peut être, à titre d'exemple, définie comme suit:

$$R_1 : \text{SI } X_1 \text{ est } A_{11} \text{ et } \dots \text{ et } X_n \text{ est } A_{1n} \text{ Alors } Y \text{ est } B_1 \quad (\text{II.1})$$

Ou sous la forme de **SUGENO**:

$$R_1 : \text{SI } X_1 \text{ est } A_{11} \text{ et } \dots \text{ et } X_n \text{ est } A_{1n} \text{ Alors } Y = f_1(X) \quad (\text{II.2})$$

- Interface de fuzzification

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes [139]- [140]:

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées et de sorties ;
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues ;
- Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales.

- Inférences floues

L'inférence floue est le processus de formulation de la relation entre les entrées et les sorties par logique floue. Cette relation offre une base avec laquelle la décision est prise par le système flou. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser des opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances à savoir [139]- [140]:

- Méthode d'inférence Max-Min .
- Méthode d'inférence Max-prod.
- Méthode d'inférence Somme-prod.
- Interface de défuzzification

Le résultat de l'inférence en utilisant une des méthodes d'implication floue, comme Maxmin, est une valeur floue. Cette information ne peut être utilisée directement. Une transformation doit être prévue à la sortie du bloc d'inférence pour la convertir en grandeur fixe, cette transformation étant connue par le terme défuzzification. Plusieurs méthodes de défuzzification existent en logique floue, les plus utilisées sont:

- Méthode du Maximum.
- Méthode de la moyenne des maximums.
- Méthode du centre de gravité.

En revanche, la commande par logique floue est habituellement appliquée pour commander les procédés où la modélisation est impossible ou non-précise. Pourquoi alors appliquer la logique floue à la commande des moteurs piézoélectriques? Quels sont les intérêts de cette approche appliquée à ces moteurs piézoélectriques? Les réponses à ces questions peuvent être résumées comme suit:

- le moteur piézoélectrique est un procédé fortement non-linéaire [141]-[142]. Un régulateur non linéaire peut donner de meilleures performances à ce système, par rapport au régulateur conventionnel. Etant donné que le contrôleur flou est un régulateur non-linéaire [143], nous pouvons alors l'utiliser afin d'obtenir un système de commande de haute performance.
- l'implantation de la commande par logique floue est relativement facile.

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants :

- Choix des variables linguistiques;
- Choix des fonctions d'appartenance;
- Choix de la méthode d'inférence;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

II.5 Rappels sur les réseaux de neurones

De nos jours, nous avons vu de nombreux efforts de recherche pour utiliser le système intelligent dans de nombreuses applications industrielles, en raison de ses caractéristiques fortes telles que:

- Capacité d'apprentissage ;
- Parallélisme massif ;
- Adaptation rapide ;
- Capacité d'approximation inhérente et tolérance élevée.

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) ont fait l'objet d'un intérêt soutenu et de nombreux travaux depuis plus d'une vingtaine d'années à cause de leur capacité à résoudre des problèmes non linéaires par apprentissage.

Les réseaux de neurones ressemblent au cerveau humain de deux façons:

- Un réseau de neurones acquiert des connaissances par l'apprentissage.
- Les connaissances d'un réseau de neurones sont stockées dans les forces de connexion inter-neurones connues sous le nom de poids synaptiques.

RNA est un paradigme de traitement de l'information qui s'inspire de la façon dont les systèmes nerveux biologiques, tels que le cerveau, traitent l'information. Le vrai pouvoir et l'avantage des réseaux neuronaux résident dans leur capacité à représenter à la fois les relations linéaires et non linéaires et dans leur capacité à apprendre ces relations directement à partir des données modélisées.

L'élément de base d'un réseau de neurones est, bien entendu, le neurone artificiel. Un neurone contient deux éléments principaux:

- Un ensemble de poids associés aux connexions du neurone, et
- Une fonction d'activation.

Les valeurs d'entrée sont multipliées par leur poids correspondant et additionnées pour obtenir la somme [144].

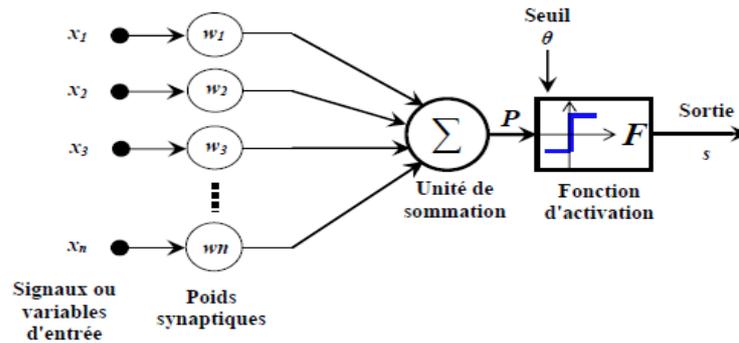


Figure II.5: Modèle de base d'un neurone formel

Les paramètres w_i reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques ou tout simplement poids. La sortie du neurone est donnée par [144] :

$$\text{sortie} = f(x) \text{ avec } x = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (\text{II. 3})$$

Où :

x est l'état d'activation du neurone.

f est la fonction d'activation.

w est le paramètre de pondération.

Les réseaux de neurones sont constitués des neurones élémentaires connectés entre eux par l'intermédiaire des poids qui jouent le rôle des synapses. L'information est portée par la valeur de ces poids tandis que la structure de réseau de neurone ne sert qu'à traiter cette information et à l'acheminer vers la sortie. Cela signifie que ses agents (neurones) s'organisent et modifient leurs liens mutuels lors d'une procédure fondamentale qui est l'apprentissage. Pour une tâche précise, l'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids w_i .

II.6 Combinaison des RNA et de la logique floue

Avec les réseaux de neurones et la logique floue, diverses combinaisons de ces deux méthodes ont été développées depuis 1988. Elles ont donné naissance aux systèmes neuro-flous qui sont le plus souvent orientées vers la commande de système complexe et les problèmes de classification. Les systèmes Neuro-flous permettent de combiner les avantages de deux techniques complémentaires. La figure II.6 résume le principe du système neuro-flou qui représente l'intersection entre la logique floue et les réseaux de neurones.

Un système neuro-flou ne devrait par contre pas être vu comme un système expert (flou), et il n'a rien à voir avec la logique floue dans le sens stricte du terme. On peut aussi noter que les systèmes neuro-flous peuvent être utilisés comme des approximateurs universels [145].

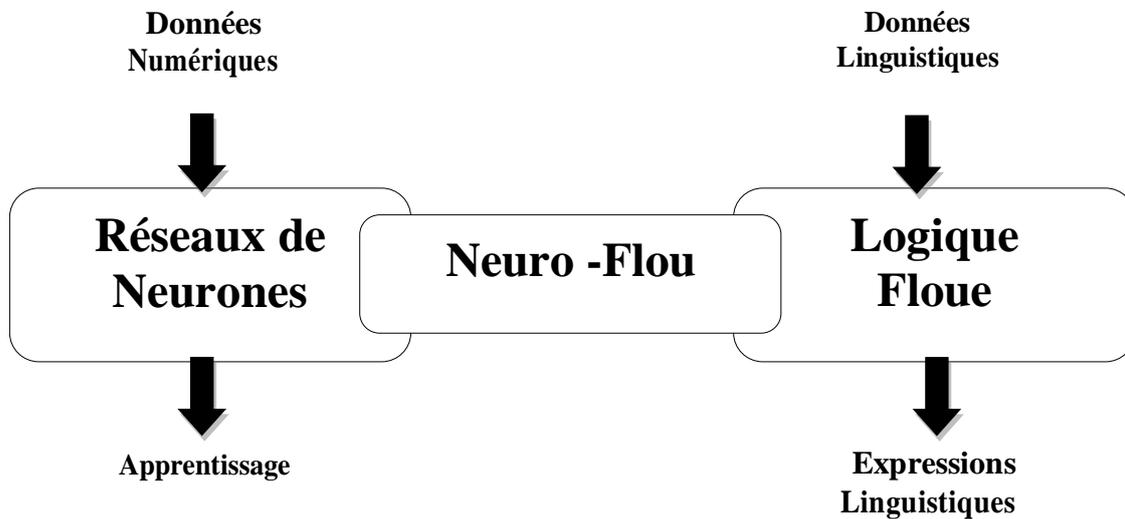


Figure II.6: Le système neuro-flou.

Nous exposons dans la section suivante les principes de base et les fondations de l'architecture de réseau d'ANFIS et sa règle d'apprentissage hybride.

II.6.1 Systèmes d'inférence neuro-flou adaptatifs ANFIS

Dans les paragraphes ci-dessous nous traitons les notions de base du régulateur ANIFS.

Le système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS: Adaptif Neural Fuzzy Inference System) a été développé au début des années 90 par Jang (1993) [146]. ANFIS représente un système à inférence floue mis en application dans le cadre des réseaux adaptatifs [147]. Il utilise la procédure d'apprentissage hybride.

ANFIS combine les concepts de la logique floue et des réseaux neuronaux [148] pour former un système hybride intelligent qui améliore la capacité d'apprendre et de s'adapter automatiquement. Les systèmes hybrides sont en général utilisés pour la modélisation et les prédictions dans divers systèmes d'ingénierie. ANFIS a été largement utilisé dans de nombreux domaines, tels que l'identification des systèmes, le contrôle flou et le traitement des données, etc. [149].

Ce modèle donne de très bons résultats en ce qui concerne la poursuite de trajectoire, l'approximation non linéaire, la commande dynamique et le traitement du signal. Cette méthode sera détaillée dans ce qui suit [150].

II.6.1.1 Architecture de l'ANFIS

ANFIS est un modèle de génération automatique de règles floues basé sur le modèle d'inférence de Takagi Sugeno [151]. Son schéma architectural est donné par figure (II.7). Elle comporte cinq blocs fonctionnels (base des règles, base de données, une unité de prise de décision, une interface de fuzzification et une interface de défuzzification) qui sont générés en utilisant cinq couches de neurones [152]-[153].

La figure II.7 présente l'architecture d'un ANFIS, dans laquelle un cercle indique un noeud fixe, et un carré indique un noeud adaptatif. Les x et y sont les entrées, et f sont les ensembles flous, la sortie dans la région floue spécifique par les règles floues. Parmi différents types de modèle flou, le modèle flou de Sugeno est le plus largement appliqué pour son haute interprétabilité et efficacité de calcul.

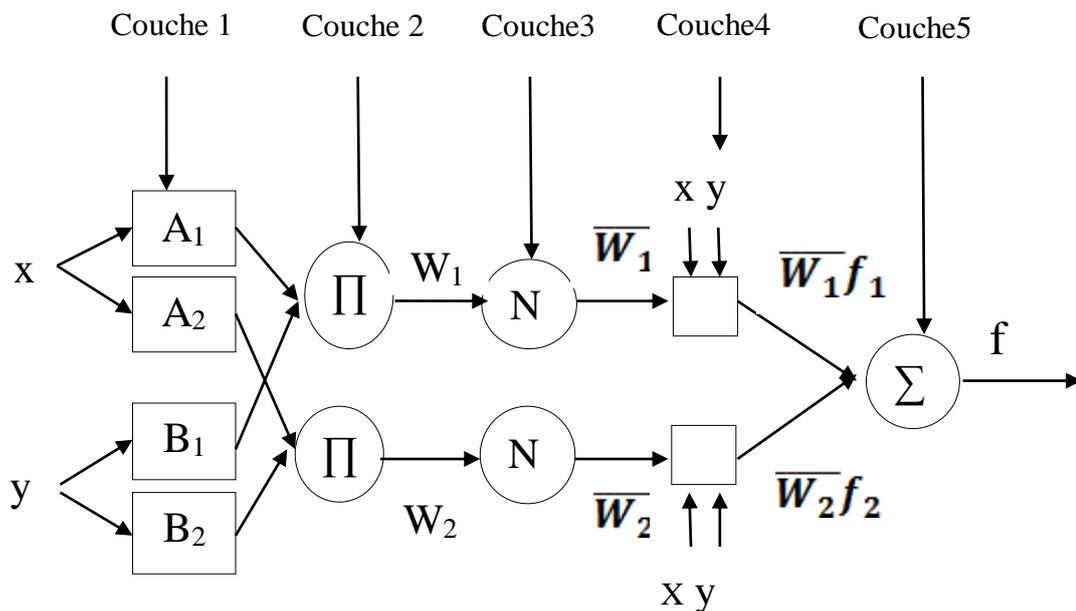


Figure II.7 : Structure d'un ANFIS [154].

Pour un modèle flou de Sugeno du premier ordre, un ensemble typique de règles avec deux règles floues (si-alors) peut être exprimé comme :

$$\text{R\`egle 1 : Si } (x \text{ est } A_1) \text{ et } (y \text{ est } B_1) \text{ Alors } f_1 = (p_1 x + q_1 y + r_1) \quad (\text{II.4})$$

$$\text{R\`egle2 : Si } (x \text{ est } A_2) \text{ et } (y \text{ est } B_2) \text{ Alors } f_2 = (p_2 x + q_2 y + r_2) \quad (\text{II.5})$$

Correspondant à l'architecture d'ANFIS qui se compose de cinq couches.

Couche 1 : Génération du degré d'appartenance :

Les neurones adaptatifs $A_i (B_i)$ calculent les degrés d'appartenance, l'ensemble des paramètres caractérise les fonctions $A_i (B_i)$. Les paramètres correspondant sont appelés paramètres de la prémisse $\{a_i, b_i, c_i\}$

Chaque noeud i dans la première couche utilise une fonction de noeud donnée par :

$$O_i^1 = \mu_{A_i}(x) \quad i = 1,2 \quad (\text{II.6})$$

$$O_i^1 = \mu_{B_i}(x) \quad i = 1,2 \quad (\text{II.7})$$

Où : μ_A et μ_B peuvent être n'importe quelle fonction d'appartenance floue (MF).

$$\mu_{A_i} = \begin{cases} 0 & e \leq a_i \\ \frac{e - a_i}{b_i - a_i} & a_i \leq e \leq b_i \\ \frac{c_i - a_i}{c_i - b_i} & b_i \leq e \leq c_i \\ 0 & c_i \leq a_i \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Couche 2 : Génération du poids de la règle i :

Chaque nœud circulaire appelé II dans cette couche correspond à une règle floue Sugeno. Il reçoit les sorties des nœuds de fuzzification et calcule son activation. La conjonction des antécédents est réalisée avec l'opérateur produit.

Chaque nœud dans cette couche calcule la force d'activation d'une règle par multiplication :

$$O_i^2 = w_i = \mu_{A_i}(x) \cdot \mu_{B_i}(y) \quad i = 1,2 \quad (\text{II.9})$$

Couche 3 : Normalisation des poids de la règle i :

Chaque nœud de cette couche est un nœud circulaire appelé N . Il calcule le degré d'activation normalisé d'une règle floue donnée. La valeur obtenue représente la contribution de la règle floue au résultat final.

Le $i^{ème}$ nœud dans cette couche calcule le rapport de la force d'activation de la $i^{ème}$ règle par rapport à la somme des forces d'activation de toutes les règles.

Les neurones N sont neurones fixes, ils effectuent la normalisation de la valeur de vérité de la règle (poids).

$$O_i^3 = \overline{W}_i = \frac{W_i}{W_1 + W_2} \quad i = 1, 2 \tag{II.10}$$

Couche 4 : Calcul de la sortie des règles :

Chaque nœud de cette couche est un nœud carré. Dans cette couche, chaque nœud i a la fonction suivante :

$$O_i^4 = \overline{W}_i f_i = \overline{W}_i (p_i x + q_i y + r_i) \tag{II.11}$$

Couche 5 : Faire la somme de toutes les entrées à partir de la couche 4.

Elle comprend un seul nœud qui fournit la sortie de l'ANFIS en calculant la somme des sorties de tous les nœuds de défuzzification. C'est-à-dire, le seul nœud dans cette couche calcule la sortie globale comme somme de tous les signaux entrants, ce qui est exprimée par :

$$O_i^5 = \sum_{i=1}^2 \overline{W}_i f_i = \frac{w_1 f_1 + w_2 f_2}{w_1 + w_2} \tag{II.12}$$

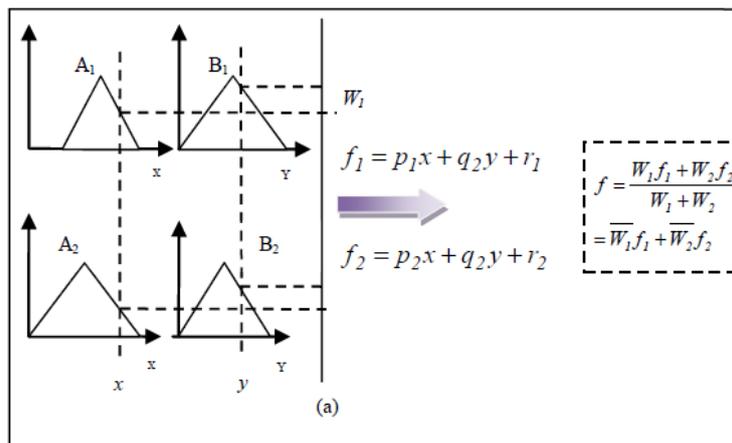


Figure II.8 : Partie défuzzification

Les paramètres prémisses sont identifiés par la méthode de descente de gradient et les paramètres conséquents sont reconnus par la méthode des moindres carrés. Les paramètres conséquents ainsi identifiés sont optimaux à la condition que les paramètres prémisses sont fixés.

ANFIS est l'un de tous premiers systèmes neuro-flou qui existent. Il est très cité dans la littérature car il a prouvé son efficacité au fil du temps avec son algorithme d'apprentissage simplifié.

II.6.1.2 Algorithmes d'apprentissage

ANFIS emploie un algorithme d'apprentissage hybride, c'est-à-dire, la combinaison de la méthode de descente de gradient de rétro-propagation et de la méthode des moindres carrés. Le procédé d'adaptation des paramètres de l'ANFIS est divisé en deux étapes. Pour la première étape de l'entraînement des paramètres conséquents, la méthode des moindres carrés est utilisée, vu que la sortie de l'ANFIS est une combinaison linéaire des paramètres conséquents. Les paramètres de prémisse sont fixés à cette étape. Après ajustement des paramètres conséquents, comme deuxième étape l'erreur d'approximation est rétro propagée au travers de chaque couche pour mettre à jour les paramètres de prémisse. Cette partie de la procédure d'adaptation est basée sur le principe de la descente du gradient.

II.6.1.3 Avantages de l'ANFIS [155]

Les avantages de cette technique sont :

- Réduction de la taille de la base de règles: il suffit d'avoir des règles générales, les détails seront fournis par le RN.
- Réduction de la complexité de l'apprentissage: le RN doit simplement apprendre les cas particuliers ou les exceptions, pas le problème complet.
- Efficacité immédiate dès le début de l'apprentissage et possibilité d'éviter des comportements initiaux erratiques.
- Exploitation de la connaissance disponible, grâce à la base de règles.
- Temps de calcul de la commande est réduit (le temps consommé par la procédure de défuzzification est évité), moins de règles nécessaires pour réaliser une tâche donnée.
- Simplicité de le mettre sous forme de réseau adaptatif non linéaire.

II.7 Conclusion

Dans le but de permettre au lecteur de se faire une idée globale sur les différentes approches de commande, nous avons exposé en premier lieu une classification des stratégies de contrôle de vitesse et de position des moteurs piézoélectriques. Quatre classes

de stratégies ont été définies sur la base de la grandeur de commande : la classe des approches utilisant la variation de la fréquence, celles utilisant la variation de la différence de phase ou la variation de l'amplitude des tensions d'excitation de moteur piézoélectrique et enfin, la classe des approches regroupant les stratégies hybrides impliquant à la fois deux grandeurs de commande. Ainsi, notre choix s'est porté sur les approches de contrôle par la variation de la fréquence des tensions d'excitation en raison de la simplicité du système d'entraînement, d'une part, et de la flexibilité de la plage de contrôle, d'autre part.

En second lieu, nous avons passé en revue un état de l'art des travaux réalisés sur la commande des moteurs piézoélectrique. De ce fait, les techniques de commande utilisées, les structures intelligentes basées sur les concepts tels que la logique floue, les réseaux de neurones et les réseaux neuro-flous ont été présentées. En effet, une analyse approfondie des travaux exposés a permis de dresser les constats suivants :

- De nombreux travaux, portant sur la commande des moteurs piézoélectriques, ont utilisé les contrôleurs PID et PI dans le contrôle de vitesse et de position [113]-[114]. La difficulté d'établissement ou l'absence d'un modèle globale entrave la définition des paramètres des contrôleurs de manière à répondre aux exigences de performance.
- Malgré que l'ensemble des méthodes de commande présenté dans cet état de l'art ont montré une certaine efficacité, les caractéristiques des moteurs piézoélectriques, qui sont sensibles aux variations de température et de charge, entraînent une détérioration des performances de contrôleurs prédéfinies tels que les PID, les PI, les contrôle par mode glissant,....
- Pour pallier ces problèmes, plusieurs chercheurs ont opté pour les techniques intelligentes qui sont plus adaptées à la commande des moteurs piézoélectriques du fait qu'elles sont à même de prendre en considération la non linéarités des moteurs ainsi que la variation de leurs caractéristiques.

Ainsi, dans le cadre de cette thèse, nous optons dans le chapitre suivant pour les techniques intelligentes comme outils de commande. Notre choix s'est porté sur deux techniques à savoir, le contrôleur flou et le contrôleur ANFIS.

La dernière partie du chapitre a été consacrée à la présentation de quelques rappels sur la logique floue et les réseaux de neurones ainsi que les outils de commande que nous allons exploiter dans les contributions de ce travail de thèse.

Dans le prochain chapitre, nous aborderons la conception et la validation des techniques de commande proposées et appliquées au moteur piézoélectrique à onde progressive type AWM90.

Chapitre III

Commande en fréquence du moteur piézoélectrique AWM90

III.1 Introduction

Les stratégies de commande présentées dans le deuxième chapitre présentent des solutions fiables à la commande de différents prototypes de moteurs piézoélectriques. Néanmoins, l'application de ces types de commande au cas du moteur piézoélectrique à onde progressive de type Daimler-Benz (AMW90 – X) n'a pas été étudiées dans la littérature. De ce fait, le présent chapitre est consacré à la commande en fréquence du moteur ultrasonique AMW90. Deux types de contrôleurs, flou et ANFIS, sont synthétisés. Nous présentons ensuite en deux étapes les résultats de simulation des contrôleurs proposés en utilisant les deux modèles présentés dans le premier chapitre, à savoir, les modèles avec et sans considération de la déformation de cisaillement. Dans la première phase, nous exposons les résultats de simulation de la vitesse du moteur en fonctionnement à vide. Cependant, la deuxième phase est dédiée à l'étude du fonctionnement en charge. Par la suite, nous comparons les performances des deux contrôleurs afin de mettre en exergue le contrôleur le plus performant. La pertinence, des résultats de simulation obtenus, est validée par comparaison aux valeurs expérimentales des autres chercheurs [89].

