

# Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Numéro de série : .....

Numéro d'inscription : DE/02/16

## Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT SCIENCES**

**Spécialité : Electronique**

## THEME

### **Commandes Non Linéaires Robustes Appliquées À un Hélicoptère Autonome**

Présenté par

**GHELLAB Mohammed Zinelaabidine**

Soutenu le : 15/06/2020

**Devant le jury composé de :**

<u>Nom &amp; Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
LADJAL Mohamed	M.C.A	Université Med Boudiaf, M'sila	Président
ZEGHLACHE Samir	M.C.A	Université Med Boudiaf, M'sila	Encadreur
BOUGUERRA Abderrahmen	M.C.A	Université Med Boudiaf, M'sila	Co-encadreur
AMARDJIA Nourredine	Professeur	Université de Setif-1, Setif	Examineur
CHEMALI Hamimi	Professeur	Université de Setif-1, Setif	Examineur
BENALIA Leila	Professeur	Université de Batana-2, Batna	Examineur

**Année universitaire : 2019/2020**

**ملخص :** تتعلق الأعمال المقدمة في هذه الأطروحة بشرح وتوضيح نموذج طائرات المروحيات, ألا وهي طائرة ذات مروحتين و طائرة ثمانية المرواح المحورية. قمنا بتطبيق التحكم بال PID , بالمنطق الغامض و ال PID التكيفي الغامض على نظام TRMS : معاملات ال PID يتم تكيفها بواسطة نظام المراقبة الغامض. النتائج التجريبية المحصلة تثبت متانة التحكم على جهاز ال TRMS , مع قيادة بواسطة التحكم المقترح كانت فعالة. تليها, التحكم على طائرة ثمانية مرواح المحورية اعتمدنا فيها بتهجين تقنية المنطق الغامض نوع 2 مع تقنية التحكم بالنمط الإنزلاقي ذو مساحة انزلاقية خطية PID . بغية التخلص من ظاهرة الشاترينغ. بالإضافة إلى ذلك أدرجنا ملاحظ غامض من نوع 2 يعمل على تكيف معامل الموجود على مستوى مخرج التحكم. في الأخير قمنا بتطبيق جميع أنظمة التحكم المحصل عليها على جهاز الهليكوبتر ذات ثمانية مرواح المحورية مرفوقة بالنتائج الموضحة, والتي أثبتت فعالية التقنيات المقترحة .

**كلمات مفتاحية:** طائرة عمودية ذات مروحتين TRMS – طائرة عمودية ذات ثمانية مرواح محورية – المنطق الغامض – PID التكيفي الغامض – النمط الإنزلاقي – مساحة انزلاقية PID – ملاحظ غامض نوع 2 – معامل تكيفي .

**Abstract:** The works presented in this thesis deal with the description of models of vertical flight aircrafts, the TRMS and the octorotor coaxial helicopters. The PID, the fuzzy logic and adaptive fuzzy PID controllers have been applied to the TRMS system and where the PID controller parameters are optimized using a fuzzy system. Experimental results have showed that the robustness of TRMS angles driven by the proposed controller is guaranteed. The control of the octorotor coaxial helicopter is built through coupling interval type-2 fuzzy logic control and sliding mode control (SMC) using a proportional-integral-derivative (PID) sliding surface. The main purpose is the elimination of the chattering phenomenon. Moreover the output gain of the type-2 fuzzy sliding control is tuned on-line via a supervisory type-2 fuzzy system, and hence 'Chattering' is reduced. Simulation results compared to those of conventional SMC with PID sliding surface have indicated that the control performance of the octorotor aircraft is satisfactory and the proposed adaptive interval type-2 fuzzy sliding mode control (CMGFT2A) can efficiently achieve favorable tracking performance.

**Key words :** TRMS model– Octorotor coaxial – Adaptive Fuzzy PID – Sliding mode – PID Sliding surface – Fuzzy type 2 Supervisor – Adaptive gain.