Description et simulation du moteur Daimler-Benz AMW90

Le moteur piézoélectrique à onde progressive type Daimler-Benz (AMW90 – X) possède des caractéristiques très intéressantes en termes de puissance utile, vitesse de rotation, poids...etc. Notre choix de consacrer ce travail de thèse au moteur Daimler-Benz AMW90 est le fruit d'une étude comparative avec les moteurs USR commercialisés par la firme Shinsei.

Tableau III.1 Comparaison des puissances massiques.

Référence du moteur	Puissance Utile [w]	Vitesse De rotation [tr/mn]	Poids [kg]	Puissance Massique [w/kg]
USR60 [156]- [157]	5	100	0.260	19.23
USR30 [156]- [157]	1.3	250	0.045	28.88
Daimler-Benz (AMW90 – X) [106]	41	60-100 tr / min	0.2217	184.93

Comme le montre le tableau III.1, le moteur Daimler-Benz AMW90 est plus performant du point de vue puissance massique par rapport aux autres moteurs USR.

Dans les paragraphes suivants, nous détaillons, dans les résultats de simulation les performances du moteur piézoélectrique AMW90. Ainsi, les deux modèles analytiques présentés dans le chapitre 2 seront simulés, dans les deux cas de modèle, avant et après considération de la déformation de la zone de contact (déformation de cisaillement) [89]- [102].

III.2.1 Simulation des performances du moteur Daimler-Benz AMW90

A l'aide du modèle théorique établi dans le chapitre précédent, nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulation du fonctionnement du moteur considéré. Cette simulation permet d'apprécier au mieux les performances du moteur en question dans les deux modes opératoires possibles : fonctionnement à vide et en charge.

En ce qui concerne l'outil de simulation, notre choix s'est porté sur l'Environnement de Développement Intégré (EDI) MATLAB/Simulink vue son efficacité. Les paramètres de simulation ont été relevés après des mesures effectuées par le groupe de travail de Daimler-Benz à Francfort [158].

La figure III.1 montre l'architecture développée, sur MATLAB/Simulink, du modèle du moteur AWM90.

$V_1(t), V_2(t)$: Tension d'excitation

F_r : Fréquence de résonnance

W_1, W_2 : Amplitude des ondes stationnaires

W_{max} : Amplitude maximale de l'onde progressive

Ω : Vitesse angulaire

θ : Position angulaire

T : Couple moteur

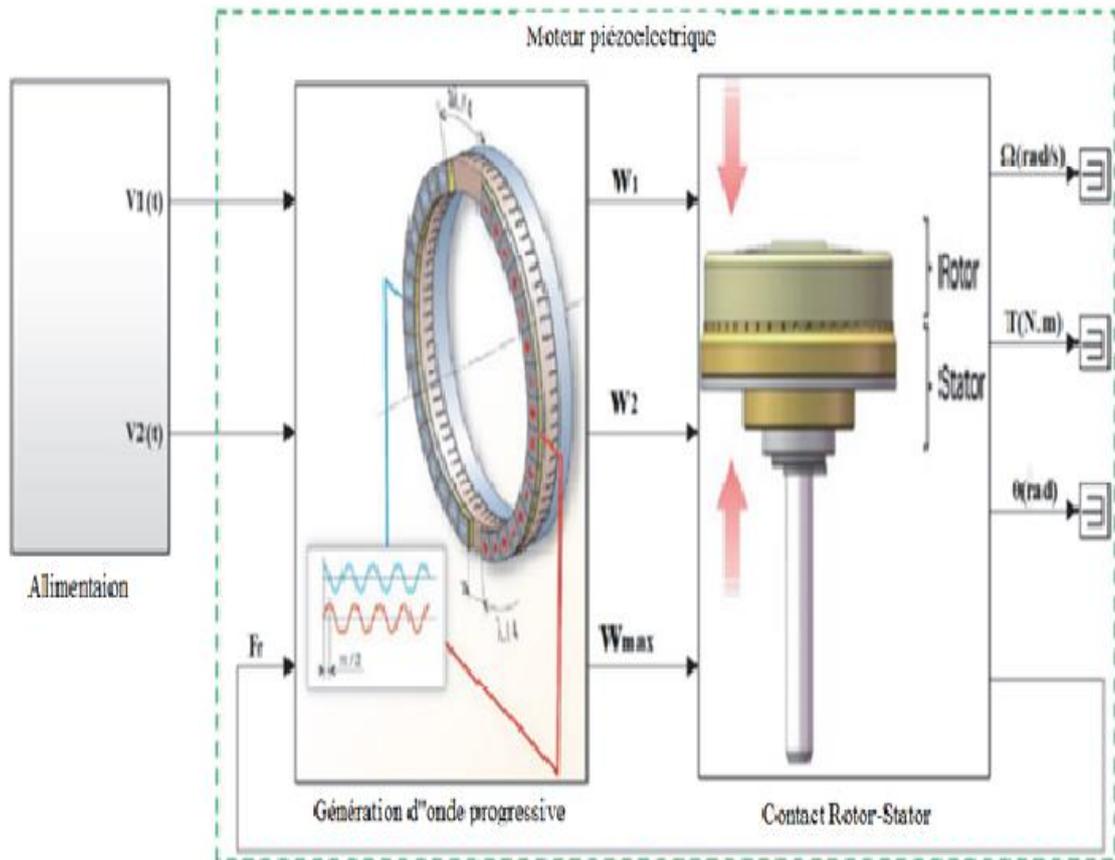


Figure III.1: Architecture du modèle du moteur AWM90 sur MATLAB/Simulink.

III.2.1.1 Simulation du fonctionnement à vide

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation du fonctionnement à vide du moteur **AWM90**. Ainsi, les différentes caractéristiques sont présentées dans les figures III.2-III.4.

De manière simple, quand le stator démarre, la vitesse du rotor augmente de sa valeur initiale nulle à une certaine valeur constante. De même, le stator doit fournir au démarrage un grand couple, qui tend vers zéro à l'état permanent. C'est ce qu'on voit clairement (Fig. III-2(a), (b)) à partir de 3 ms.

Par ailleurs, les figures (III-2 (a), (b)) montrent que les fluctuations du couple moteur, dans le cas de la prise en considération de la déformation de cisaillement, sont plus importantes durant le régime transitoire.

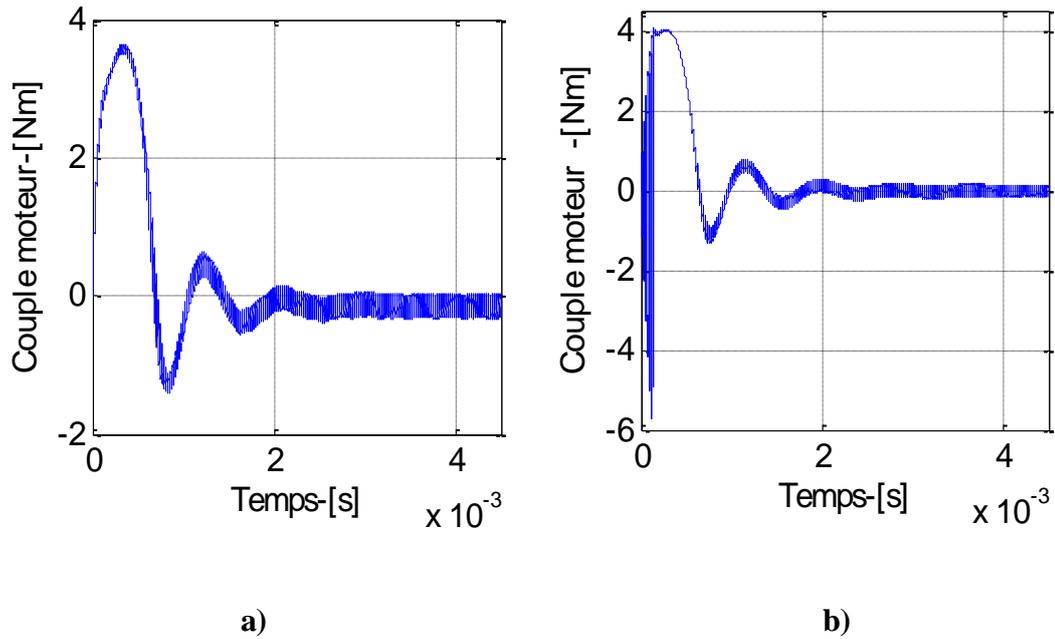


Figure III-2 : Evolution du couple moteur en fonctionnement à vide, a) sans déformation de cisaillement, b): avec déformation de cisaillement.

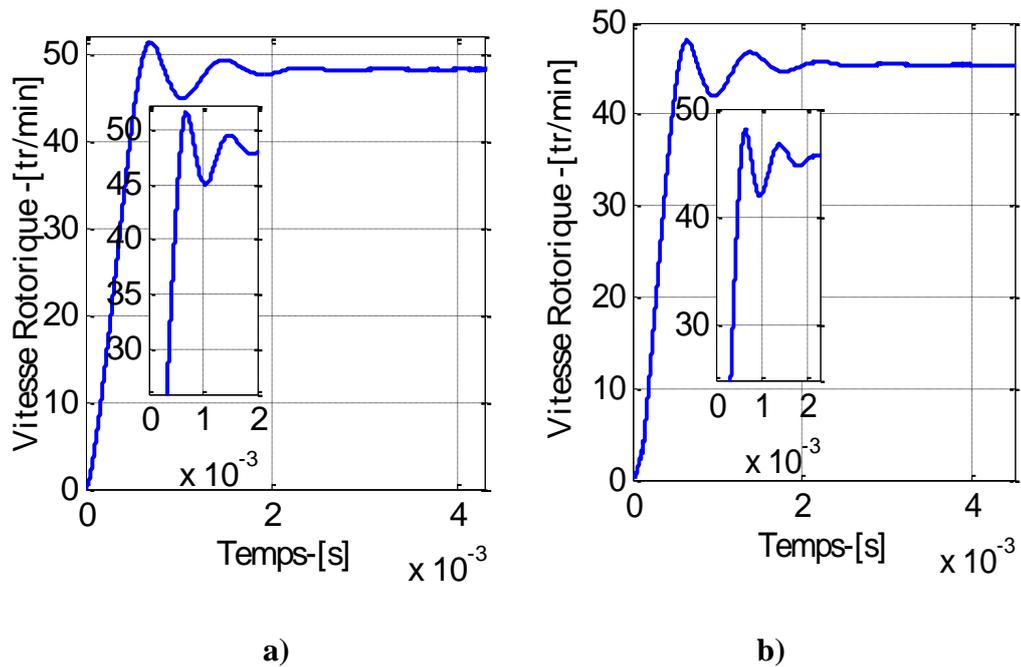


Figure III-3 : Evolution de la vitesse rotorique en fonctionnement à vide, a) sans déformation de cisaillement, b) avec déformation de cisaillement.

En ce qui concerne les caractéristiques des vitesses rotoriques, illustrées dans les figures III-3 (a) et (b), nous remarquons que la réponse du moteur est extrêmement rapide par rapport aux actionneurs électromagnétiques classiques. C'est l'un des avantages les plus recherchés d'un moteur piézoélectrique à onde

progressive. Cet avantage est très utile dans les applications qui nécessitent un tel comportement, par exemple les actionneurs de robot et les appareils photo à mise au point automatique (auto-focus). De même au démarrage du moteur, nous signalons la présence de quelques fluctuations qui sont dues à l'effet direct de la non stabilité de la position des points de non glissement au niveau de la zone de contact.

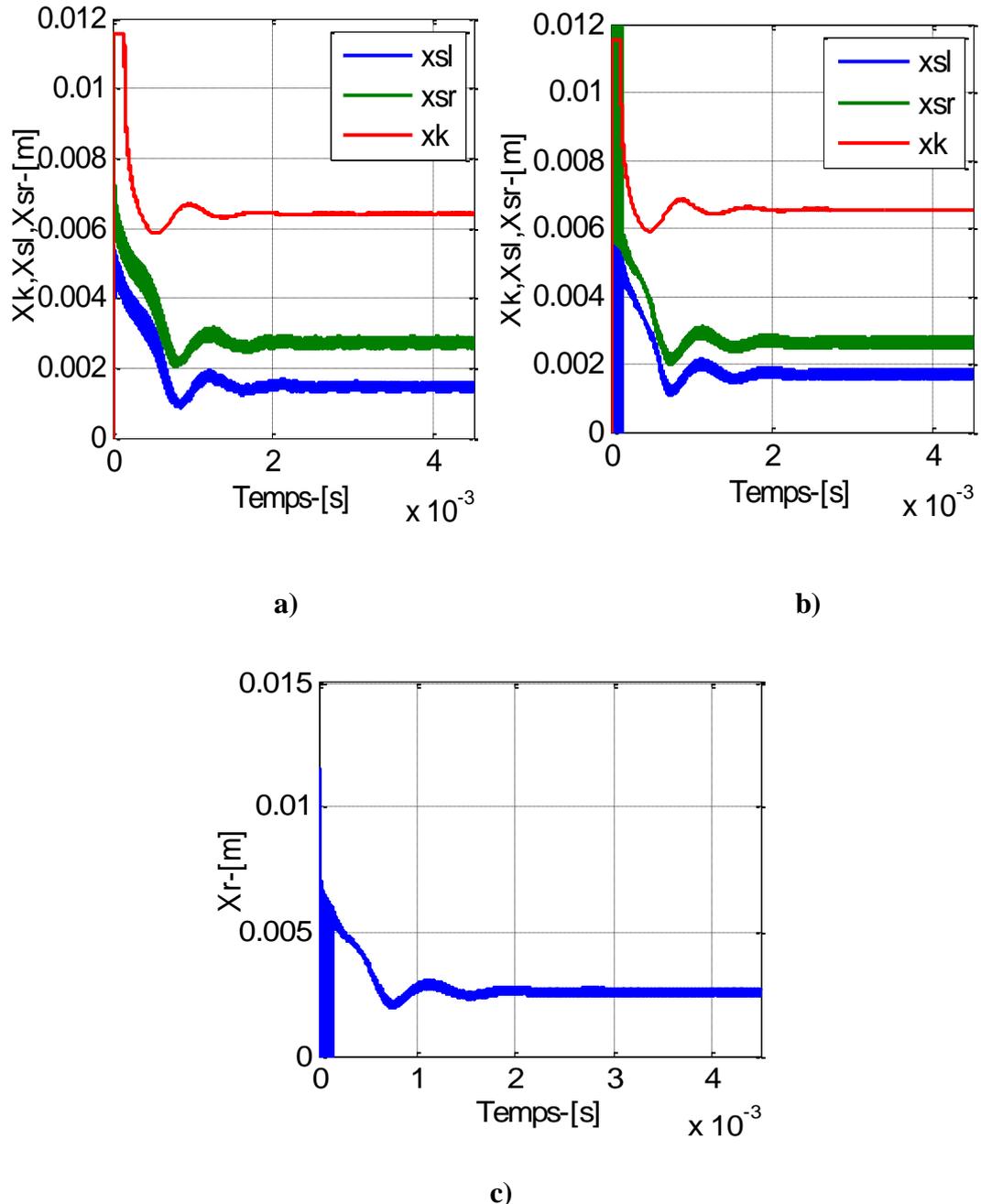


Figure III-4: Evolution des points de non glissement pour le fonctionnement à vide du moteur, a) sans déformation de cisaillement, b) avec déformation de cisaillement, c) Evolution du point de non glissement X_r décalé pour le fonctionnement à vide avec déformation de cisaillement.

La Figure III-4 (a) présente l'évolution dans le temps des points de non glissement. Au début, la position de ces points est loin de la crête d'onde, ce qui signifie que dans la zone de contact, il n'existe que des zones d'entraînement. Mais dans la phase de stabilité du moteur (l'état permanent), la valeur des points de non glissement est constante. La zone d'entraînement se rétrécit de sorte qu'il n'y ait pas ou peu de glissement au niveau de l'interface rotor/stator.

III.2.1.2 Simulation du fonctionnement en charge

Dans cette section, nous étudions le comportement dynamique du moteur piézoélectrique chargé avec différentes valeurs de couple résistant. Ces essais ont pour objectifs de mettre en exergue les performances du moteur ainsi que le comportement dynamique de l'interface stator/rotor.

Les paramètres du moteur Daimler-Benz (AMW90 – X), qui ont été utilisés pour simuler le modèle analytique sont exposés dans l'**annexe1**. La fréquence de conduite étant choisie égale à la fréquence de résonance puisque les deux fréquences sont très proches. Par ailleurs les caractéristiques vitesse-fréquence du moteur ultrasonique dépendent des variations de la charge [102]. La vitesse décroît quand la charge augmente. La stratégie de contrôle consiste à comparer la vitesse de retour (feedback speed) avec la vitesse de référence en utilisant un, des deux contrôleurs. Le paramètre de contrôle étant la fréquence, tenant compte de la simplicité et de la robustesse de cette stratégie, comme le préconise la littérature [19]-[20] -[21]

On considère la valeur 45.4 tr/mn, comme vitesse de référence (V_{ref}) qui correspond en fait au fonctionnement du moteur à vide. Cette valeur est proche de la valeur expérimentale obtenue par Kandare et Wallaschek [89]-[102]. Cependant la fréquence de conduite optimale était prise égale à 44.68 kHz, proche de la fréquence anti-résonance expérimentale (43.425 kHz) mesurée aussi par Kandare et Wallaschek [89]. A cette fréquence, le courant d'entrée et par conséquent les pertes dans les céramiques piézoélectriques sont minimales tel que rapporté dans les précédents travaux [102]. La différence des valeurs de la fréquence était attribuée au phénomène tribologique agissant dans la zone de contact entre le rotor et le stator. Les caractéristiques de la vitesse du moteur étudié sont illustrées dans la figure III-5.

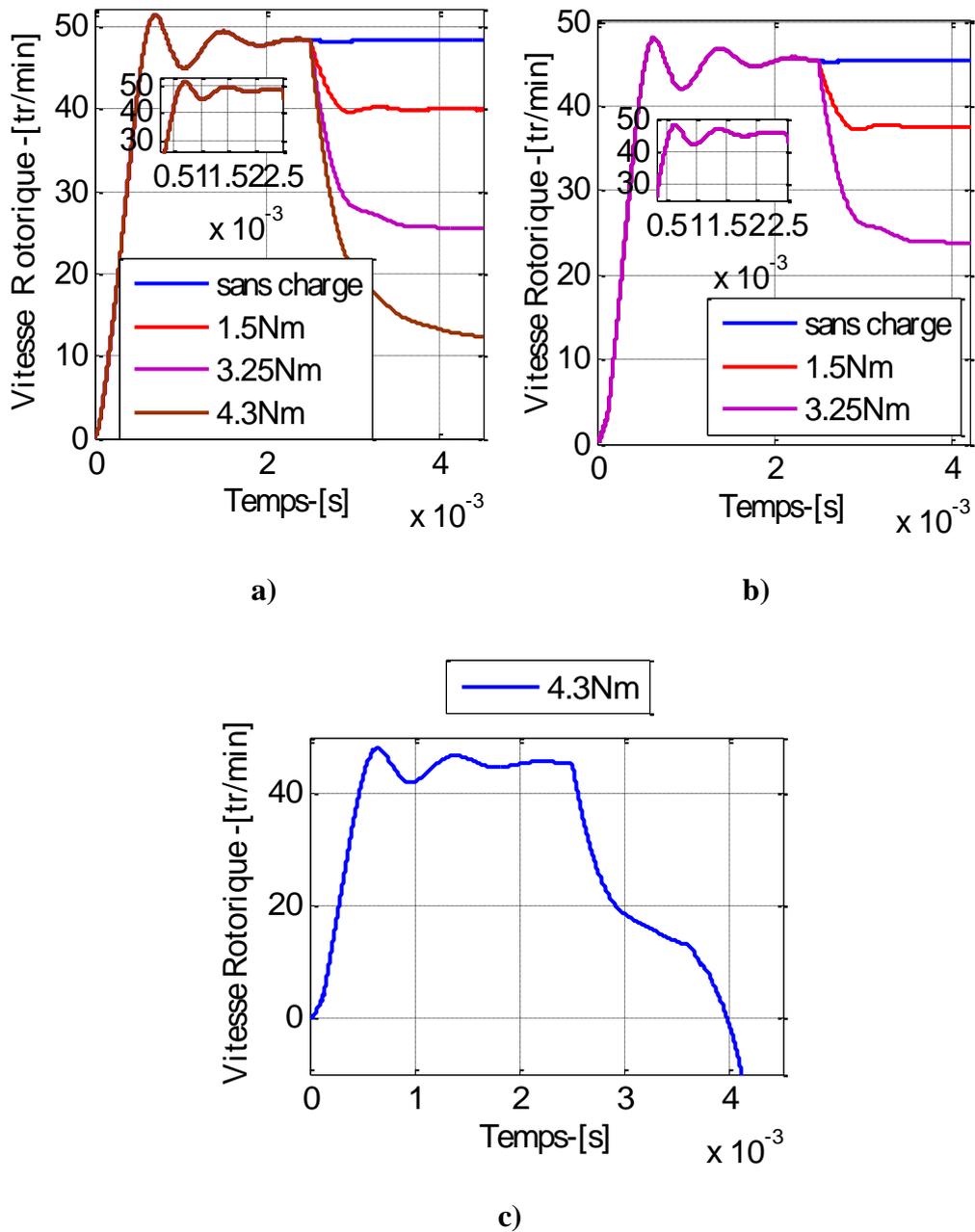


Figure III-5 : Evolution de la vitesse rotorique pour différentes charges, a) sans déformation de cisaillement, b),c) avec déformation de cisaillement.

La comparaison des caractéristiques de vitesse pour les différentes valeurs de charges étudiées, avec et sans considération de la déformation de cisaillement, a montré une nette différence que cela soit au régime transitoire qu'au régime permanent. Pour un grand couple résistant (égale à 4.3Nm) les caractéristiques de la vitesse rotorique montrent bien que la déformation de cisaillement a un effet résistant qui peut conduire au freinage.

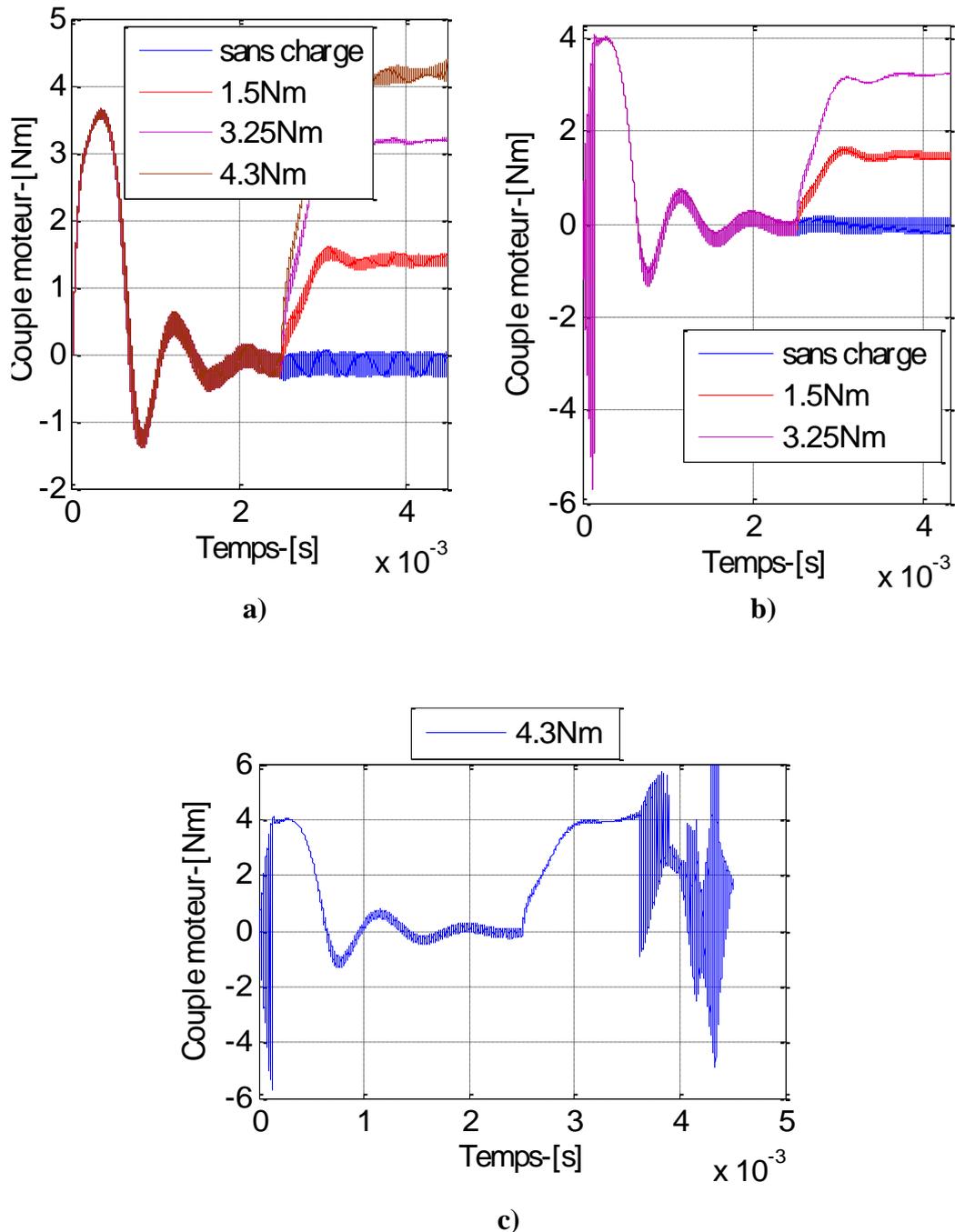


Figure III- 6 : Evolution du couple moteur pour différentes charges ; a) sans déformation de cisaillement, b) avec déformation de cisaillement.

Par ailleurs, la figure III-6 montre les différents tracés de l'évolution du couple moteur obtenus pour plusieurs valeurs de charges. Comme on s'y attendait, l'application d'un couple résistant sur l'arbre du rotor a comme conséquence l'augmentation du couple fourni par le stator, pour pouvoir entraîner cette charge. Celle-ci éloigne les points de non glissement de la crête d'onde ; tandis que les zones freinantes se rétrécissent puisque la vitesse du rotor est égale à la vitesse horizontale

du stator aux points de non glissement. Le déplacement des points de non glissement à la partie inférieure du profil de vitesse fait ralentir le rotor.

En revanche, les effets de la déformation de cisaillement sur le comportement dynamique sont plus évidents sur les caractéristiques du couple moteur (Figures III-6 (b)). Sur ces caractéristiques nous signalons la diminution de la durée du régime transitoire.

III.3 Commande de la vitesse du moteur piézoélectrique à onde progressive type AWM90

Comme nous l'avons mentionné dans les chapitres précédents, nous faisons abstraction des régulateurs classiques de type P, PI et PID. Ceci est justifié par leur faiblesse vis-à-vis du caractère non-linéaire de la caractéristique vitesse-fréquence (figure II.2). En effet, la réponse du système (moteur commandé), serait à ce moment, dépendante du point de fonctionnement et dans le cas le plus défavorable, elle peut même devenir instable.

Pour pallier ce problème, nous appliquons dans ce qui suit les deux types de contrôleurs suivants, le contrôleur flou et le contrôleur ANFIS. Notre choix a été suffisamment argumenté dans la section II.3 du deuxième chapitre. De même, nous préférons l'utilisation de la fréquence d'excitation comme grandeur de commande. Le schéma synoptique de la boucle de commande est présenté dans la figure III.7.

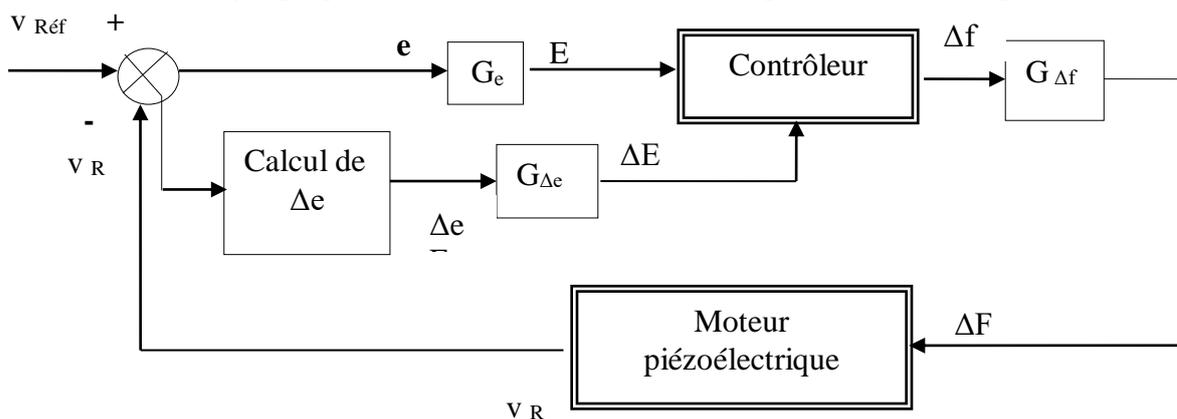


Figure III- 7 : Schéma synoptique de la boucle de commande .

Notons que $V_{Réf}$ et V_R représentent respectivement la vitesse de référence et la vitesse rotorique mesurée. Les deux entrées du contrôleur sont l'erreur sur la vitesse et sa variation. L'erreur sur la vitesse notée e est définie par :

$$e = V_{ref} - V_R \quad (\text{III.1})$$

La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) = e(k + 1) - e(k) \quad (\text{III.2})$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la fréquence d'alimentation notée Δf .

Les trois grandeurs, E , Δe et Δf sont normalisées comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} E = G_e e \\ \Delta E = G_{\Delta e} \Delta e \\ \Delta F = G_{\Delta f} \Delta f \end{array} \right. \quad (\text{III.3})$$

Où G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta f}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation. Ils jouent un rôle déterminant dans l'amélioration des performances statiques et dynamiques de la commande.

Nous rappelons que l'évolution (le rétrécissement) de la zone de contact est calculée comme suit, $\Delta X_k = X_{K_0} - X_k$.

X_{K_0} est la largeur de la zone de contact correspondante au fonctionnement à vide (charge nulle) et x_k est celle correspondante à la charge considérée.

Nous présentons dans cette section la conception et la validation en simulation des deux contrôleurs proposés. Nous comparons ensuite les résultats obtenus afin d'identifier le contrôleur qui réalise le meilleur compromis entre performance, robustesse et facilité d'implémentation [41].

III.3.1 Commande à base d'un contrôleur flou

Dans cette section, nous présentons la conception et la validation en simulation du contrôleur flou proposé. Nous commençons tout d'abord par la méthodologie de conception adoptée dans ce travail. Cette dernière se résume dans les points suivants :

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;

Chapitre III Commande en fréquence du moteur piézoélectrique AWM 90

- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

La structure du contrôleur flou est expliquée abondamment dans le deuxième chapitre. Elle est composée de :

- Un bloc de fuzzification ;
- Des règles floues ;
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

Dans cette étude, nous introduisons cinq ensembles flous., on note que , si le nombre de fonctions d'appartenance augmente, la qualité du contrôle s'améliore [159] . Par contre un tel choix compliquerait l'opération et influerait sur le temps de calcul. Par conséquent, un compromis entre la qualité du contrôle et le temps de calcul est nécessaire pour choisir le nombre de variables linguistiques [159].

– . Les ensembles flous choisis sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté **NG** ;
- Négatif moyen noté **NM** ;
- Environ de zéro noté **EZ** ;
- Positif moyen noté **PM** ;
- Positif grand noté **PG** ;

Le contrôleur flou considéré utilise les fonctions d'appartenances trapézoïdales. Ce choix est motivé par la simplicité de mise en œuvre. La figure III.8 représente les fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur.

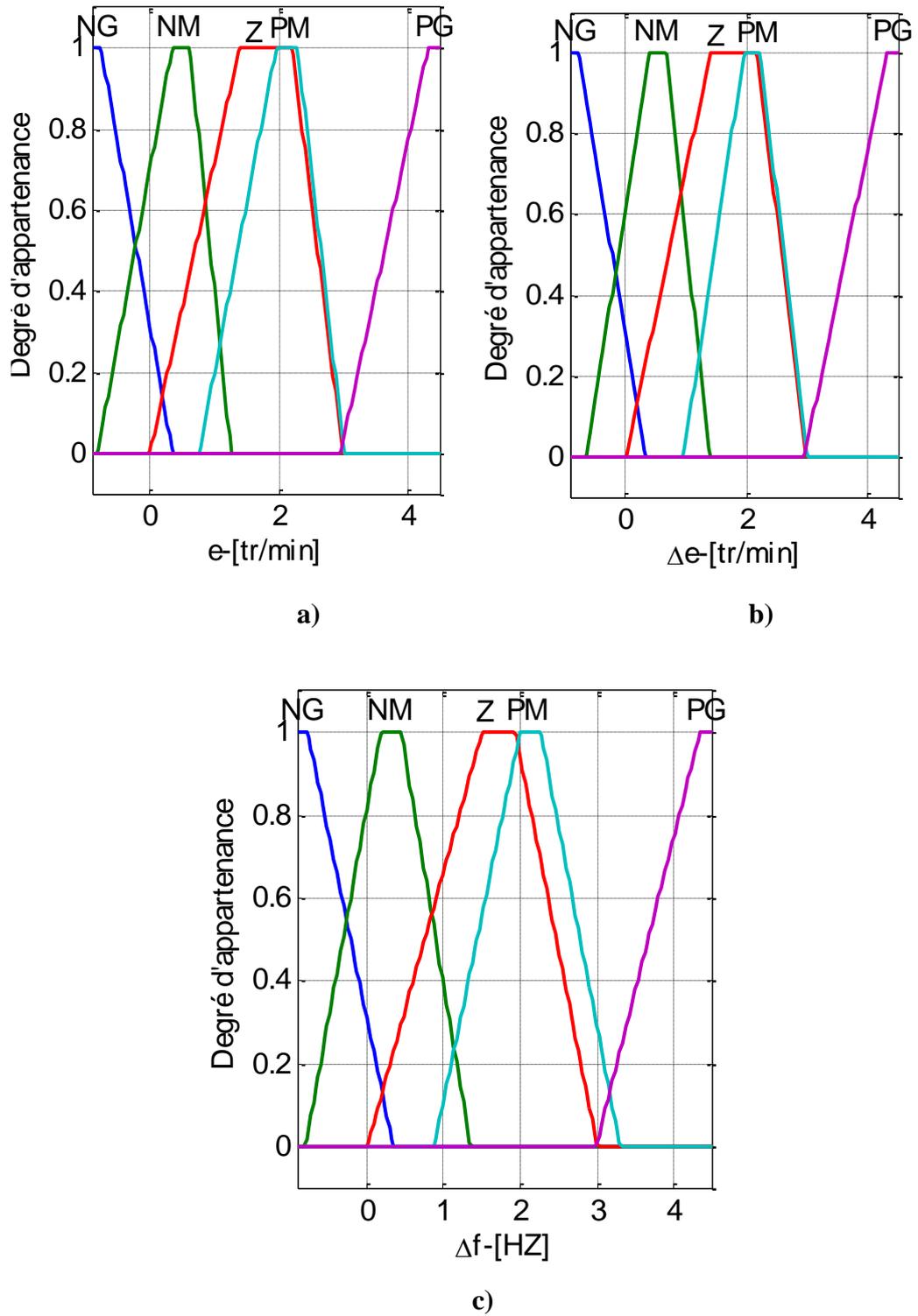


Figure. III.8 : Fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur flou.

Par ailleurs, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne alors un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci sont présentées par la matrice d'inférence (Tableau III.2).

Tableau III.2 : Matrice d'inférence du contrôleur flou.

$e \backslash \Delta e$	NG	NM	Z	PM	PG
NG	PG	PG	PG	PM	EZ
NM	PG	PG	PM	EZ	NM
Z	PG	PM	EZ	NM	NG
PM	PM	EZ	NM	NB	NG
PG	EZ	NM	NB	NB	NG

A titre d'exemple, nous présentons la règle 25: Si e est **PG** et Δe est **PG** Alors Δf est **NG**.

En ce qui concerne le bloc de défuzzification, la méthode du centre de gravité est utilisée pour le contrôleur flou proposé.

III.3.1.1 Résultats de simulation

Nous exposons dans cette section les résultats de simulation du moteur Daimler-Benz (AMW90 – X) commandé par le contrôleur flou. Deux cas de la dynamique du moteur sont abordés : le fonctionnement à vide et le fonctionnement en charge.

Comme nous l'avons mentionné ci-avant, les paramètres du moteur Daimler-Benz (AMW90 – X) sont exposés dans l'annexe1. L'amplitude des tensions d'excitation est de 570 Volts. Les deux ondes sont orthogonales et la vitesse de référence est fixée à 45.4tr/min.

a) Fonctionnement à vide

La figure III.9 montre l'évolution de la vitesse rotorique en fonction du temps. Nous remarquons que la vitesse du moteur atteint dans les deux cas, avec et sans déformation de cisaillement, la valeur de référence en un temps fini estimé à 1.2 ms. Ce qui peut être considéré comme une réponse rapide comparativement aux actionneurs électromécaniques.

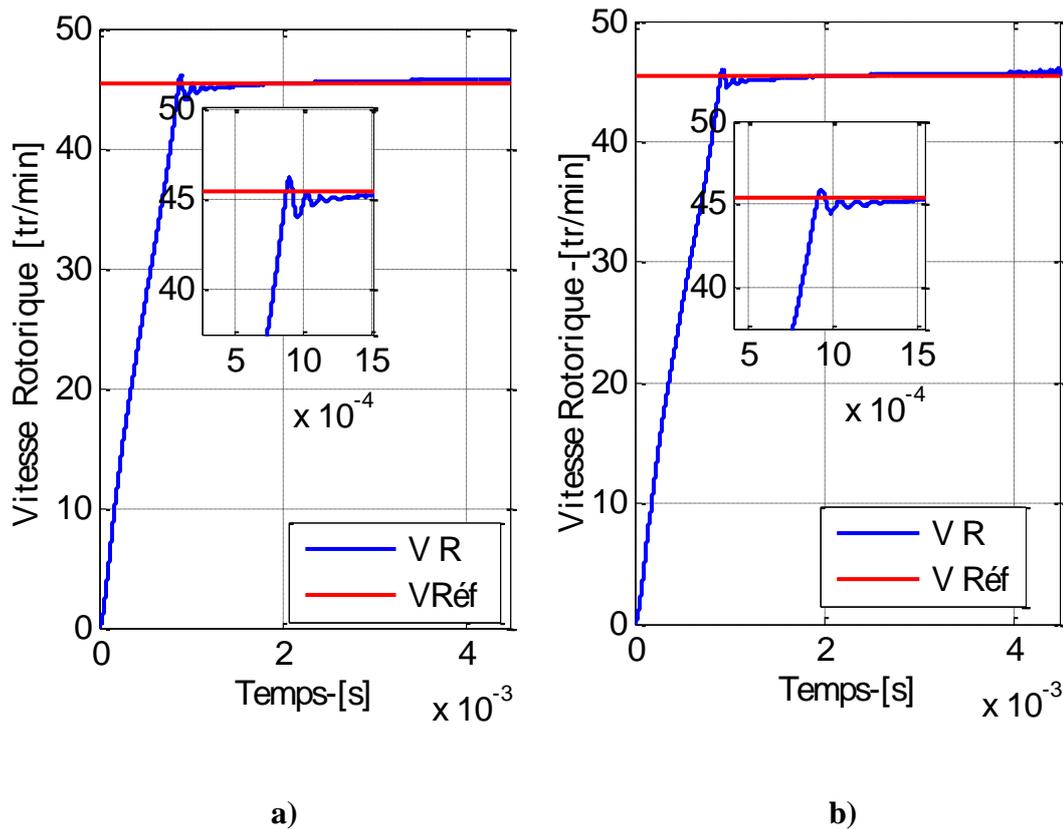


figure III.9: Evolution de la vitesse rotorique du moteur commandé par le contrôleur flou, (a) fonctionnement à vide sans déformation de cisaillement, (b) avec déformation de cisaillement.

b) **Fonctionnement en charge**

Afin de pouvoir se prononcer sur les performances du contrôleur synthétisé, nous présentons dans ce qui suit la réponse du moteur lors de l'application des différentes valeurs de couple résistant à l'instant 2.5ms. Nous commençons tout d'abord par le modèle qui ne prend pas en considération la déformation de cisaillement.

- *Sans déformation de cisaillement*

Les résultats de simulation obtenus sont illustrés dans les figures III.10 et III.11. Tout d'abord, nous remarquons que la vitesse rotorique du moteur reste insensible à l'introduction du couple de charge de 1.5 N.m (Figure III.10 (a)). Cependant, nous constatons que la dynamique du moteur devient de plus en plus sensible à la charge 2.5 Nm, comme il est illustré dans la figure III.10 (b). Ceci se traduit par des fluctuations, entre les instants 2.5ms et 3ms, autour de la valeur de référence, mais qui prennent fin à l'instant 3.6ms.

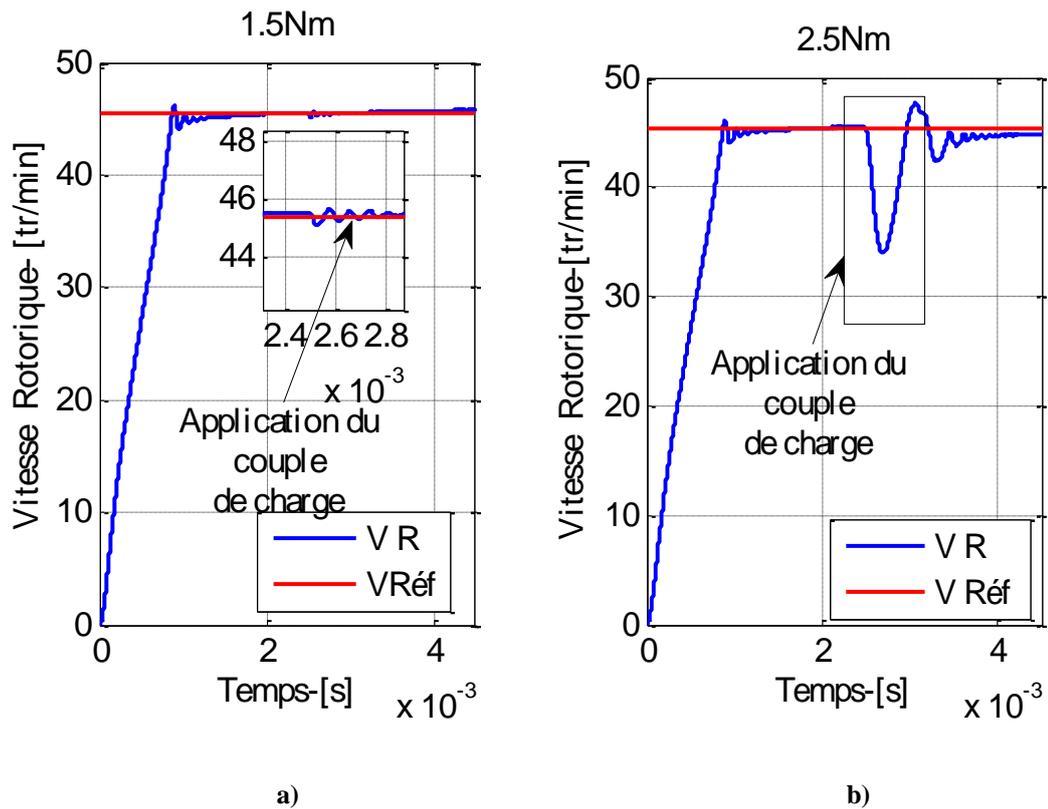


Figure III.10: Evolution de la vitesse rotorique du moteur (fonctionnement en charge, (a) charge de 1.5 N.m, (b) charge de 2.5 N.m.

Ensuite, lorsque la charge devient plus importante, par exemple 3.5N.m, nous remarquons la diminution rapide de la vitesse rotorique à l'instant 4.3ms. Ce phénomène est dû principalement à l'effet de glissement au niveau du point de contact de l'interface stator/rotor. Pour ce qui est de notre moteur, nous évaluons le couple maximal critique à 3.5 Nm et correspond à une fréquence de résonance du système égale à 44.8 kHz. Au-delà de cette valeur du couple critique, le phénomène de glissement sous l'effet de la charge (par conséquent du glissement) au niveau de l'interface stator/rotor se traduit par une dérive de la fréquence d'entraînement par conséquent de la fréquence de résonance du système. Pour une dérive de la fréquence de résonance de 44.68 kHz à 44.64 kHz (soit $\Delta f/f_0 = 0,1\%$) correspondant à une charge de 3.5Nm, la vitesse chute brutalement vers une valeur nulle et s'éloigne par conséquent de la valeur de la vitesse de référence. Dans ce sillage, la figure III.11 (b) montre le comportement du moteur pour une charge de 3.6 N.m, supérieure à la valeur critique. On voit bien que juste après démarrage, le moteur freine brutalement tendant même à tourner dans le sens inverse sous l'effet de la charge (fig.III.11,b). Dans ce cas de couple charge, la dérive de fréquence est de 0.5%. Celle-ci (la dérive) correspond à 44,47 kHz comme fréquence de conduite.