**Résumé:** Les travaux présentés dans cette thèse portent sur la description et la modélisation des hélicoptères multi rotors tels que l'hélicoptère birotor type TRMS et l'hélicoptère octorotor coaxial. Des commandes par régulateur PID, par logique floue et par une commande PID floue adaptatif (PIDFA) ont été appliquées au système TRMS et où les paramètres du régulateur PID sont optimisés à l'aide d'un système d'inférence floue. En suite, des lois de commande ont été synthétisées telles que la commande par mode glissant (CMG) avec des surfaces linéaires type PID et l'association de la commande floue type-2 à la commande par mode glissant qui est sollicitée pour éliminer l'effet de Chattering, qui se manifeste et représente l'inconvénient majeur de la commande à structure variable appliquée au modèle dynamique de l'ocotorotor coaxial. Les résultats de simulation obtenus montrent le bon fonctionnement des lois de commande proposées à travers les performances enregistrées, aussi bien pour les expérimentations en temps réel effectuées sur le modèle du TRMS que pour celles des simulations effectuées sur l'ocotorotor coaxial.

**Mots clés :** TRMS – Octorotor coaxial – PID Floue Adaptative – mode glissant – surface de glissement PID – superviseur flou type 2 – Gain adaptatif.

# Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse a été mené au laboratoire d'automatique du département d'électronique de l'université de M'sila.

Avant tout, je remercie ﷻ, le tout puissant,  
pour m'avoir assisté afin d'accomplir ce modeste travail.

Je ne saurais présenter cette étude sans remercier tous ceux qui ont contribué à son aboutissement. Je tiens en tout premier lieu à remercier mon encadreur Mr **ZEGHLACHE Samir**, Maitre de conférences A à l'Université de M'Sila, pour la confiance qu'il m'a accordée en ayant accepté de diriger mes travaux de recherche. Son enseignement a su susciter mon intérêt pour l'étude de la logique floue et des systèmes d'inférences floues. La patience et l'estime dont il a su faire preuve tout au long de la période de recherche, ont été une aide précieuse lors de l'élaboration de cette thèse.

Je remercie vivement mon Co-encadreur Mr **BOUGUERRA Abderrahmen**, Maitre de conférences A à l'Université de M'Sila, pour son soutien, son aide et les réponses à mes diverses questions.

Je tiens ensuite à remercier Mr **LADJAL Mohamed**, Maitre de conférences A à l'Université de M'Sila, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Mes remerciements vont de même à Mr **AMARDJIA Nourredine**, Professeur à l'Université de Sétif 1, Mr **CHEMALI Hamimi**, Professeur à l'Université de Sétif 1 et Mme **BENALIA L.**, Professeur à l'Université de Batna 2, d'avoir pris le temps d'examiner ce travail et de l'intérêt qu'ils y ont porté.

Je leur adresse également mes remerciements d'avoir accepté d'être de ce jury.

Mes remerciements s'adressent également, au membre du conseil scientifique du département d'électronique et de la faculté de technologie d'avoir accepté d'examiner ce modeste travail.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous mes collègues et mes amis qui n'ont pas cessé de m'encourager pour pouvoir mener à terme ce travail, particulièrement Mr **RAHALI Hilal**, Maitre de conférences B à l'Université de M'Sila pour son aide inestimable, et ses encouragements tout au long de ce travail. Aussi, je tiens à remercier Mr **BEN YETOU Lotfi** Maitre de conférences A à l'Université de M'Sila et les chefs des départements d'Electronique et de Génie Electrique de l'Université de M'Sila. Un remerciement particulier à Mr **KHODJA Djaleddine** Maitre de conférences A à l'Université de M'Sila pour son amicale collaboration.

Je remercie très sincèrement Monsieur **BEN MOHAMED Farhat**, Ingénieur au Labo Automatique pour sa disponibilité pendant la période de recherche pour la validation expérimentale.

Enfin, je tiens à remercier **ma famille** qui pendant toute ma vie a été à mes côtés pour m'encourager à atteindre mes objectifs académiques et personnels.