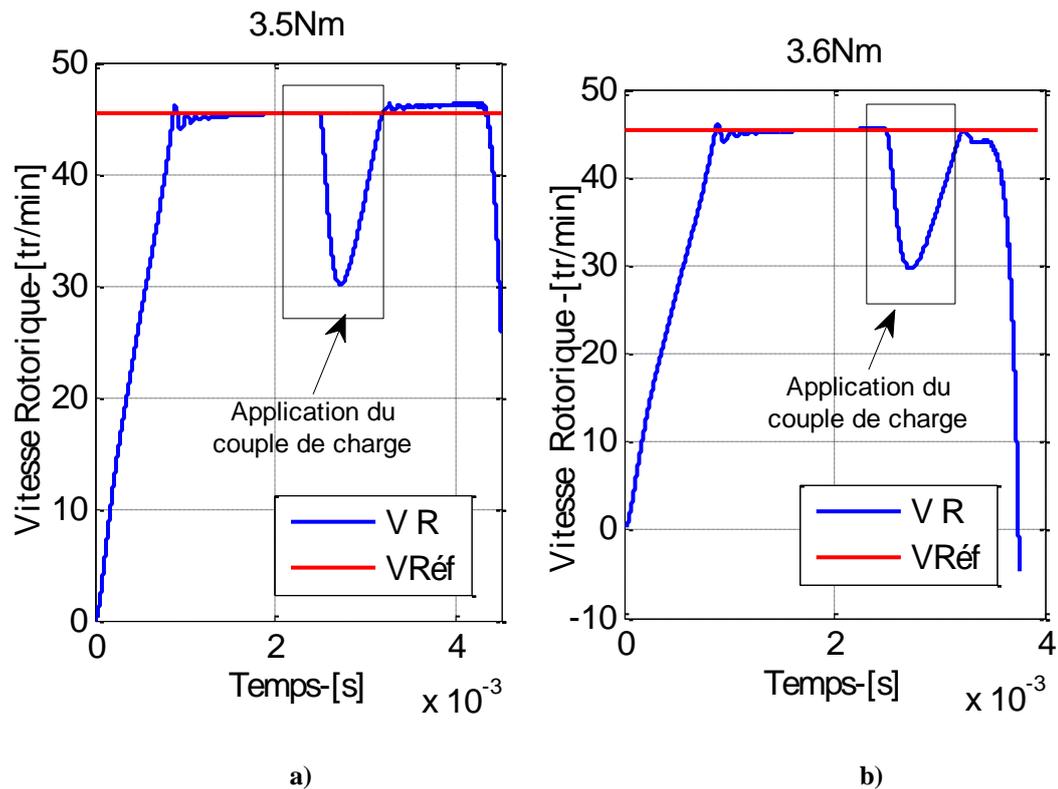


Figure III.11: Evolution de la vitesse rotorique du moteur (fonctionnement en charge), (a) charge de 3.5 N.m, (b) charge de 3.6 N.m.

- Avec déformation de cisaillement

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation en tenant compte de la déformation de cisaillement. Les figures III.12 et III.13 illustrent l'évolution de la vitesse rotorique du moteur contrôlé pour l'entraînement des charges 1.5N.m, 2.5 N.m et 2.6 N.m. Concernant la plus petite charge (1.5 Nm), le moteur, sous contrôle, reste insensible à l'introduction de la charge (figure III. 12 (a)) comme dans le cas du premier modèle (sans contrainte). La vitesse rotorique suit la vitesse de référence sans difficulté, comme escomptée. Par la suite pour entraîner des charges plus grandes (1.8 Nm et 2 Nm par exemple), la dynamique du moteur devient plus sensible au fur et à mesure que la charge augmente. La courbe relative à la charge 2.5 Nm (Figure III.12 (b)) est un exemple de ces charges. La vitesse du rotor, dès l'application de la charge, augmente jusqu'à 50 tr/min pendant 1.5 ms, puis converge tout en oscillant autour de la vitesse de référence.

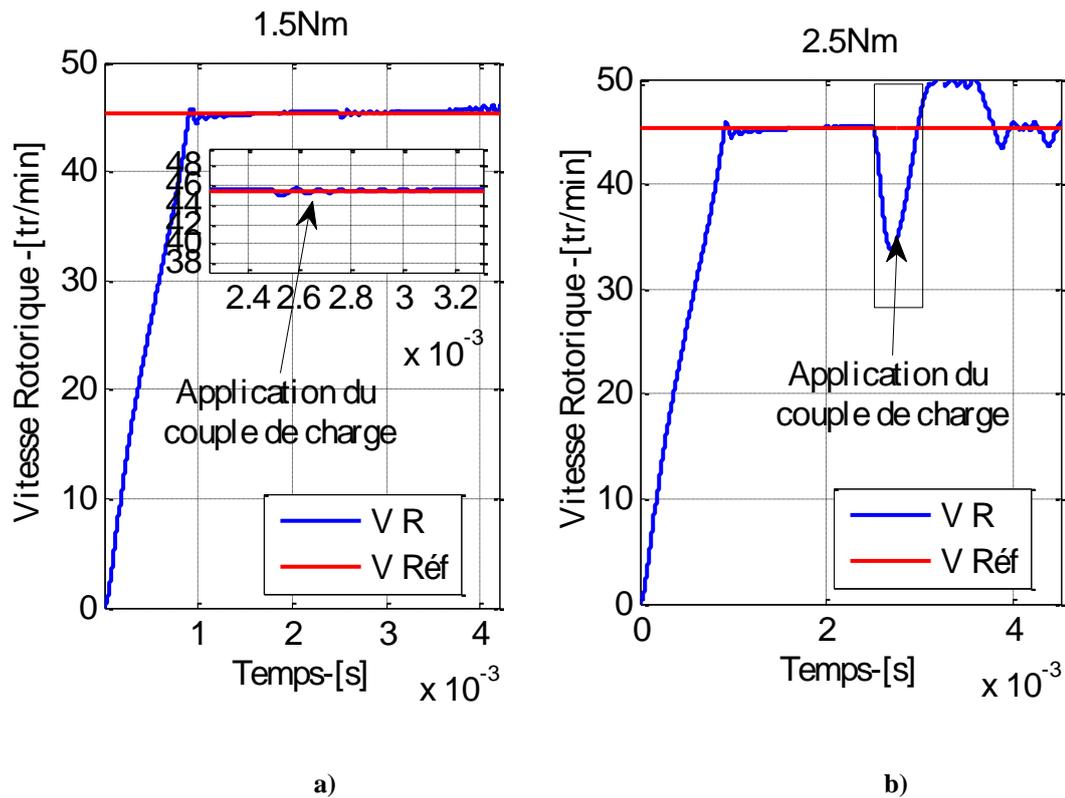


Figure III.12: Evolution de la vitesse rotorique du moteur (fonctionnement en charge), a) charge de 1.5 N.m, b) charge de 2.5 N.m.

Par ailleurs, la figure III.13 présente l'évolution de la vitesse rotorique du moteur contrôlé entraînant une charge de 2,6 Nm. Après l'introduction de la charge (au temps 2.5 ms), la vitesse du rotor oscille autour de la vitesse de référence jusqu'au temps 4 ms. Au-delà de 4 ms celle-ci augmente brutalement vers une valeur positive élevée. C'est l'emballement du moteur. Comparativement aux résultats obtenus, en utilisant le modèle sans contrainte de cisaillement et le contrôleur flou, deux remarques importantes sont à signaler : i) la charge maximale que le moteur peut entraîner n'est que de 2.5Nm alors qu'elle était de 3.5 Nm dans le cas du modèle sans contrainte. ii) La vitesse du moteur augmente brutalement et infiniment dans le sens positif contrairement au cas précédent la vitesse diminue brutalement et infiniment. .

Finalement la simulation des deux modèles (avec et sans contrainte) et en utilisant le contrôleur flou comme outil de commande, nous ont rapproché davantage au fonctionnement réel du moteur piézoélectrique à onde progressive. Il est finalement comparable à la machine électrique classique quant à son freinage et à son emballement. Les résultats reflètent en fait, la réponse du système différentiel du deuxième ordre qui décrit la dynamique du modèle. L'impact de la contrainte de

cisaillement, équivalent à une charge « *fictive négative* », est donc directement lié au coefficient d'amortissement qui caractérise le système différentiel du deuxième ordre (voir chapitre II). La dynamique du moteur à onde progressive répond à ce système. Il passe par les trois états connus du système : stable, oscillatoire amorti et instable. Ces états sont subordonnés au comportement, du contact de l'interface rotor/stator, en fonction de la charge et de la fréquence de résonance du système tel que par exemple l'emballement de la machine électrique classique.

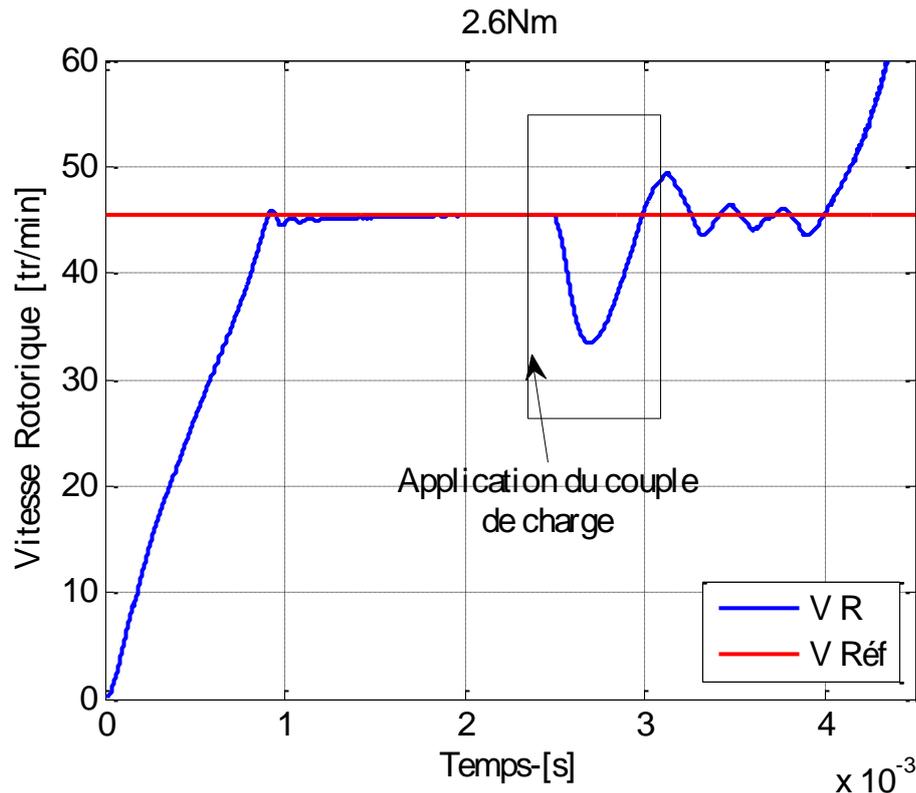


Figure III.13: Evolution de la vitesse rotorique du moteur (fonctionnement en charge) pour le couple résistant 2.6Nm.

- *Sans déformation de cisaillement*

La dérive de la fréquence de résonance dépend de l'évolution de la largeur de la zone de contact. Il nous a été donné d'observer que, x_k et f_{res} diminue quand le couple de charge augmente; par conséquent la réduction relative de la largeur de la zone de contact ($\Delta x_k/x_0$) augmente. Par ailleurs la dérive de fréquence, (Δf), décroît quand le couple de charge augmente. Cependant, si Δf est positive, la vitesse du rotor suit bien, la vitesse de référence. Si la fréquence de résonance f_{res} décroît à une valeur inférieure à f_0 , Δf est négative. La vitesse du moteur commence à diminuer et s'éloigner de la vitesse de référence. Pour 3.5 Nm comme couple de charge, $\Delta f = -0.04$, la vitesse du rotor suit la vitesse de référence jusqu'à 4ms, par la suite elle

diminue vers des vitesses plus basses que la vitesse de référence. C'est le début du freinage du moteur. A la dérive de fréquence ($\Delta f = 40$ Hz) correspond 25%, comme réduction relative de x_k . La charge maximale que le moteur peut entraîner doit être de valeur inférieure 3.5 Nm. Pour une charge plus grande (3.6 Nm), la largeur de la zone de contact est plus petite ($\Delta x_k/x_0 = 29.9\%$) et la fréquence de dérive est plus grande ($\Delta f = 210$ Hz). Dans ce cas de charge le couple de charge est plus grand que le couple moteur, et par conséquent le rotor est entraîné dans le sens inverse. C'est le freinage (calage) du moteur ; ce qui est appelé en anglais le « pull-out » du moteur.

- *Avec déformation de cisaillement*

Les calculs utilisant le modèle amélioré sont similaires au modèle classique. x_k , Δf , and $\Delta x_k/x_0$ en fonction du couple de charge varient de la même manière que dans le cas du modèle sans contrainte de cisaillement. Quand le couple de charge augmente, x_k et Δf diminuent et $\Delta x_k/x_0$ augmente. Dans tous les cas de couple de charge la vitesse du rotor suit la vitesse de référence sauf lorsque f_{res} diminue au dessous de la valeur de f_0 puisque la dérive en fréquence Δf serait inférieure à zéro (-0.16). A cette dérive de fréquence, la variation relative de la largeur de la zone de contact ($\Delta x_k/x_0$) correspondant au couple de charge 2.6 Nm était évaluée à 23.5 %. La décroissance de la fréquence de résonance à (44.52 kHz) une valeur inférieure à f_0 (44.68 kHz) est à l'origine de l'emballement du moteur.

Les premières conclusions que l'on peut tirer concerne la robustesse du contrôleur flou. Ainsi l'utilisation du contrôleur flou comme stratégie de commande de la vitesse a contribué à mettre en exergue les performances du moteur qui sont rapportées dans la littérature [102]. Cette stratégie de contrôle a permis de réduire l'amplitude de certaines oscillations dues aux variations non linéaires des paramètres de commande, de déterminer les couples de charge maximales à entraîner et de comprendre la dynamique du moteur en fonction de la largeur de la zone de contact. De même, le régulateur flou présente aussi des avantages multiples. On cite par exemple : i) il ne nécessite pas un formalisme mathématique. Souvent ces formalismes sont complexes comme le cas de notre système non linéaire. ii) La programmation du régulateur flou est aisée. iii) Il ne nécessite que très peu de connaissances sur le système à régler. D'autre part, il est peu sensible aux variations des paramètres du système, donc sa robustesse paraît bonne.

Par ailleurs, il n'est pas à ignorer un certain nombre d'inconvénients propres à ce contrôleur. Ce dernier impose un temps de calcul relativement lent, alors que les algorithmes traditionnels se traduisent souvent par des programmes très courts. Ainsi, des processeurs performants doivent être impérativement utilisés pour une validation expérimentale en temps réel. Toutefois, l'inconvénient major de ce contrôleur réside dans le fait que l'optimisation de ses paramètres demande en effet des essais en simulation assez lents, ce qui fait appel à des tâtonnements avant d'arriver à un fonctionnement plus au moins optimal. Pour remédier à ce problème, nous présentons dans la suite de notre travail un autre schéma de commande basé sur le système d'inférence Neuro-flou.

III.3.2 Commande à base d'un système d'inférence Neuro-flou

Dans cette section, nous présentons la conception et la validation en simulation du contrôleur ANFIS. Nous présentons d'abord dans la section suivante la conception du contrôleur.

III.3.2.1 Conception du contrôleur ANFIS

Notre contrôleur neuro-flou utilise un système d'inférences floues (SIF) du type Takagi Sugeno [151]. Il est composé de cinq couches tel qu'il est élucidé dans la figure III.14. Nous soulignons que l'architecture du contrôleur ANFIS présenté concerne le modèle sans considération de la déformation de cisaillement. Cette structure reste pratiquement la même pour le cas du modèle amélioré. Ainsi, il n'y a uniquement que le nombre des ensembles flous qui change entre les deux modèles. En revanche, la description de chaque couche est décrite de manière claire dans le chapitre 2.

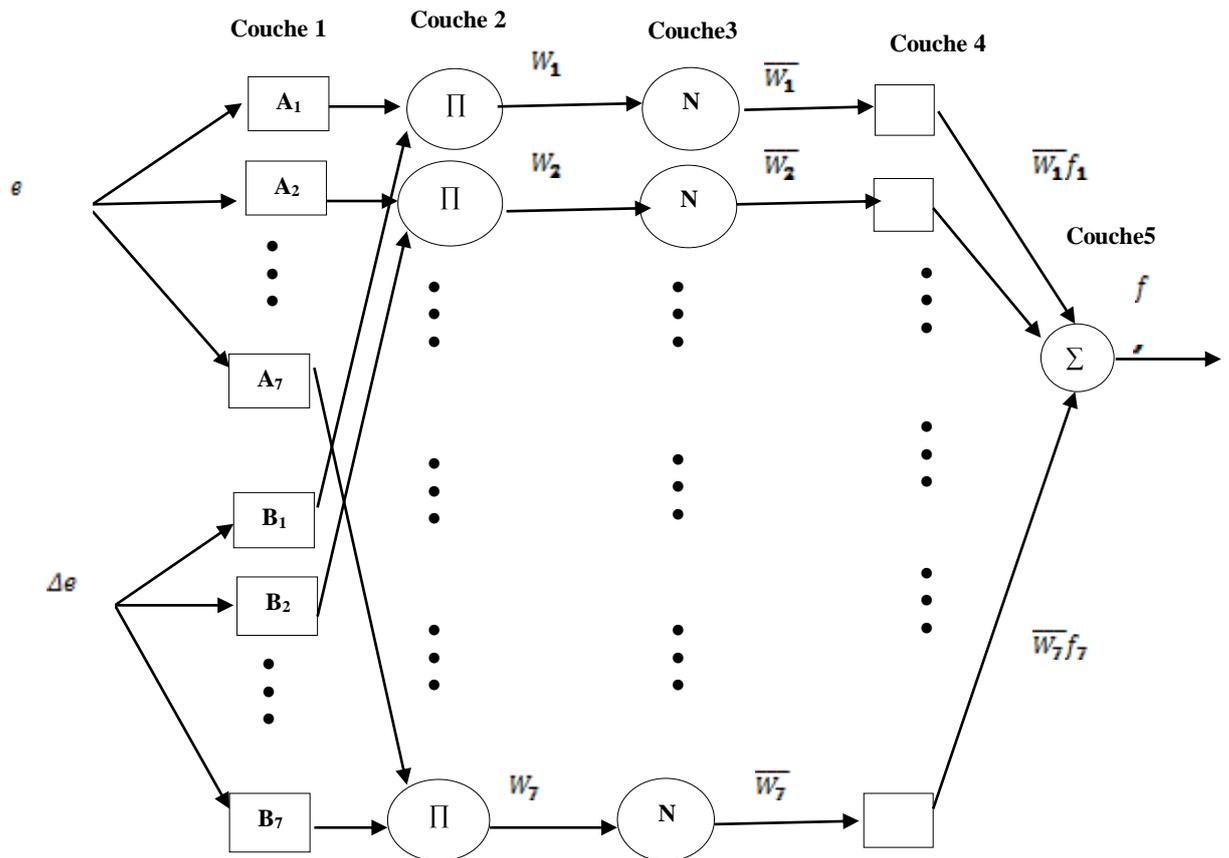


Figure III.14 : Architecture du contrôleur ANFIS (sans déformation de cisaillement)

III.3.2.2 Apprentissage

Dans le cadre de notre étude, l'apprentissage du réseau de neurones qui permet l'adaptation des paramètres du contrôleur ANFIS se fait à l'aide d'un algorithme hybride. Ce dernier a été décrit dans la section II.6.1.2 du chapitre précédent. Dans la suite du travail, nous présentons les paramètres du contrôleur ANFIS pour les deux modèles avec et sans considération de la déformation de cisaillement.

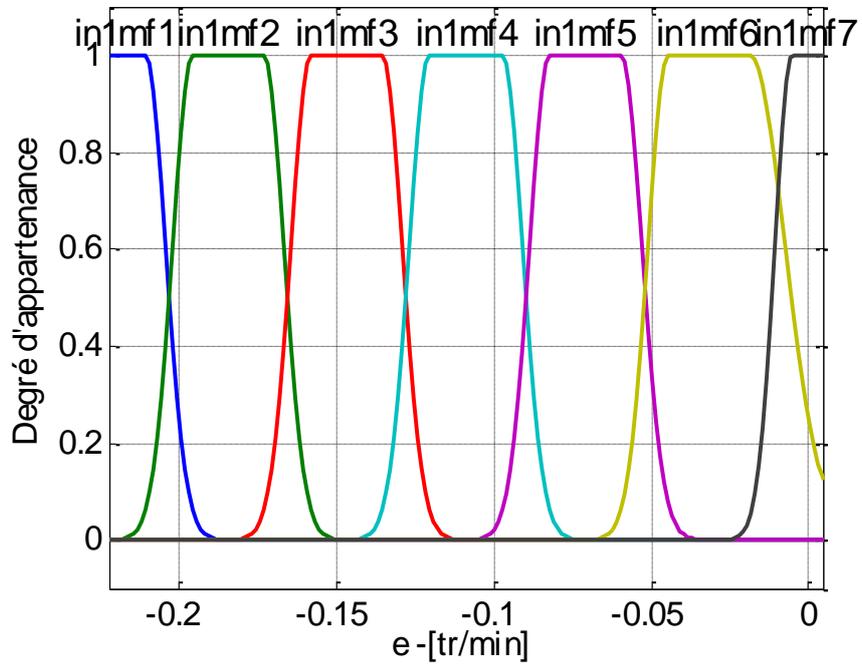
- *Sans déformation de cisaillement*

Afin d'améliorer au mieux les performances du contrôleur ANFIS, nous avons procédé à des tests en simulation qui concernent, entre autres, la forme de la fonction d'appartenance et l'influence du nombre d'ensembles flous sur la qualité d'apprentissage du réseau ANFIS. Ainsi, notre choix s'est porté sur la configuration suivante :

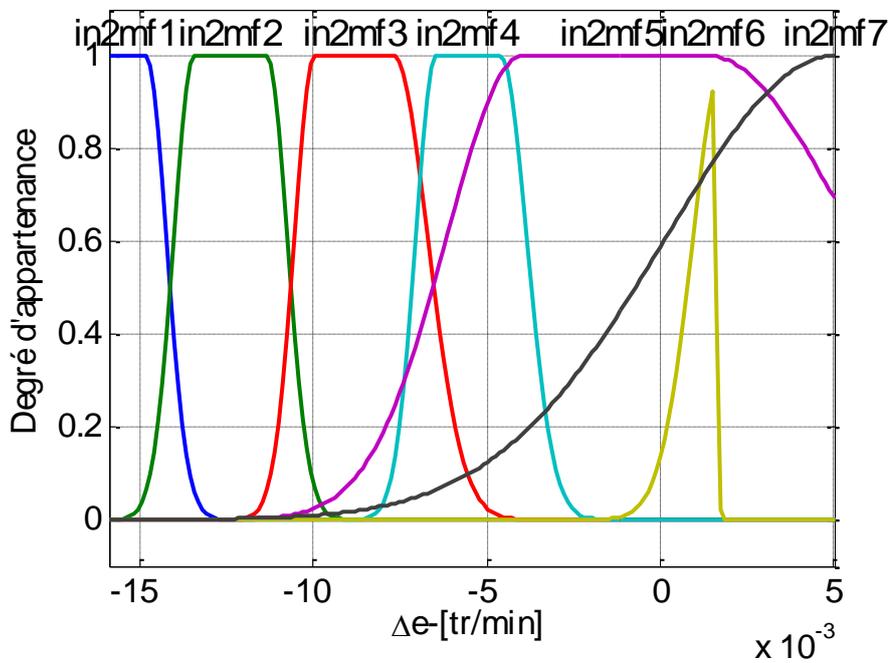
- Fuzzification: sept fonctions d'appartenance de type gaussien pour l'erreur e ainsi que pour la dérivée de l'erreur Δe ;
- 49 neufs règles floues.

- Tolérance sur l'erreur est de l'ordre de 0.0009.

Par ailleurs, la fuzzification de l'erreur et de sa dérivée sont présentées dans la figure III.15.



a)



b)

Figure III.15 : Fuzzification de l'erreur (a) et de la dérivée de l'erreur (b) (sans déformation de cisaillement).

Notons que le modèle ANFIS réalisé contient un total de 203 paramètres, dont 56 sont des paramètres non linéaires et 147 sont des paramètres linéaires. Le tableau III.3 récapitule tous les paramètres caractéristiques de l'ANFIS sous Matlab.

Tableau III.3 : Paramètres caractéristiques de l'ANFIS synthétisé (sans déformation de cisaillement).

Nombre de neurons	131
Nombre de paramètres linéaires	147
Nombre de paramètres non linéaires	56
Nombre total de parameters	203
Nombre de paires de données d'apprentissage	4662
Nombre de règles floues	49

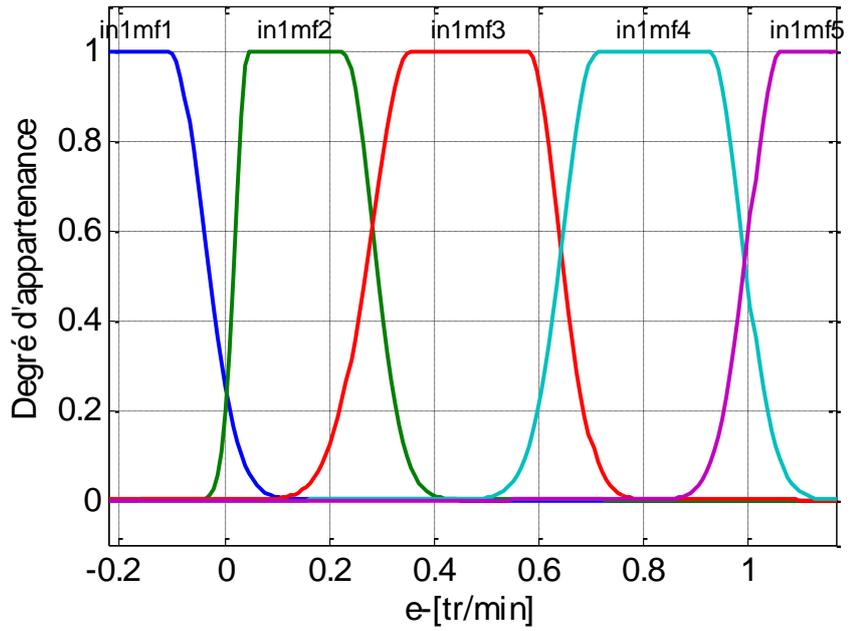
En revanche, le nombre d'itérations requis, appelé communément époque, pour former le modèle du contrôleur ANFIS avec une erreur minimale de 0,000999352 est égal à 30 itérations.

- *avec déformation de cisaillement*

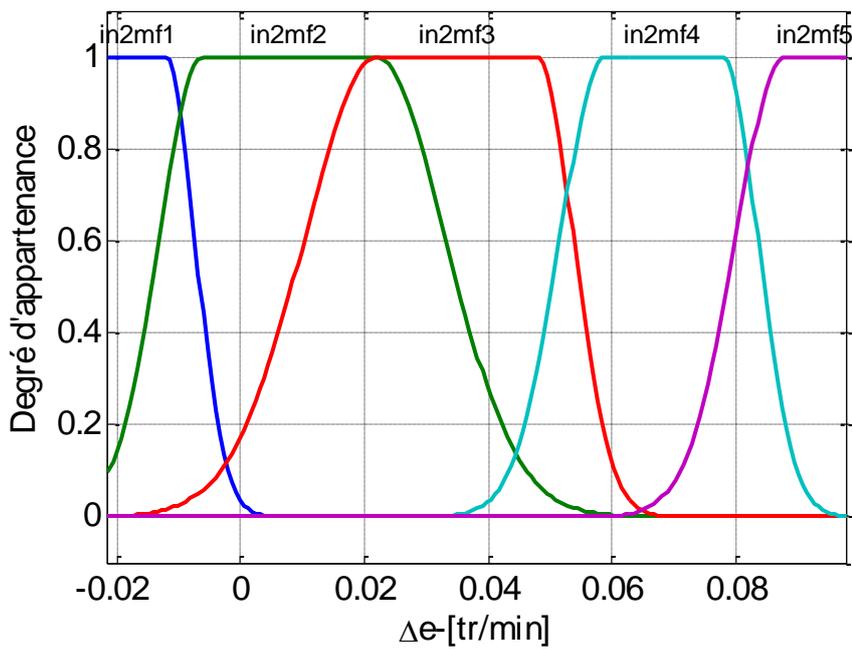
Pour ce deuxième cas, la structure du contrôleur ANFIS reste pratiquement la même. Comme nous l'avons mentionné ci-avant, il n'y a uniquement que ses paramètres qui sont différents. Ainsi, notre choix s'est porté sur la configuration suivante :

- Fuzzification : cinq fonctions d'appartenance de type gaussien pour l'erreur e ainsi que pour sa dérivée Δe .
- 25 neufs règles floues.
- Tolérance sur l'erreur est de l'ordre de 0.00743806.

La figure III.16 montre la fuzzification des deux entrées du contrôleur ANFIS.



a)



b)

Figure III.16 : Fuzzification de l'erreur (a) et du dérivé de l'erreur (b) (avec déformation de cisaillement).

Le tableau III.4 récapitule tous les paramètres caractéristiques de l'ANFIS synthétisé sous Matlab.

Tableau III.4 : Paramètres caractéristiques de l'ANFIS synthétisé (avec déformation de cisaillement)

Nombre de neurons	75
Nombre de paramètres linéaires	75
Nombre de paramètres non linéaires	40
Nombre total de paramètres	115
Nombre de paires de données d'apprentissage	6320
Nombre de règles floues	25

En revanche, 20 itérations (époques), uniquement, sont nécessaires pour former le modèle avec une erreur minimale de 0.00743806.

III.3.2.3 Simulation et interprétation des résultats

De manière similaire au cas du contrôleur flou, nous présentons la validation en simulation du contrôleur ANFIS en fonctionnement à vide ainsi qu'en fonctionnement en charge. Bien évidemment, nous considérons les mêmes valeurs pour la vitesse de référence 45.4 tr/min et pour les tensions d'excitation. La simulation se fait sur une période de temps de 4.5 ms.

a) Fonctionnement à vide

La caractéristique de l'évolution de la vitesse rotorique du moteur en fonctionnement à vide est présentée dans la figure III.17. Ainsi, deux cas sont montrés ; le premier cas présente les résultats de simulation sans la considération de la déformation de cisaillement (figure III.17 (a)). Tandis que le deuxième cas prend en considération l'effet de la déformation de cisaillement (figure III.17 (b)). Les parties zoomées des courbes mettent en lumière la capacité du contrôleur ANFIS quant à son impact (effet) sur le temps de réponse du moteur ultrasonique. Nous pouvons bien voir que le temps de stabilisation après l'intégration du contrôleur ANFIS est autour de 1.2ms, alors qu'il était de 2,5 ms [102] sans contrôleurs. De même, nous remarquons que l'utilisation du contrôleur ANFIS nous a permis, dans le deuxième cas (figure III.17 (b)), de rapprocher davantage la vitesse du moteur à la

vitesse de référence et aussi de réduire l'amplitude des oscillations lors du démarrage.

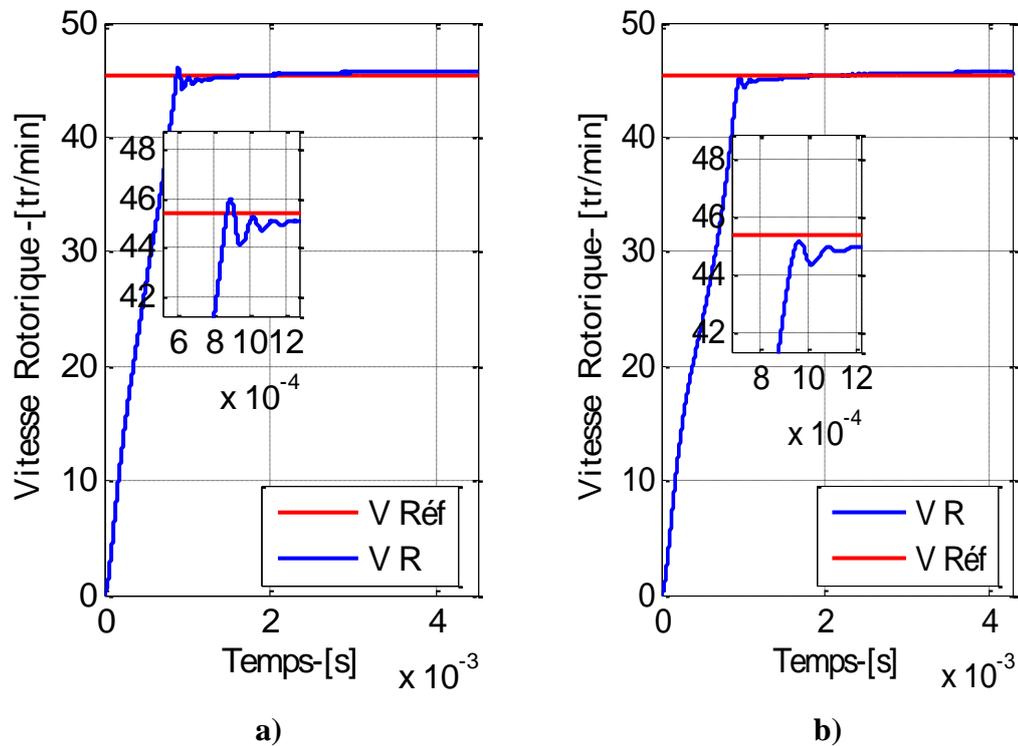


Figure III.17: Evolution de la vitesse rotorique en fonctionnement à vide, (a) sans déformation de cisaillement, b) avec déformation de cisaillement.

b) Fonctionnement en charge

- *Sans déformation de cisaillement*

Dans ce cadre, différentes études en simulation ont été réalisées pour plusieurs valeurs de charges 3 N.m, 3.5 N.m et 3.6 N.m. Les résultats obtenus sont présentés dans les figures III.18 et III.19. De manière générale, le contrôleur ANFIS se montre insensible aux faibles valeurs de charge. Tandis qu'il devient de plus en plus sensible aux grandes valeurs de couple de charge. La figure III.18 (a) montre l'évolution de la vitesse rotorique du moteur ultrasonique chargé d'une valeur de 3 N.m. L'intervalle de temps, compris entre 2,5 ms et 3 ms, correspond à la dynamique du rotor au moment de l'application de la charge. On voit clairement que la vitesse diminue sous l'effet de la charge et augmente ensuite pour atteindre la vitesse de référence. Le même constat peut être dressé pour le deuxième test qui concerne une charge de 3.5 N.m (figure III.18 (b)). En revanche, comparativement à la stratégie de

la commande floue, la vitesse du rotor, pour ce couple de charge (3.5 Nm), suit la vitesse de référence jusqu'au temps 4.2 ms avant de chuter brutalement vers une valeur nulle (Fig.III.11,a). C'était le début du freinage du moteur. Cependant dans ce cas de commande neuro-floue, la vitesse du rotor suit la vitesse de référence sans décrocher puisque la dérive de fréquence était nulle ($\Delta f/f_0 = 0\%$) et la réduction relative de la largeur de la zone de contact n'était que de 24%; c'est la différence que nous signalons du point de vue performance à remarquer entre les deux contrôleurs.

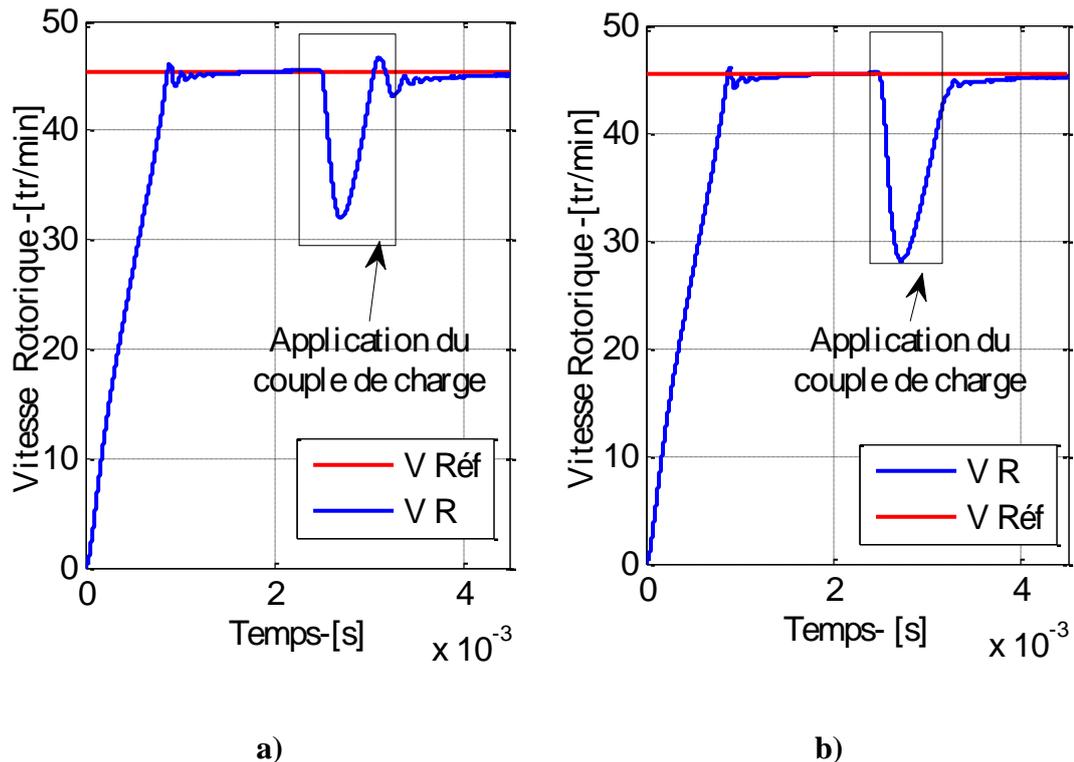


Figure III.18: Evolution de la vitesse rotorique du moteur en charge, a) couple de charge de 3 N.m, b) couple de charge 3.5 N.m.

Par ailleurs, la figure III.19 montre l'évolution de la vitesse rotorique pour une charge de 3.6 N.m. Tel que nous pouvons le voir sur la courbe, juste après connexion de la charge au rotor, la vitesse chute brutalement vers une valeur nulle. Le moteur côle ; le phénomène est appelé en anglais « pull-out » [41]. Le résultat est similaire a celui obtenu avec le contrôleur flou (Fig.III.1,b). Ce même résultat confirme que le couple de charge maximal que le moteur peut entraîner ne peut dépasser 3.5 Nm lorsqu'on utilise le modèle sans contrainte et quelque soit le contrôleur utilisé. La largeur de la zone de contact $\frac{\Delta x_k}{x_{k0}}$ était de 27.6% et la dérivé en

fréquence était de 0.14% alors que ceux relative à la strategie de commande floue étaient respectivement 29.9% et 0.31%

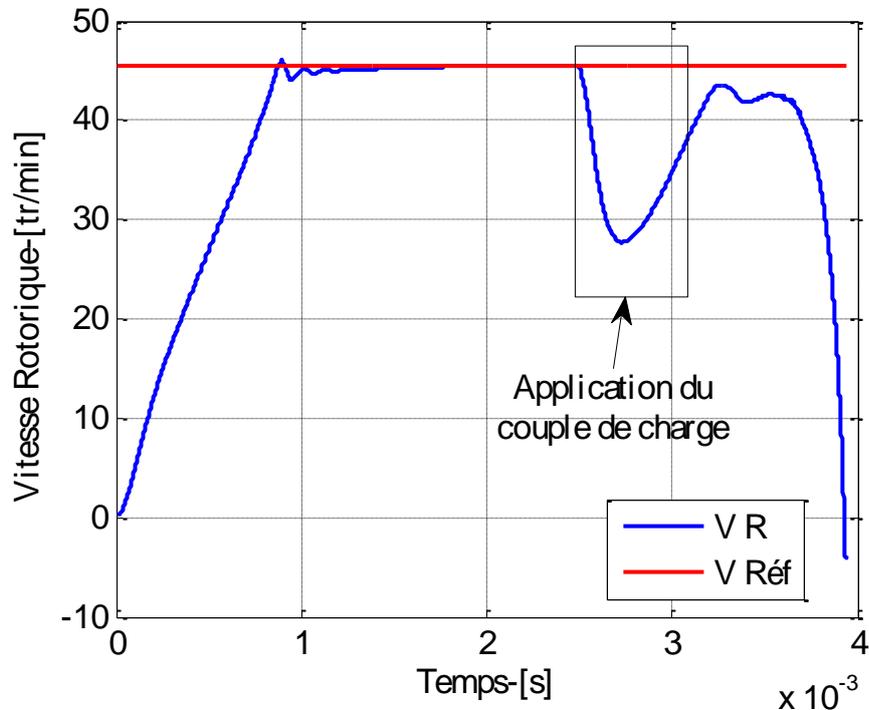


Figure III.19: Evolution de la vitesse rotorique du moteur chargé de 3.6Nm.

- Avec déformation de cisaillement

Le moteur a été chargé avec les couples suivants : 2.9 Nm, 3 Nm, 3.4 Nm, 3.5 Nm, 3.7 Nm, 3.9 Nm et 4 Nm. Cependant pour éviter d'encombrer la figure III.20 nous ne représentons que quelques courbes. A titre de comparaison, la courbe relative au couple de charge 2.9 Nm obtenue en utilisant la commande floue est intégrée sur le même graphe. Tel qu'on le voit bien sur la Figure III.20 , pour ce même couple de charge la vitesse du rotor suit bien la vitesse de référence avec le contrôleur ANFIS comme outil de commande alors que celui ci augmente indéfiniment (emballement) avec la commande floue. Comme nous l'avons mentionné pour le cas du modèle sans déformation de cisaillement, le contrôleur ANFIS est peu sensible aux faibles variations des valeurs de couple de charge. Par ailleurs concernant les couples de charge 3 Nm et 3.4 Nm la vitesse du rotor oscille dans la période de 3.24 ms à 3.75 ms pour converger par la suite et se superposer avec la vitesse de référence. Cependant pour le couple de charge 3.5 Nm et même

pour les couples de charges 3.7 Nm et 3.9 Nm les oscillations de la vitesse s'étalent de 3.25 ms à 4.5 ms pour se stabiliser par la suite et converger en se superposant avec la vitesse de référence. Finalement, l'emballement du moteur s'est produite sous l'effet d'un couple de charge de 4 Nm tel que nous pouvons le voir sur la figure III.20. A partir de 4.2ms la vitesse du rotor augmente indéfiniment.

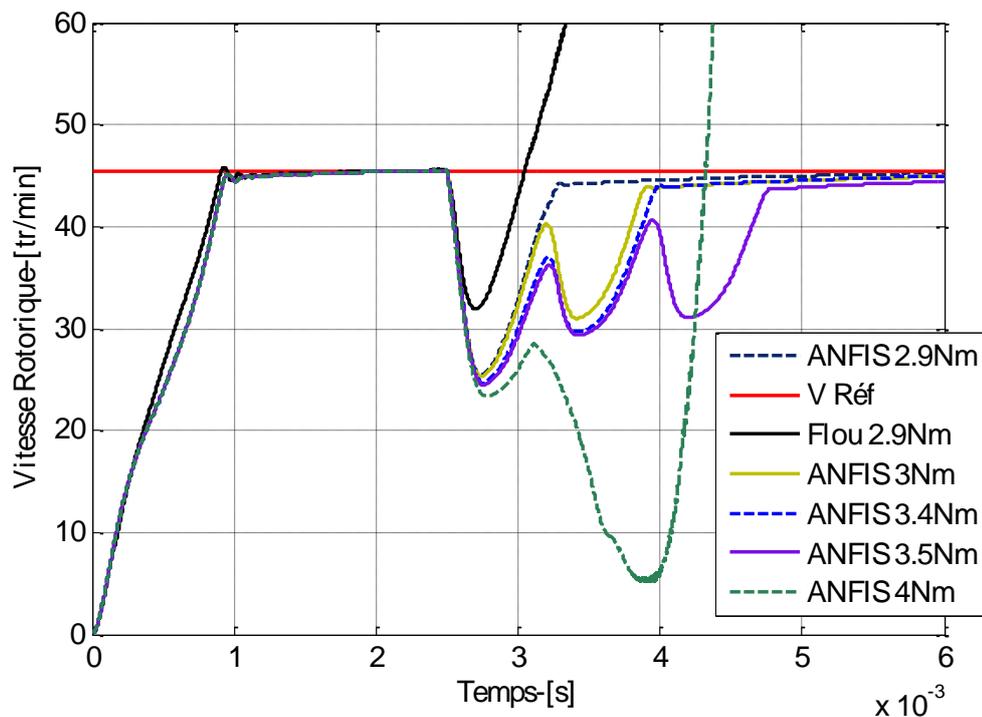


Figure III.20: Evolution de la vitesse rotorique du moteur en charge,

III.3.3 Comparaison et discussion

Nous présentons, dans cette section, une étude comparative entre les résultats obtenus pour chaque contrôleur. Par ailleurs, avant d'analyser les performances et la robustesse des deux contrôleurs utilisés dans cette étude, nous signalons que plusieurs travaux [111]- [122]-[160], par le passé, ont été focalisés sur la commande par contrôleur PI.

Ce qui est remarquable est qu'il est difficile de sélectionner les coefficients optimaux pour le contrôleur PI, dû aux caractéristiques fortement non-linéaires et des paramètres du moteur variant avec le temps [43]. Si un gain fixe est toujours utilisé pour les coefficients PID afin de contrôler le moteur, la qualité de contrôle du système sera réduite. Les résultats du contrôleur PID utilisant le moteur avec une charge suffisent à prouver ce point. Sous cette condition, si nous pouvons appliquer

l'avantage du contrôleur PID pour contrôler et obtenir un bon effet de contrôle, il est préférable d'ajuster dynamiquement le gain du contrôleur PID pendant le fonctionnement du moteur en fonction de son état de fonctionnement, ce qui implique 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 (PI) est donc lourde et peu élégante à mettre en œuvre [41]. Pour ces raisons il est exclu que nous puissions utiliser, sans aucune précaution, les régulateurs classiques de type P, PI, PID [41].

De manière générale, les résultats obtenus pour les deux types de contrôleurs sont satisfaisants car ils améliorent considérablement les performances du moteur. De même, les résultats obtenus en utilisant le contrôleur flou ainsi que le contrôleur ANFIS dépassent largement les performances obtenus avec un contrôleur PI [161]. La figure III.21 présente l'évolution de la vitesse rotorique du moteur ultrasonique commandé par un contrôleur PI. Notons que ces résultats utilisent le modèle sans la considération de la déformation de cisaillement. Nous remarquons que les deux contrôleurs présentés ci-avant présentent des temps de réponse meilleurs que celui obtenu avec le contrôleur PI. D'ailleurs, ce dernier n'apporte aucune amélioration. De même, à partir de la figure III.21 (b), nous observons que les performances des contrôleurs proposés dépassent largement la capacité du contrôleur PI en termes de couple de charge maximale à entraîner. Ce dernier ne peut pas préserver ses performances au-delà d'une charge de 1.5 N.m.

Par ailleurs, nous notons que le contrôleur PI n'a pas pu donner des résultats satisfaisants avec le modèle qui tient compte la déformation de cisaillement. Cela malgré plusieurs tentatives de réglage infructueuses.

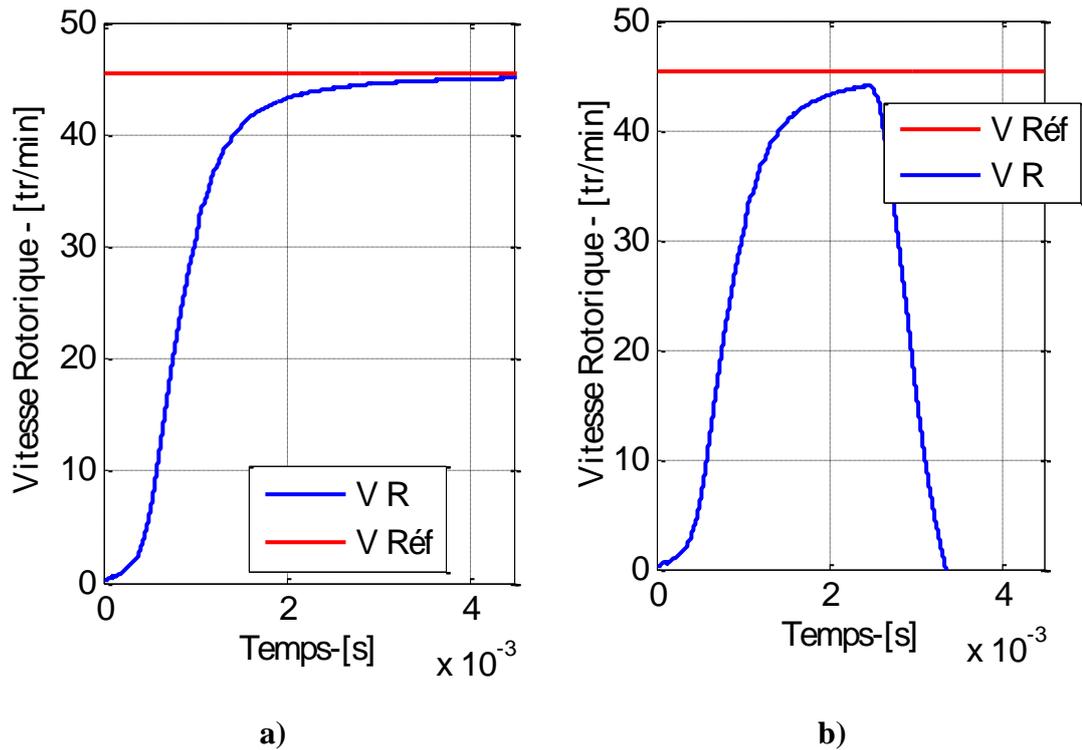


Figure III.21: Evolution de la vitesse rotatorique du moteur contrôlé par PI en fonctionnement, a) à vide. b) chargé d'une valeur de 1.6 N.m.

Nous nous intéressons dans ce qui suit à la comparaison des performances des deux techniques intelligentes utilisées pour la commande en fréquence d'alimentation du moteur piézoélectrique à onde progressive AWM 90.

- *Sans déformation de cisaillement*

La figure III.22 illustre les évolutions des vitesses rotatoriques, obtenues à l'aide des deux contrôleurs, tracées sur la même échelle. De manière globale, les deux contrôleurs peuvent assurer les performances désirées en termes d'erreur statique. De plus, nous remarquons clairement que les dynamiques, obtenues par les deux régulateurs en fonctionnement sans charge et avec une charge de 3 N.m, sont très proches. Cependant, une légère différence au profit du contrôleur ANFIS pourrait être observée sur les parties zoomées du tracé. Cette dernière ne serait pas perceptible du point de vue expérimental.

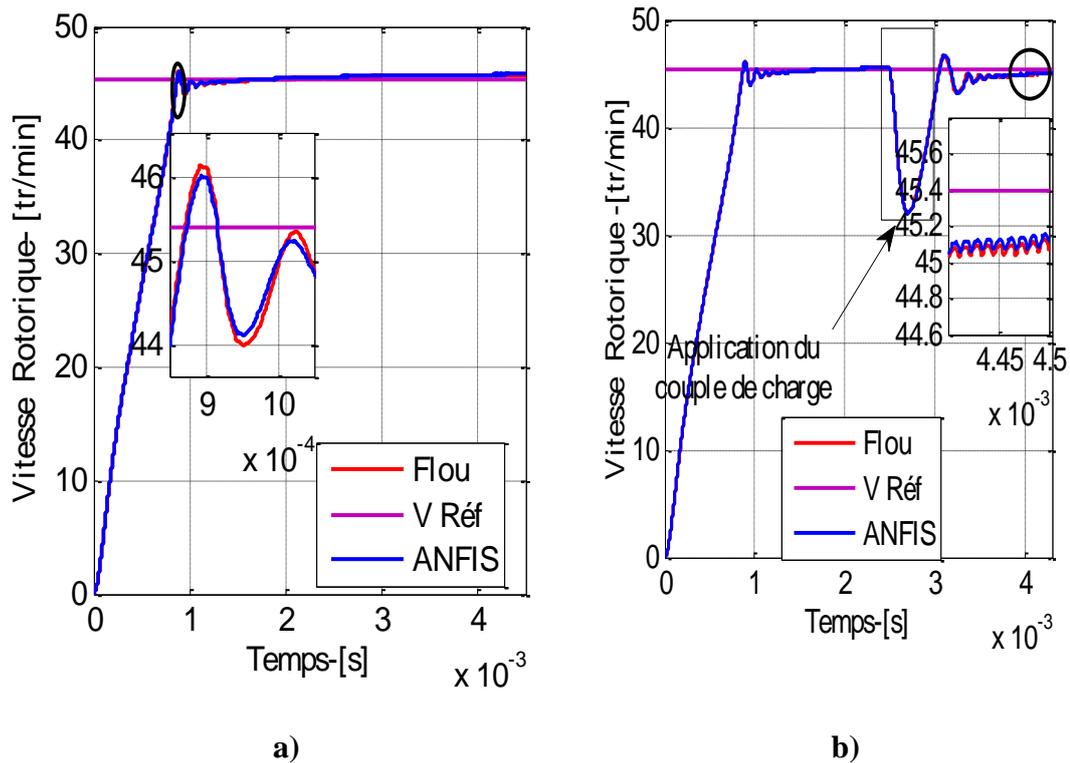


Figure III.22: Comparaison entre les vitesses rotoriques commandées par les contrôleurs flou et ANFIS, a) fonctionnement sans charge, b) avec une charge de 3 N.m.

En revanche, c'est au-delà d'une charge de 3N.m que l'efficacité du contrôleur ANFIS se profile. La figure III.23 met en exergue l'efficacité du contrôleur ANFIS comparativement à celle du contrôleur flou. Nous remarquons que le contrôleur flou n'a pas supporté l'introduction d'une charge de 3.5 N.m. Ce ci se traduit, à l'instant $t=4.3$ ms, par le freinage du moteur ultrasonique du fait que le contrôleur flou devient incapable de faire face au phénomène du glissement. Contrairement au contrôleur flou, l'ANFIS préserve ses performances malgré l'introduction de la même charge. C'est ainsi qu'on peut dire que le contrôleur ANFIS est plus robuste que le contrôleur flou.

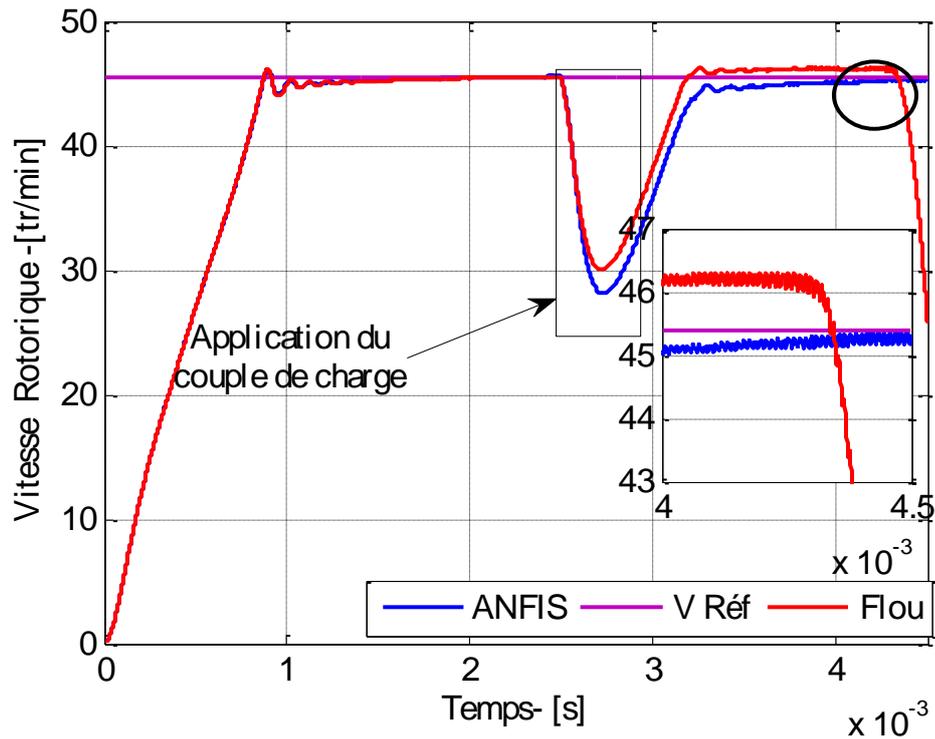


Figure III.23: Comparaison entre les vitesses rotoriques commandées par les contrôleurs flou et ANFIS chargé d'une valeur 3.5 N.m.

- *Avec déformation de cisaillement*

Nous comparons dans cette section les performances des deux contrôleurs dans le cas de la considération de la déformation de cisaillement dans le modèle du moteur ultrasonique. La figure III.24 montre trois tracés qui correspondent à ; la vitesse de référence (en vert), à l'évolution de la vitesse rotorique du moteur commandé par le contrôleur flou (en bleu) et à l'évolution de la vitesse du moteur commandé par le contrôleur ANFIS (en rouge). La partie zoomée de la figure III.24 (a) montre une légère différence entre les performances obtenues par le contrôleur ANFIS et celles obtenues par le contrôleur flou.

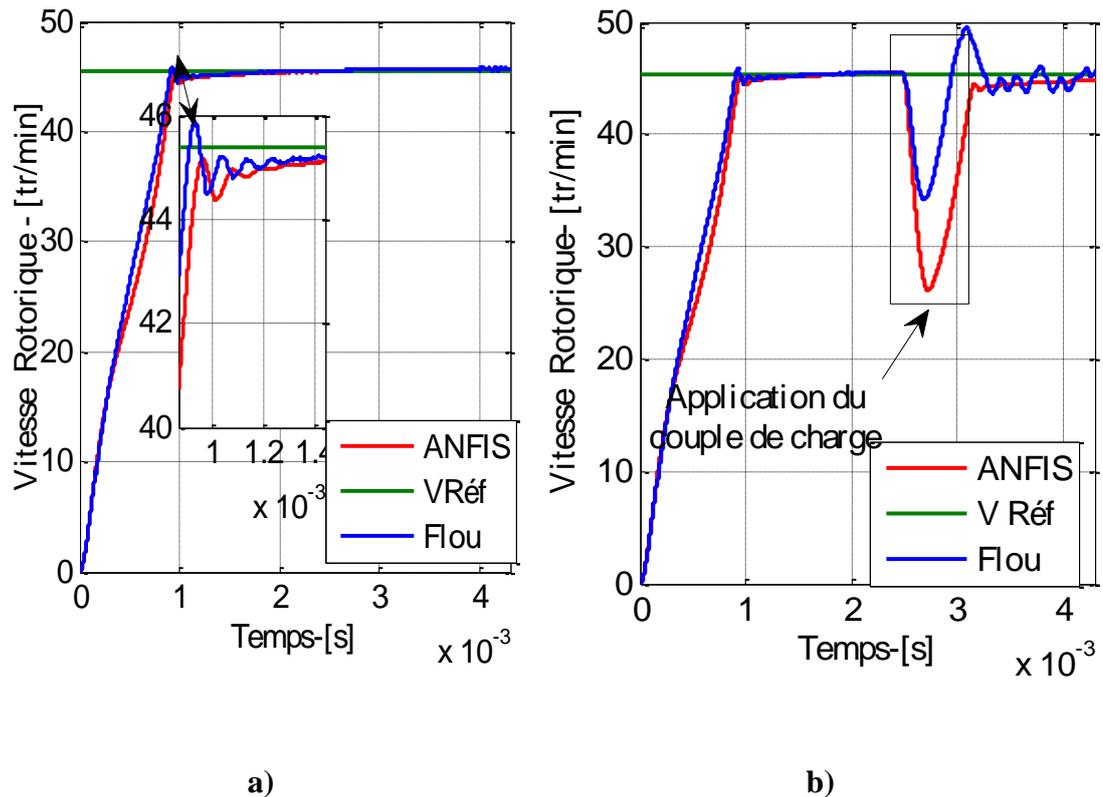


Figure III.24: Comparaison entre les vitesses rotoriques commandées par les contrôleurs, flou et ANFIS, a) fonctionnement sans charge, b) avec une charge de 2.3 N.m.

Par ailleurs, la figure III.24 (b) montre l'évolution de la vitesse rotorique en fonctionnant en charge de 2.3 N.m. Nous remarquons que, contrairement au contrôleur flou qui supporte difficilement l'introduction de la charge (oscillations résiduelles entre les instants 3 ms et 4.3 ms), le contrôleur ANFIS conduit bien le moteur ultrasonique après l'introduction de la charge.

En revanche, la figure III.25 illustre une comparaison entre les vitesses rotoriques commandées par le contrôleur flou et le contrôleur ANFIS pour une charge de 3 N.m. Nous constatons de manière claire que le contrôleur flou ne supporte pas l'introduction de cette charge. Celle-ci conduit à l'emballement du moteur. D'autre part, nous visualisons que le contrôleur ANFIS peut conduire le moteur à suivre la vitesse de référence après l'introduction de la charge. Toutefois, nous signalons que les performances du contrôleur ANFIS se sont relativement dégradées, entre autres, le temps nécessaire pour éliminer les fluctuations devient plus important, l'erreur statique est plus importante, ...etc.

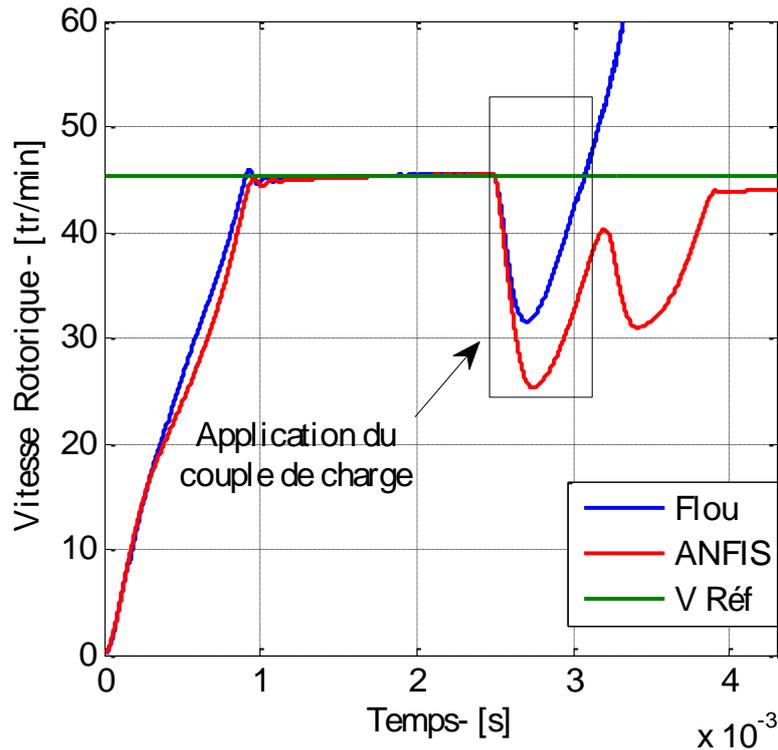


Figure III.25: Comparaison entre les vitesses rotatoriques commandées par les contrôleurs flou et ANFIS en fonctionnement de charge de 3 N.m.

En résumé, nous pouvons dire que le contrôleur ANFIS est plus performant et plus robuste par rapport au contrôleur flou. Ceci est valable avec les deux modèles avec et sans considération de déformation de cisaillement. Dans ce qui suit, nous allons valider les résultats obtenus en simulation avec ceux obtenus en expérimental [89].

III.4 Comparaison avec les résultats expérimentaux

Comme nous l'avons mentionné dans les chapitres précédents, afin de pouvoir tirer profit au maximum du moteur ultrasonique AWM 90 et atteindre le maximum de son efficacité [89]-[161], ce dernier doit être conduit autour de la fréquence d'antirésonance. En fait, c'est à partir de la courbe d'admittance du stator que l'on peut déterminer la fréquence d'antirésonance du AWM90-X. Les paramètres du stator ont été mesurés, calculés à l'aide de la méthode des éléments finis. La courbe d'admittance du stator à vibration libre a été enregistrée avec l'analyseur d'impédance avec un pas de 10 Hz. La figure III.26 montre la courbe mesurée d'admittance du stator du moteur AWM 90.

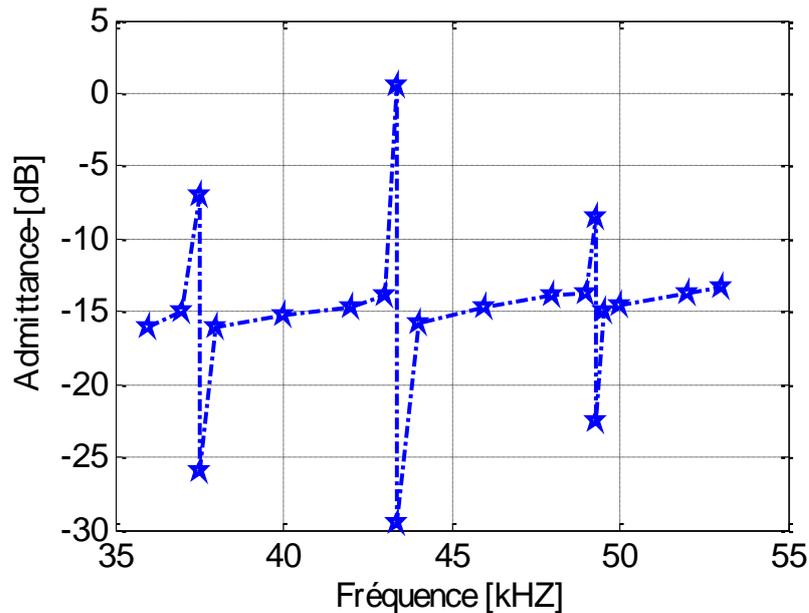


Figure III.26: Courbe d'admittance du stator AWM90-X.

À partir de la figure III.26, la fréquence d'antirésonance expérimentale du moteur considéré est égale à 43.425kHz [89]. Toutefois, les modèles simulés sans commande utilisent la fréquence de résonance théorique de 46.65 KHz.

En revanche, en analysant les fréquences de sortie des deux contrôleurs proposés en simulation, nous constatons que les variations de fréquence de la commande s'effectuent autour de la valeur de 44.68 KHz pour le contrôleur flou contre une valeur de 44.66 KHz pour le contrôleur ANFIS. C'est ainsi que nous pouvons confirmer que les deux contrôleurs assurent un fonctionnement optimal du moteur.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté nos contributions en matière de la commande en vitesse du moteur ultrasonique à onde progressive AWM 90. Dans un premier temps, nous avons rappelé les performances du moteur considéré à travers des résultats de simulation en fonctionnement à vide et en charge. Les deux types de modèle, avec et sans considération de la déformation de cisaillement, présentés dans le premier chapitre sont considérés.

Dans un second temps, nous avons montré le schéma général de la boucle de commande utilisée pour assurer la commande en vitesse du moteur AWM 90. Ce schéma utilise, comme nous l'avons suggéré dans le deuxième chapitre, la variation

de la fréquence comme grandeur de commande. Ensuite, nous avons présenté les deux contrôleurs proposés dans ce travail, à savoir, le contrôleur flou et le contrôleur à base d'inférence neuro-flou (ANFIS). L'étude en simulation de la capacité de chaque contrôleur a été réalisée sur les deux types de modèles ainsi que pour les deux modes de fonctionnement à vide et en charge. De manière générale, les deux contrôleurs proposés améliorent de façon évidente et perceptible les performances du moteur, soit en termes de robustesse lors de l'introduction de la charge, soit en termes de temps de réponse.

Les résultats de simulation obtenus avec les deux types de contrôleurs ont été comparés afin de déterminer le contrôleur le plus performant. L'étude a montré de manière claire que le contrôleur ANFIS préserve les performances du moteur et supporte les es valeurs de charge élevées en comparaison avec le contrôleur flou.

Finalement les résultats de simulation ont été comparés avec les résultats expérimentaux. Nous avons constaté, pour les deux types de contrôleur ; que les variations de fréquence du signal de commande sont autour de la valeur expérimentale de la fréquence d'antirésonance. Ceci nous a permis de dire que les deux contrôleurs assurent un fonctionnement optimal du moteur.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Cette thèse est consacrée à la modélisation et la commande d'un moteur piézoélectrique à onde progressive. Ce travail est motivé par l'intérêt que procure ces types de moteur auprès des milieux scientifiques et industriels, visant ainsi une expansion qui commence à toucher plusieurs domaines d'applications, entre autres, les domaines médical, automobile, robotique, aviation, spatial, etc.

Ainsi, avant d'aborder le thème du présent travail, nous avons exposé dans le premier chapitre une étude synthétisant les différents types de moteurs piézoélectriques. Le recensement est basé sur trois critères, la géométrie du stator, le principe de fonctionnement et le mode de vibration (excitation). Notons que parmi les solutions proposées, peu ont franchi le stade de prototype. De ce fait, nous avons constaté que la classe des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive est la classe la plus prometteuse et qui mérite d'être étudiée.

Dans la deuxième partie du premier chapitre, nous avons rappelé brièvement la problématique de la modélisation des moteurs rotatifs à onde progressive. Ensuite, nous avons présenté, dans le cas particulier du moteur **Daimler-Benz AWM90**, la validation des deux modèles considérés, sans et avec déformation de cisaillement.

A l'issue de ce chapitre, une analyse critique des travaux, réalisés autour des moteurs piézoélectriques, a permis de dresser les constats suivants:

- Le prototype **Daimler-Benz AWM90** reste très peu étudié par rapport à d'autres modèles malgré ses performances très intéressantes.
- L'étude de la commande de ce prototype de moteur mérite d'être encore approfondie.

Partant de cet état de fait, nous avons passé en revue, dans le deuxième chapitre, les techniques de commande des moteurs piézoélectriques rotatifs à onde progressive rencontrées dans la littérature et les stratégies de commande utilisées dans le cadre de cette thèse. De manière générale, la vitesse de rotation du moteur piézoélectrique à onde progressive peut être imposée en agissant sur les paramètres suivants : l'amplitude, la fréquence ou le déphasage temporel des deux tensions d'alimentation. Il était donc difficile d'évaluer a priori le paramètre, ou la combinaison de paramètres donnant les meilleurs résultats. Une analyse des

Conclusion Générale

méthodes de commandes existantes nous a permis de constater que l'utilisation de la fréquence comme paramètre de commande est le schéma 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. De ce fait, les techniques de commande, basées sur les structures intelligentes telles que la logique floue, les réseaux de neurones et les réseaux neuro-flous, ont été le choix préféré de la majorité des travaux de recherche afin de pallier les problèmes liés à la non-linéarité de la dynamique du moteur. Ainsi, dans le cadre de cette thèse, nous avons opté pour les techniques intelligentes comme outils de commande. Notre choix a porté sur deux techniques à savoir, le contrôleur flou et le contrôleur ANFIS.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté nos contributions en matière de la commande de la vitesse du moteur ultrasonique à onde progressive AWM 90. Dans un premier temps, nous avons rappelé les performances du moteur considéré à travers des résultats de simulation en fonctionnement à vide et en charge. Dans un second temps, nous avons montré le schéma général de la boucle de commande de la vitesse du moteur AWM 90. Ensuite, nous avons présenté les deux contrôleurs proposés dans ce travail, le contrôleur flou et le contrôleur à base d'inférence neuro-flou (ANFIS). Une comparaison entre les résultats obtenus par ces deux régulateurs a été effectuée afin de valider le contrôleur le plus robuste. L'étude menée nous a permis de tirer les conclusions suivantes :

- Les régulateurs classiques, tels que les contrôleurs PI, PID, sont inefficaces pour le contrôle de la vitesse des moteurs piézoélectriques;
- De manière générale, les deux contrôleurs proposés améliorent de façon évidente et perceptible les performances du moteur, soit en termes de robustesse lors de l'introduction de la charge, soit en termes de temps de réponse.
- Le contrôleur ANFIS préserve les performances du moteur et supporte des valeurs de charge plus élevées en comparaison avec le contrôleur flou.

A l'issue de cette thèse, d'autres problèmes à résoudre demeurent ouverts. Nous présentons ci-après les pistes de recherche qui nous semblent les plus prometteuses.

Conclusion Générale

- Une des pistes sur lesquels nous travaillons actuellement consiste à développer une technique de commande combinant à la fois la fréquence et l'amplitude des tensions d'excitation comme grandeur de commande.
- Etudier la commande en position du moteur piézoélectrique AWM 90.
- Développer d'autres techniques de commande susceptibles d'être plus performantes.
- Tenant compte de la sensibilité de la fréquence de résonance de ces actionneurs à la température et à la variation de la charge, l'étude de la surveillance et le diagnostic des défauts de ces moteurs piézoélectrique est nécessaire. La recherche et le développement d'outils de surveillance et de diagnostic des défauts feront l'objet de nos prochaines études.

Annexe 1

Tableau 1 : Tableau des paramètres du moteur Daimler-Benz (AMW90 – X)[89]

Nom	Symbole et valeur	unité
Résistances d'entrées	$R_{p1}= 5$ $R_{p2}= 5$	[Ω]
Capacité de céramique	$C_{p1}= 7.8*10^{-9}$ $C_{p2}= 7.87*10^{-9}$	[F]
Capacité de stator	$C_{ps1}= 0.421*10^{-9}$ $C_{ps2}= 0.428*10^{-9}$	[F]
Inertie de Rotor	$J_R=3.4367*10^{-004}$	[Kgm ²]
Rayon	$R_w = 40.5*10^{-3}$	[m]
La masse efficace	$m_{eff} = 113.93 * 10^{-3}$	[Kg]
La masse de Rotor	$m_R = (m_{eff}+22.8+3)* 10^{-3}$	[Kg]
La rigidité de Rotor	$c_R = 300* 10^3$	[N/m]
Atténuation de Rotor	$d_R = 50* 10^3$	[Ns/m]
Coefficient de frottement de coulomb	$\mu = 0.21$	
La distance entre les points de surface de stator et le neutre	$a=4.5 * 10^{-3}$	[m]
Nombre de crête d'onde	$n=11$	
Fréquence de Résonance	$W_{res2}=w_{res1}$ $w_{res1}=2*\pi*46.65 * 10^3$	[Hz]
Longueur d'onde	$\lambda=2*\pi*R_w/n$	[m]
Nombre d'onde	$k=2*\pi/\lambda$	
La rigidité de la zone de contact	$c_N=8500*10^6$	[N/m ²]
Fréquence d'Antirésonance	$W_{ant2}=W_{ant1}$ $W_{ant1}=2*\pi*43.425*10^3$	[Hz]
La masse modale de Stator	$m=0.082$	[Kg]
Rapport de transfert	$A1=(m*C_{p1}*(w_{ant1})^2-w_{res1})^{1/2}$ $A2=(m*C_{p2}*(w_{ant2})^2-w_{res2})^{1/2}$	[(kgFs ⁻²) ^{1/2}]
Rigidité du stator	$c_{S1}=(w_{res1})^2*m$ $c_{S2}=(w_{res2})^2*m$	[N/m]
Facteur de perturbation	$\varepsilon1 = \varepsilon2$ $\varepsilon1 = 0.02$	
Facteurs d'amortissement	$d_{S2}=d_{S1}$ $d_{S1}=10$	[Ns/m]

Bibliographie

Références bibliographiques

- [1] Yonghong Tan ; Ruili Dong ; Hui Chen, "Rotary speed control of ultrasonic motor with nonlinear estimator", 13th IEEE International Conference on Control & Automation (ICCA), 2017, pp 7-11, Ohrid, Macedonia.
- [2] Mengxin Sun, Weiqing Huang, Yin Wang, Qian Lu, Zhao Su, "Research on A Novel Non-resonant Piezoelectric Linear Motor with Lever Amplification Mechanism", Sensors and Actuators: A , volume 261, 2017, pp 302-310.
- [3] Yin Wang, Weiqing Huang, "A piezoelectric motor with two projections using two orthogonal flexural vibration modes", Sensors and Actuators: A, volume 250, 2016, pp 170-176.
- [4] Xiaohui Yang, Yingxiang Liu, Weishan Chen, JunkaLiu, "A cylindrical traveling wave ultrasonic motor using bonded-type composite beam ", Ultrasonics , volume 65, 2016, pp 277–281.
- [5] Frédéric Giraud, Betty Lemaire-Semail, Julien Aragones, " Stability Analysis of an Ultrasonic Motor for a New Wave Amplitude Control ", IEEE transactions on industry applications , volume 45, NO. 4, 2009. pp 1343 – 1350.
- [6] Weijia Shi , Hui Zhao, Jie Ma, Yu Yao "Optimal working frequency of ultrasonic motors" Ultrasonics, volume 70 , 2016, pp 38–44.
- [7] S. Wang, J. Xiu, "Piezoelectric parametric effects on wave vibration and contact mechanics of traveling wave ultrasonic motor", Ultrasonics, volume 81, 2017, pp 118-126.
- [8] Ryan Q. Rudy, Gabriel L. Smith, Don L. DeVoe, and Ronald G. Polcawich "Millimeter-Scale Traveling Wave Rotary Ultrasonic Motors", Journal of Micro electromechanical Systems, volume 24, 2015, pp 108–114.
- [9] Gabriel L. Smitha, Ryan Q. Rudyb, Ronald G. Polcawicha, Don L. DeVoeb "Integrated thin-film piezoelectric traveling wave ultrasonic motors", Sensors and Actuators A, volume, 188, 2012, pp 305– 311.
- [10] Hamed Sanikhani, Javad Akbari, "Design and analysis of an elliptical-shaped linear ultrasonic motor", Sensors and Actuators A, volume 278, 2018, pp 67–77.

Bibliographie

- [11] Weiting Liu, Maoying Zhou, Xiaodong Ruan, Xin Fu, "Non-smooth model and numerical analysis of a friction driven structure for piezoelectric motors", *International Journal of Non-Linear Mechanics* ,volume 9, 2017, pp 140–150.
- [12] Tomoaki Mashimo, Kazuhiko Terashima "Dynamic analysis of an ultrasonic motor using point contact model "Sensors and Actuators A , volume 233 ,2015,pp 15–21.
- [13] F. z. kebbab, "modélisation d'un micro moteur piézoélectrique", mémoire de magister, université Ferhat Abbas, Sétif 1 ; Algérie, 2008.
- [14] Tien-Chi Chena, Chih-Hsien Yua, Chun-Jung Chena, Mi-Ching Tsaib, "Neuro-fuzzy speed control of traveling-wave type ultrasonic motor drive using frequency and phase modulation", *ISA Transactions*, volume 47, 2008, pp 325–338.
- [15] Tomonobu Senjyu, Hiroshi Miyazato, and Katsumi Ueaato, "Quick and Precise Position Control of Ultrasonic Motors with Two Control Inputs", *Electric Machines & Power Systems* , volume 25, 1997, pp 767-781.
- [16] Azeddine chaiba "commande de la machine asynchrone a double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle " thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
- [17] Bernadette Bouchon-Meunier ; "La logique floue ", Presses universitaires de France (PUF), 1993.
- [18] Ghania Debbache, "Contribution à la commande neuronale adaptative des systèmes non linéaires incertains", thèse de doctorat, université Constantine, 2011.
- [19] T. Senjyu S. Yo kod, H. Miyazato, K. Uezato, "speed control of ultrasonic motor by adaptive control with simplified mathematical model", *IEE Proceedings- Electric Power Applications*, volume 145, Issue 3, 1998, pp 180 – 184.
- [20] Tomonobu Senjyu, Mitsuru Nakamura, Naomitsu Urasaki and Hideomi Sekine, "Mathematical Model of Ultrasonic Motors for Speed Control", *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2006. APEC '06, pp 290-195, USA .
- [21] Jingzhuo Shi and Bo Liu, "Optimum Efficiency Control of Traveling-Wave Ultrasonic Motor System", *IEEE Transactions on industrial electronics*, volume 58, NO. 10, 2011, pp 4822 – 4829.
- [22] Mouhanned BRAHIM, "Modeling and Position Control of Piezoelectric Motors" thèse de doctorat, Université Paris-Saclay, 2017.
- [23] Neelima Sharad Vatkar, Yogesh Sharad Vatkar, "piezoelectric motors, it's application" *International Research Journal of Engineering and Technology*

Bibliographie

- (IRJET) ,volume 03 , Issue 06 , 2016, pp 986-990 .
- [24] Karl Spanner, Burhanettin Koc, "Piezoelectric Motors, an Overview" Actuators, volume 5 , issue 1, 2016, pp 1-18, .
- [25] Shupeng Wang, Weibin Rong, Lefeng Wang, Zhichao Pei, Lining Sun "A long range piezoelectric rotary motor with continuous output: Design, analysis and experimental performance" Sensors and Actuators , volume 263, 2017 , pp 179-187 .
- [26] Thielemans Fabien, Filippi Enrico, " Modelling of annular piezoelectric motors" in proceeding of National Congress on Theoretical and Applied Mechanics, 2006 Faculté polytechnique de Mons, Belgium, .
- [27] Zhao C. "Applications of Ultrasonic Motors in Engineering." Chapitre 1 , Ultrasonic Motors. Springer, Berlin, Heidelberg, 2011.
- [28] Douglas A. Kerr "The Canon USM (Ultrasonic Motor) Autofocus Drive System" Issue 1 January 4, 2011, http://dougkerr.net/Pumpkin/articles/Canon_USM.pdf
- [29] H. Das , X. Bao, Y. Bar-Cohen, R. Bonitz, R. Lindemann, M. Maimone, I. Nesnas, C. Voorhees "Robot manipulator technologies for planetary exploration". Proceedings of the 6th Annual International Symposium on Smart Structures and Materials, 1-5 March, 1999, pp 3668-17, Newport Beach.
- [30] Weiting Liua, Maoying Zhoua,b, Xiaodong Ruana, Xin Fua, "Non-smooth model and numerical analysis of a friction driven structure for piezoelectric motors" International Journal of Non-Linear Mechanics ,volume 91, 2017, pp 140-150.
- [31] B. Nogarede, C. Henaux, J.-F. Rouchon, F. Léonard, R. Briot, L. Petit, P. Gonnard, B. Lemaire-Semail, F. Giraud, Ph. Kapsa, " Matériaux électroactifs et génie biomédical : étude d'une prothèse de la main actionnée par une motorisation piézoélectrique ", MGE'2000, Lille, France, 13-14 décembre 2000.
- [32] Williams, A.; Brown. W." Piezoelectric Motor". US Patent .issue 2,1942, pp 439 ,499.
- [33] Jorg Wallaschek "piezoelectric ultrasonic motor" Proceedings of 2nd conference on Mechatronics and robotics , 1993 , pp 107-125 , Germany .
- [34] Sashida; T."Motor device utilizing ultrasonic oscillation" .US Patent, issue 4 ,1983 , pp 562 -374.
- [35] H.-P. Schoner, "Piezoelectric Motors and Their Applications"; International Transactions on Electrical Energy Systems, volume 2, 1992, pp 367-371.
- [36] Kumuda. A." A Piezoelectric Ultrasonic Motor". Jap. J. Appl. Phys. Volume 24

Bibliographie

- ,NO. 2, ,1985,pp. 739-741
- [37] Kuribayashi, M, Ueha. S. Mori. E: "Excitation conditions of flexural travelling waves for a reversible ultrasonic linear motor". J. Acoust. Soc. Am. Volume 77 , NO 4, 1985, pp. 1431 – 1435.
- [38] Endo, A, Sasaki. N, Tomikuwa. Y, "Linear type ultrasonic motor using two-dimensionally positioned piezoelectric elements". Ferroelectrics, volume 112, 1990, pp. 165- 170.
- [39] Burhanettin Koc, Dilek Basaran, Tayfun Akin, Abdülkadir Erden, "Design of a piezoelectric ultrasonic motor for micro-robotic application", the Scientific and Technical Research Council of Turkey, TUBITAK through Contract No: MISAG-209,2003.
- [40] Safakan tuncdemir ,yang bai ,kenji uchino, "Single Source Hybrid Drive for Multi-Functional Ultrasonic Motor", Integrated Ferroelectrics, volume 158, 2014, pp131-145.
- [41] Matteo. B. " Modélisation et commande du moteur piézoélectrique à onde progressive ", thèse de doctorat, école polytechnique fédérale de Lausanne EPFL, 2005.
- [42] Ueha S., Tomikawa Y., "Ultrasonic Motors–Theory and applications", Oxford: Clarendon Press, 1993. pp. 297.
- [43] Chunsheng Zhao, "Ultrasonic Motors Technologies and applicalions", Science Press Beijing and Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011.
- [44] Ilie Romanuc, "an introduction to ultrasonic piezoelectric motors» Bulletin AGIR NO. 4,2011, pp 69-72 .
- [45] Liang Wang, Junkao Liu, Yingxiang Liu, Xinqi Tian, Jipeng Yan, "A novel single-mode linear piezoelectric ultrasonic motor based on asymmetric structure", Ultrasonics ,volume 89, 2018, pp 137-142.
- [46] Wojciech szlabowicz, "Contribution au dimensionnement et à la réalisation d'actionneur piézoélectrique à rotation de mode fort couple pour applications aéronautiques" thèse de doctorat, institut national polytechnique, Toulouse, France, 2006.
- [47] Lu Xiaolong, Hu Junhui , Yang Lin, Zhao Chunsheng, "A novel in-plane mode rotary ultrasonic motor", Chinese Journal of Aeronautics, volume 27, 2014, pp 420-424.
- [48] Dalius Mazeika a,n, PiotrVasiljev, "Linear inertial piezoelectric motor with

Bibliographie

- bimorph disc ", Mechanical Systems and Signal Processing, volume 36 ,2013,pp 110–117.
- [49] Xiangyu Zhoua,, Yi Zhanga, Qiang Zhangb, "A novel linear ultrasonic motor with characteristic of variable mode excitation" *Ceramics International* ,volume 43, 2017, pp S64-S69.
- [50] J. M. Gallière, P. Papet, L. Latorre, "A unified electrical SPICE model for piezoelectric transducers", *IEEE International Behavioral Modeling and Simulation Workshop*, 2007, pp 138 – 142, USA
- [51] Rith LY, "Modélisation multi-physique d'actionneurs piézoélectriques et essais d'assistance au forgeage", Thèse de doctorat, université PAUL VERLAINE, France, 2010.
- [52] Viguiet, " Contribution au développement d'actionneurs électroactifs pour l'assistance circulatoire : application à la mise au point d'une fonction antithrombotique", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2005.
- [53] Yingxiang Liu, Shengjun Shi, Chunhong Li, Weishan Chen, Junkao Liu, "A novel standing wave linear piezoelectric actuator using the longitudinal-bending coupling mode", *Sensors and Actuators A* , volume 251 , 2016, pp 119–125.
- [54] Jipeng Yan, Yingxiang Liu, Junkao Liu, Dongmei Xu, Weishan Chen, "The design and experiment of a novel ultrasonic motor based on the combination of bending modes", *Ultrasonics* ,volume 71 ,2016, pp 205–210.
- [55] K.Spanner "survey of the various operating principals of ultrasonic piezomotor", in proceeding of the 10th international conference on new actuators,2006 Germany .
- [56] Yongrae Roh, Jaehwa Kwon, "Development of a new standing wave type ultrasonic linear motor", *Sensors and Actuators A*, volume 112 ,2004, pp 196–202.
- [57] Sashida T., Kenjo T. "An introduction to ultrasonic motors", Oxford : Clarendon Press, 1993. pp. 242.
- [58] Xiaohui Yang, Yingxiang Liu , Weishan Chen, Junkao Liu, "A cylindrical traveling wave ultrasonic motor using bonded-type composite beam", *Ultrasonics* , volume 65, 2016, pp 277–281.
- [59] Zhaopeng Dong, Ming Yang , Zhangqi Chen, Liang Xu, Fan Meng, Wenchu Ou, "Design and performance analysis of a rotary traveling wave ultrasonic motor with double vibrators", *Ultrasonics*, volume 71 , 2016, pp 134–141.
- [60] Antonio Iula, "A High-Power Traveling Wave Ultrasonic Motor", *IEEE*

Bibliographie

- Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, volume: 53 , 2006, pp 1344 – 1351.
- [61] Jin-hua Ren ;Chao Chen ;Jing-liang Zhou, "Research on the overload characteristic of traveling wave type rotary ultrasonic motor", IEEE Symposium on Piezoelectricity, Acoustic Waves, and Device Applications , 2013, pp 1 – 4, China.
- [62] Dong Suna, Jinbo Liu,a,b, Xing Aib, "Modeling and performance evaluation of traveling-wave piezoelectric ultrasonic motors with analytical method", Sensors and Actuators A ,volume 100, 2002, pp 84–93.
- [63] Ming Y, Peiwen Q., "Performances estimation of a rotary traveling wave ultrasonic motor based on two-dimension analytical model", Ultrasonics, volume 39.,2001, pp 115-20.
- [64] Yoichi Ogahara, Takashi Maeno, "Torque Characteristics Analysis of a Traveling Wave Type Ultrasonic Motor Impressed High Load Torque in Low Speed Range", IEEE Ultrasonics Symposium, volume 3, 2004, pp 2271 – 2274.
- [65] I.A.Renteria-Marquez, A.Renteria-Marquez B.T.L. Tseng, "A novel contact model of piezoelectric traveling wave rotary ultrasonic motors with the finite volume method", Ultrasonics, volume 90, 2018, pp 5-17.
- [66] Zheng Chunjiao, "Research on Driving Technique for Traveling Wave Ultrasonic Motor ", Procedia Engineering, volume 15, 2011, pp 251 – 255.
- [67] Jinbang Li, Jianjun Qu ,Yanhu Zhang, "Wear properties of brass and PTFE–matrix composite in traveling wave ultrasonic motors", Wear, volumes 338–339, 2015, pp 385-393.
- [68] Gabriel L. Smith Ryan Q.Rudy Ronald, G. Polcawich Don L.De Voen , "Integrated thin-film piezoelectric traveling wave ultrasonic motors", Sensors and Actuators A: Physical ,volume 188, 2012, pp 305-311.
- [69] Y. Chen, Q.L. Liu, T.Y. Zhou " A traveling wave ultrasonic motor of high torque" Ultrasonics ,volume 44 , 2006 , pp e581-e584 .
- [70] Heiner Storck , Jorg Wallaschek "The effect of tangential elasticity of the contact layer between stator and rotor in travelling wave ultrasonic motors" International Journal of Non-Linear Mechanics ,volume 38 ,2003,pp 143–159.
- [71] Carole Henaux, Jean-francois Rouchon, Bertrand Nogarede "étude d'un actionneur piézoélectrique à onde progressive " Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, volume 4,2005, pp 2,-22 .
- [72] Marc Budinger, Jean-François Rouchon, Bertrand Neared "analytical modeling for

Bibliographie

- the design of a piezoelectric rotating –mode motor" IEEE/ASME Transactions on Mechatronics , volume 9 ,2004 , pp 1- 9.
- [73] H.Frayssignes ,R.Briot " traveling wave ultrasonic motor: coupling effects in free stator " ultrasonics ,volume 41,2003,pp 89-95 .
- [74] DAI Zheng "Actionneurs piézo-électriques dans des interfaces homme - machine à retour d'effort" thèse de doctorat ,université des Sciences et Technologies de Lille 2009.
- [75] Gungor Bal, Erdal Bekiroglu "servo speed control of traveling –wave ultrasonic motor using digital signal processor " sensor and actuators A , volume 109,2004,pp 212 -219 .
- [76] Bertrand Nogarede "moteurs piézoélectriques" Techniques de l'Ingénieur D 3 765, 2007.
- [77] Tobias Hemsel, Jorg Wallaschek " State of the art and development trends of ultrasonic linear motors" IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. An International Symposium , volume: 1 ,2000 , pp 663 - 666 , San Juan, Puerto Rico, USA.
- [78] T.Hemsel , M.Mracek, J.Twiefel, P.Vasiljev "piezoelectric linear motor concepts based on coupling of longitudinal vibrations" ultrasonics ,volume 44,2006, pp e591-e596.
- [79] Weiting Liua, Maoying Zhoua,b, Xiaodong Ruana, Xin Fua "Non-smooth model and numerical analysis of a friction driven structure for piezoelectric motors", International Journal of Non–Linear Mechanics ,volume 91 ,2017, pp 140–150.
- [80] P. Hagedorn and J. Wallaschek, "Travelling wave ultrasonic motors, Part I: Working principle and mathematical modelling of the stator," Journal of Sound and Vibration, volume 155, 1992, pp. 31-46.
- [81] Jianjun Qu , Fengyan Sun , Chunsheng Zhao "Performance evaluation of traveling wave ultrasonic motor based on a model with visco-elastic friction layer on stator" Ultrasonics , volume 45 ,2006, pp 22–31.
- [82] Jorg Wallaschek "Contact mechanics of piezoelectric ultrasonic motors" Smart Mater. Struct, volume 7 ,1998, pp 369–381.
- [83] Morega, G. Robello, M. Morega, and L. Pîslaru-Dănescu, "Numerical study of the stator motion in a piezoelectric ultrasonic motor," 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE) IEEE , 2015 ,pp 609 – 613, Bucharest, Romania

Bibliographie

- [84] N. El Ghouti, "Hybrid modeling of a travelling wave piezoelectric motor", thèse de doctorat université, Denmark, 2000.
- [85] F Lu, H P Lee ,S P Lim "Contact modeling of viscoelastic friction layer of traveling wave ultrasonic motors" Smart Mater. Struct, volume 10 ,2001,pp 314–320.
- [86] Dong Sun, Jinbo Liu, Xing Ai "Modeling and performance evaluation of traveling-wave piezoelectric ultrasonic motors with analytical method" Sensors and Actuators A, volume 100 ,2002,pp 84–93.
- [87] Z.boumous "modélisation des transducteurs ultrasonores application aux micro moteurs piézoélectriques "thèse de doctorat université Sétif 2010.
- [88] J. Maas, P. Ide, N. Frohleke, H. Grotstollen "Simulation Model for Ultrasonic Motors powered by Resonant Converters" . Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting , volume 1 , 1995, pp 111 - 120 , Orlando, USA.
- [89] Gregor Kandare, Jorg Wallaschek "derivation and validation of a mathematical, model for traveling wave ultrasonic motors" smart mater, struct ,volume 11,2002, pp 565-574.
- [90] Meiling Zhu "Contact Analysis and Mathematical Modeling of Traveling Wave Ultrasonic Motors" IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, volume. 51, 2004, pp 668 – 679.
- [91] Yuxin Penga, Yulong Pengb, Xiaoyi Gua, Jian Wangc, Haoyong Yua," A review of long range piezoelectric motors using frequency leveraged method" Sensors and Actuators A volume 235 , 2015, pp 240–255
- [92] Fadhlur Rahman Mohd Romlay , Wan Azhar Wan Yusoff , Kamal Arifin Mat Piah , "Increasing the efficiency of traveling wave ultrasonic motor by modifying the stator geometry" Ultrasonics ,volume 64, 2016, pp 177-185.
- [93] B. Radi, A. El Hami "The study of the dynamic contact in ultrasonic motor" Applied Mathematical Modelling ,volume 34 , 2010, pp 3767–3777.
- [94] Flynn, Anita .M "torque production in ultrasonic motors " MIT artificial intelligence laboratory ,1993 .
- [95] Anita M. Flynn, "piezoelectric ultrasonic micro motors» Thèse de doctorat, MIT artificial intelligence laboratory ,December 1997 .
- [96] Heiner Storck, Jorg Wallasche "the effect of tangential elasticity of the contact layer between stator and rotor in traveling wave ultrasonic motors" international journal of Non-Linear Mechanics ,volume 38, 2003, pp143-159.

Bibliographie

- [97] Lauric Garbuio "Etude du phénomène de lubrification électroactive à l'aide d'actionneurs piézoélectriques. Application à la réduction des forces de frottement sec dans un moteur à combustion interne". Thèse de doctorat ,Toulouse 2006 .
- [98] L.Pons, H.Rodriguez, F.Seco, R.Ceres, L.Calderon "modeling of piezoelectric transducers applied to piezoelectric motors: a comparative study and new perspective" sensors and actuators A , volume 110, 2004, pp 336-343.
- [99] Jianjun Qu , Fengyan Sun , Chunsheng Zhao "Performance evaluation of traveling wave ultrasonic motor based on a model with visco-elastic friction layer on stator" Ultrasonics ,volume 45 , 2006, pp 22–31.
- [100] Li Huafeng, Zhao Chunsheng ,Gu Chenglin "study on the contact model of ultrasonic motor considering shearing deformation " journal of electrical engineering, volume .55, 2004, pp 216-220.
- [101] Jianjun Qu, , Tieying Zhou "an electric contact method to measure contact state between stator and rotor in a traveling wave ultrasonic motor " ultrasonics , volume 41 , 2003 , pp 561-567.
- [102] Z. Boumous , S.Belkhiat, F.Z Kebbab "Effect of shearing deformation on the transient response of a traveling wave ultrasonic motor". Sensors and Actuators A, volume 150 , 2009, pp 243–250.
- [103] Matteo Bullo, Yves Perriard " Influences to the Mechanical Performances of the Travelling Wave Ultrasonic Motor by Varying the Prestressing Force Between Stator and Rotor" Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium, 1, null, 2003, pp 593-596.
- [104] Fernandez lopez " modeling and optimization of ultrasonic linear motors " thèse de doctorat , Lausanne EPFL 2006.
- [105] Thomas Schulte and Norbert Fröhleke, "improved setpoint adjustment for ultrasonic motors" IEEE/ASME International Conf. on Advanced Intelligent Mechatronics, ,2001 pp. 504-509, Como, Italy.
- [106] F.Z. Kebbabb ,Z. Boumous, S. Belkhiat, "Rotary Ultrasonic Motors: Daimler Benz AWM 90–X TWUSM motor, Experimental and Simulation mechanical characteristics" J. Electrical Systems ,volume5, Issue 4 ,2009.
- [107] Erdal Bekiroglu "Microcontroller-based full control of ultrasonic motor with frequency and voltage adjusting" Sensors and Actuators A , volume 141 ,2008, pp 151–159.

Bibliographie

- [108] K. T. Chau, S. W. Chung, and C. C. Chan " Neuro-Fuzzy Speed Tracking Control of Traveling-Wave Ultrasonic Motor Drives Using Direct Pulse width Modulation", IEEE Transactions on industry applications, volume. 39, NO. 4, 2003, pp 1061 – 1069.
- [109] Altan Gencer "A Comparative Speed/Position Control Technique Based Fuzzy Logic Control for Travelling Wave Ultrasonic Motor" 7th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), 2015, pp SG-7 - SG-12, Bucharest, Romania
- [110] M. Brahim , I. Bahri , Y. Bernard "Real time implementation of H-infinity and RST motion control of rotary traveling wave ultrasonic motor " Mechatronics volume 44 ,2017, pp14–23.
- [111] Tomonobu Senjyu, Hiroshi Miyazato, and Katsumi Uezato "Precise Speed Control of Ultrasonic Motors with Repetitive Control" Proceedings IEEE Conference on Industrial Automation and Control Emerging Technology Applications ,1995 ,pp165 – 169, Taipei, Taiwan.
- [112] Li Huafeng Zhao Chunsheng1 Gu Chenglin "Precise Position Control of Ultrasonic Motor Using Fuzzy Control" IEEE Ultrasonics Symposium, volume 2,2004 pp 1177 – 1180.
- [113] Gencer A ." A new speed/position control technique for travelling wave ultra- sonic motor under different load conditions". 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, 2014 , pp 65 – 70, Turkey.
- [114] Sun Z ,Li H , Huang W "Control of multiple ultrasonic motors with robust parameter design". IEEE Ultrason Symp ,2008, pp 1827–30 .
- [115] Ma Qiujie, Shi Jingzhuo "Fuzzy PID Speed Control of Two Phase Ultrasonic Motor " Indonesian Journal of Electrical Engineering,.,volume 12 ,2014, pp. 6560 – 6565.
- [116] Kamal Arifin Mat Piah, Wan Azhar Wan Yusoff, Nur Iffah Mohamed Azmi, Fadhlur Rahman Mohd Romlay "PSO-based PID Speed Control of Traveling Wave Ultrasonic Motor under Temperature Disturbance" Materials Science and Engineering ,volume 319 ,2018, pp 1-6.
- [117] Kanya Tanaka,Masato Oka, Akihiko Uchibori, Youichirou Iwata, "precise Position Control of an Ultrasonic Motor Using the PID Controller Combined with NN" Electrical Engineering in Japan, volume. 146, No. 3, 2004, pp 1317-1324.

Bibliographie

- [118] Shenglin Mu Kanya Tanaka, Shota Nakashima "Intelligent PID Control for USM Using PSO in Real-time Environment " IEEE 3rd Global Conference on Consumer Electronics (GCCE), 2014,pp 612 – 615, Taichung, Taiwan.
- [119] Shenglin Mu Kanya Tanaka, Shota Nakashima "Intelligent Control of USM using a Modified NN with PSO" IEEE 4th Global Conference on Consumer Electronics (GCCE) , 2015 ,pp 507 – 510, Osaka, Japan.
- [120] Yu Cheng, Fu-Rong Lei, Wen-Li Xu and Yi-Sheng Zhong"Speed Control of Ultrasonic Motors by Auto-Tuning Fuzzy PI Control" Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation (Cat. No.02EX527) ,2002 , volume: 3 , pp 1882 - 1886 , Shanghai, China, China.
- [121] Shi Tingna, Xu Shaohui. "Fuzzy-PI Dual-Mode Adaptive Speed Control for Ultrasonic Motors" .Transactions of China Electrotechnical Society. volume 18 ,2003, pp 1-4.
- [122] Tomonobu Senjyu , Satoru Yokoda "Speed Control of Ultrasonic Motors Using Fuzzy Neural Network" Proceedings of the IEEE IECON. 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation , 1996 , volume 2 ,pp 887 – 892, Taipei, Taiwan.
- [123] Kanya Tanaka, Yuji Wakasa, Takuya Akashi, Masato Oka "PI Control Adjusted by GA for Ultrasonic Motor"Electrical Engineering in Japan, volume. 169, No. 1, 2009.
- [124] Faa-Jeng Lin" Fuzzy Adaptive Model-Following Position Control for Ultrasonic Motor"IEEE Transactions on power electronics, volume. 12, NO. 2, 1997 .
- [125] Senjyu T , Kashiwagi T , Uezato K . "Position control of ultrasonic motors using MRAC and dead-zone compensation with fuzzy inference". IEEE Trans Power Electron , volume 17 ,2002, pp 265–72.
- [126] Li Huafeng Zhao Chunsheng Gu Chenglin"Precise position control of ultrasonic motor using fuzzy control with dead-zone compensation " Journal of electrical engineering, volume. 56, NO. 1-2, 2005, pp 49–52.
- [127] T. Senjyu ; S. Yokoda ; Y. Gushiken ; K. Uezato "Position control of ultrasonic motors with adaptive dead-zone compensation Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242),1998 , volume: 1,pp 506 - 512 , St. Louis, MO, USA, USA.

Bibliographie

- [128] Bal G , Bekiroglu E , Demibras S , Colak I . "Fuzzy logic based DSP controlled servo position control for ultrasonic motor." *Energy Convers Manage*, volume 45, Issue 20, 2004, pp3139-3153 .
- [129] Tomonobu Senjyu, Hiroshi Miyazato, Satoru Yokoda, and Katsumi Uezato "Speed Control of Ultrasonic Motors Using Neural Network" *IEEE Transactions on Power Electronics* ,1998 , volume: 13 , Issue: 3 , pp:381 – 387.
- [130] Ahmadi M , Mojallali H , Fotovvati MH . "Predictive control of traveling wave ultrasonic motors using neural network". *2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference* ,2011 , pp 256 – 261, Tehran, Iran.
- [131] KT Chau, SW Chung, CC Chan. "Neuro-fuzzy Speed Tracking Control of Traveling-Wave Ultrasonic Motor Drives Using Direct Pulsewidth Modulation". *IEEE Transactions on Industry Applications*, volume 39 ,2003, pp 1061-1069.
- [132] Xia Changliang, Xu Shaohui."Fuzzy Adaptive Speed Control for Ultrasonic Motor Based on Genetic Algorithm". *Proceedings of the Csee*, volume 23, 2003, pp 99-103, China.
- [133] T. SenjyuS. YokodaK. Uezato" Position control of ultrasonic motors using sliding mode control with multiple control inputs" *APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition* , 1998 , pp 597-602, Anaheim, CA, USA, USA
- [134] S. Labiod, "Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires". *Thèse de Doctorat, ENP.2004.*
- [135] F. Chevré, F, Guely, "La logique floue", *Collection Technique, Cahier Technique Schneider NO 191.*
- [136] El hadi rebeaa "génération automatique et optimisation de système à inférence floue" *thèse de doctorat univ paris XII* vale de marne ,2003.
- [137] Y. Djeriri et Z. Boudjema " Commande robuste par la logique floue et les réseaux de neurones artificiels de la GADA : étude comparative " *Revue des Energies Renouvelables* ,volume. 20, N°1 ,2017, pp 147 – 160.
- [138] Lorenz dambrosio "Data-based fuzzy logic control technique applied to wind system energy "*procedia* , volume 126 ,2017, pp 690-697 .
- [139] Zarour Laid "étude technique d'un système d'énergie hybride photovoltaïque – éolien hors réseau " *thèse de doctorat université Constantine* 2010.

Bibliographie

- [140] P.G., Varouchakis, E.A., Karatzas, G.P., "Spatial analysis of groundwater levels using Fuzzy Logic and geostatistical tools", Journal of Hydrology ,volume 555, 2017, pp 242-252 .
- [141] Fazel BazrafshanBehnood Rasti, Hamed Mojallali "Fuzzy Modeling and Position Control of a Traveling Wave Ultrasonic Motor" The 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering (ICCAE) ,2010 , volume 5, pp 457 – 461, Singapore.
- [142] Yonfhong Tan, Ruili Dong ,Hui Chen "Rotary speed control of ultrasonic motor with nonlinear estimator" 13th IEEE international conference on Control ,Automation (ICCA) , 2017 , pp7-11, Macedonia.
- [143] J.-M. Allenbach "Asservissements par logique floue" N° 129R Volume 5 R Edition 2001.
- [144] Aleksander, I. and Morton, H "An introduction to neural computing". 2nd édition , 1995.
- [145] Bendaas Ismail "Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle " thèse de doctorat Université de Batna 2016.
- [146] M. R. Dastranj, E. Ebrahimi, N. Changizi, E. Sameni, "Control DC Motor speed with Adaptive Neuro-Fuzzy control (ANFIS)", Australian Journal of Basic and Applied Sciences, volume 5 , 2011, pp.1499-1504 .
- [147] Rafik MAHDAOUI "Contribution à la surveillance dynamique des systèmes de production évolutifs par les systèmes Neuro Flous Temporels" thèse de doctorat Université de Batna 2009.
- [148] K Premkumar, B.V.Manikandan, "Speed control of Brushless DC motor using bat algorithm optimized Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System". Applied Soft Computing., volume32, 2015,pp.403-419 .
- [149] V. Akhil, G. Raksha, M. Bodade, Bhagyashri, M. Raut, "ANFIS Controller and Its Application", International Journal of Engineering Research &Technology (IJERT).,volume 2, 2013, pp. 2278-018 .
- [150] MELIANI Bouziane "Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel" thèse de doctorat université SIDI-BEL-ABBES 2014 .

Bibliographie

- [151] H. Chaudhary, S. Khatoun, R. Singh, "ANFIS Based Speed Control of DC Motor", Second International Innovative Applications of Computational Intelligence on Power, Energy and Controls with their Impact on Humanity (CIPECH), 2016, pp 63 – 67.
- [152] moourdjoui morad "Modélisation des effets électromagnétiques ' appoer de la logique floue et neuro-floue " thèse de doctorat Université de Batna 2008.
- [153] K. Premkumar ,n, B.V.Manikandan"Fuzzy PID supervised online ANFIS based speed controller for Brushless dc motor" Neurocomputing ,volume 157, 2015, pp76-90.
- [154] Cherroun Lakhmissi "Navigation Autonome d'un Robot Mobile par des Techniques Neuro-Floues " thèse de doctorat Université Mohamed Khider – Biskra 2014
- [155] Chaouch Djamel Eddine "Contrôle robuste des systèmes dynamiques non linéaires incertains par des approches de l'intelligence artificielle " thèse de doctorat Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf 2016.
- [156] "USM ultrasonic motor general catalogue" shinsei USR 60 , 2005-9.
- [157] "Ultrasonic motor catalogue "Support the Growth of Ultrasonic Motors. Create Innovative Actuators. shinsei 2017-11
- [158] Brochure, Daimler-Benz AG , TE/ P670521040007911991
- [159] Shashi Bhushan Kumar, Mohammed Hasmal Ali, Anshu Sinha "Design and Simulation of Speed Control of DC Motor by Fuzzy Logic Technique with Matlab/Simulink" International Journal of Scientific and Research Publications, Volume 4, Issue 7, 2014 , pp 1-4.
- [160] Tomonobu Senjyu, Hiroshi Miyazato, and Katsumi Uezato "Performance comparison of PI and adaptive controller for adjustable speed drives of ultrasonic motors" Proceedings of 1994 IEEE International Conference on Industrial Technology - ICIT '94, PP 519-523, Guangzhou, China.
- [161] F. Z. Kebbab, D. E. C. Belkhiat, D. Jabri, S. Belkhiat "Frequency Speed Control of Rotary Travelling Wave Ultrasonic Motor Using Fuzzy Controller" Engineering, Technology & Applied Science Research ,volume . 8, No. 4, 2018, pp 3276-3281.

ملخص

نظرا للبنية الخاصة التي تميز المحرك البييزوكهربائي ذو الموجه التقدمية و مبدأ تشغيله المعقد، و خصائصه التي تتغير جراء عدة عوامل أهمها تغير درجة حرارة المحرك و تآكل بعض أجزاءه، وكذلك تغير تردد التغذية الكهربائية، كل هذه العوامل تعقد من مسألة تشغيل المحرك اعتمادا على نظام الحلقة المفتوحة للتحكم. وعليه يستوجب علينا تصميم نظام التحكم اعتمادا على تقنية الحلقة المغلقة من أجل التحسين الكامل لأداء المحرك و التغلب على أوجه القصور الخاصة به، وتحسين خصائصه الدينامية. في هذه الأطروحة، نستعرض، أولا، أنموذجا تحليليا للمحرك البييزوكهربائي. هذا الأنموذج يأخذ بعين الاعتبار عدم إهمال الكثير من الظواهر الفيزيائية التي قد تنشأ أثناء اشتغال المحرك و التي عادة ما يتم إهمالها في الدراسات الأخرى، بالخصوص التشوه الناجم عن إجهاد القص. بعد ذلك تعاملنا مع مشكلة التحكم في سرعة المحرك. للقيام بذلك، تم تطوير نوعين من وحدات التحكم، وهما وحدة التحكم الغامضة و وحدة التحكم ANFIS. تم بعد ذلك التحقق من صحة أداء هاتان الوحدتان باستعمال المحاكاة الرقمية. كما أن هذه الدراسة قد أظهرت كفاءة وحدة التحكم ANFIS بالإضافة إلى متانتها اتجاه تغير الأثقال المعبأة على جذع المحرك.

الكلمات المفتاح : محرك بييزوكهربائي ذو موجه تقدمية ، المنطق الغامض ، ANFIS

Résumé

En raison de la structure particulière et du principe de fonctionnement des moteurs piézoélectriques, leurs caractéristiques de sortie varient en fonction de la température, de la corrosion, de la pré-pression et de la fréquence d'excitation, ce qui complique le bon fonctionnement en boucle ouverte. Par conséquent, l'objectif du contrôle des moteurs piézoélectriques est de surmonter ses propres imperfections, d'améliorer ses caractéristiques de sortie et de mettre en œuvre ses excellentes performances. Dans cette thèse, nous avons exposé un modèle analytique du moteur ultrasonique (piézoélectrique) à onde progressive type Daimler-Benz (AMW90 – X). Le moteur a été étudié en tenant compte des irrégularités susceptibles de se présenter par rapport au cas de moteur idéal, à savoir, la contrainte de cisaillement. Par la suite, nous avons traité le problème de contrôle de vitesse. Pour ce faire, deux types de contrôleurs ont été développés, à savoir, le contrôleur flou et le contrôleur ANFIS. Les performances des deux contrôleurs ont été validées en simulation. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité du contrôleur ANFIS ainsi que sa robustesse vis-à-vis de la variation de charge.

Mot clés : Moteur piézoélectrique à onde progressive, contrôleur flou, contrôleur ANFIS.

Abstract

Due to the special structure and operating principle of USMs, its output characteristics vary according to temperature, abrasion, pre-pressure, and exciting frequency, which makes it difficult to operate well under the open loop condition. It must also be formed as a closed loop system to fully implement its potential performance. In addition, under practical operations we need to control speed, position, and torque of USMs. Therefore, the objective of USM's control is to overcome its own imperfection, improve its output characteristics, and implement its inherent excellent performance. In order to achieve these

purposes, two aspects need to be completed. One is the establishment of models about USM's output qualities (the efficiency, torque, power, etc.) and control variables (the voltage amplitude, frequency, and phase difference). In this thesis, we developed the analytical model of a traveling wave ultrasonic motor (piezoelectric) type Daimler-Benz (AMW90 – X).The motor was studied by taking account of the irregularities likely to be presented compared to the case of ideal motor. Subsequently we dealt with the problem of speed control. The fuzzy logic and ANFIS were integrated for the control of the speed of the piezoelectric motor, according to the frequency of the excitation voltages.

Key words: traveling wave piezoelectric motor, fuzzy logic ,ANFIS .