## Table des Matières

Table des Matières.....	I
Liste des Figures.....	IV
Liste des Tableaux.....	VII
Introduction Générale .....	1
I Etat de l'art.....	4
I.1 Introduction.....	4
I.2 Principe du vol d'un hélicoptère .....	5
I.2.1 Les forces agissantes sur l'hélicoptère en vol.....	5
I.2.3 Les hélicoptères à rotors coaxiaux.....	6
I.3 Techniques de commande des hélicoptères multi-rotors.....	7
I.3.1 Commande adaptative.....	8
I.3.2 Techniques d'intelligences artificielles basées sur la logique floue.....	10
I.3.3 Commande par mode glissant.....	11
I.4 Conclusion.....	12
<b>II Modélisation des hélicoptères multi rotors</b>	
II.1 Introduction.....	13
II.2 Présentation du TRMS type 33-949.....	14
II.2.1 Synthèse du modèle à deux degrés de liberté .....	15
II.2.1.1 Sous système d'élévation.....	15
II.2.1.2 Sous système d'azimut.....	17
II.2.2 Modèle d'état .....	18
II.2.3 Paramètres du modèle.....	19
II.2.4 Réponse en boucle ouverte.....	20

II.3 L'hélicoptère octorotor coaxial.....	21
II.3.1 Description.....	21
II.3.2 Les possibilités de vol de l'ocotorotor coaxial.....	22
II.3.3 Synthèse du modèle à six degrés de liberté.....	23
II.3.4 Modèle dynamique du système.....	27
II.3.5 Dynamique du rotor .....	28
II.3.6 Paramètres du modèle.....	30
II.4 Conclusion.....	31

### III Commande d'un simulateur de vol d'hélicoptère à deux degrés de liberté type TRMS

III.1 Introduction .....	32
III.2 Commande du système TRMS en utilisant le régulateur classique.....	32
III.2.1 Description de la commande PID.....	32
III.2.2 Application d'un régulateur PID à un TRMS.....	33
III.2.4 Considérations pratiques lors de l'implémentation d'une loi de commande..	36
III.3 Commande intelligente basée sur la logique floue	38
.....	
III.3.1 Introduction à la logique floue .....	38
III.3.2 Les ensembles flous.....	39
III.3.3 Caractéristiques d'un sous-ensemble flou .....	39
III.3.4 Opérations de base.....	40
III.3.5 Notion de règle linguistique .....	41
III.3.6 Les différents systèmes d'inférence floue.....	41
III.3.7 Conception d'un contrôleur flou.....	41
III.3.8 Caractéristiques d'un système d'inférence flou.....	43
III.3.9 Application de la commande floue : avec structure PID.....	44
III.3.9.1 Fonctions d'appartenance.....	44
III.3.9.2 Table de règles floues.....	46
III.3.9.3 Méthode d'inférence.....	46
III.3.9.4 Méthode de défuzzification .....	46
III.3.9.5 Résultats expérimentaux de la commande floue .....	46
III.4 Développement d'un contrôleur hybride intelligent PID-Flou pour TRMS.....	49
III.4.1 Conception et application de la commande PID Floue .....	50
III.4.2 Détermination des gains du régulateur PID .....	51
III.4.3 Fonctions d'appartenance.....	51
III.4.4 Règles de décision (Table de décision).....	53
III.4.5 Résultats expérimentaux.....	55
III.4.5.1 Test de poursuite de trajectoire carrée.....	55
III.4.5.2 Test de poursuite de trajectoire sinusoïdale.....	57
III.4.5.3 Test de robustesse .....	59
III.5 Etude comparative (PIDFA, Floue et PID) .....	60
III.6 Conclusion .....	61

## IV Commande d'un hélicoptère à six degrés de liberté type octorotor coaxial

IV.1 Introduction .....	62
IV.2 Commande à Structure Variable .....	63
IV.2.1 Choix des Surfaces de Glissement.....	63
IV.2.2 Condition de Glissement.....	64
IV.2.3 Calcul de la Commande.....	65
IV.2.4 Expression analytique de la commande.....	65
IV.2.5 Elimination du Phénomène du Chattering.....	66
IV.2.6 Différentes Structures du Contrôle par Mode de Glissement.....	67
IV.2.6.1 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande...	68
IV.2.6.2 Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'Etat.....	68
IV.2.6.3 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Equivalente.....	69
IV.3 Commande par mode glissant avec des surfaces de type PID.....	69
IV.3.1 La surface de glissement proposée.....	69
IV.3.2 Stratégie de commande.....	69
IV.3.3 Synthèse de loi de commande.....	70
IV.3.4 Résultats de simulation.....	72
IV.4 Développement d'un contrôleur hybride mode glissant flou avec un superviseur flou type-2.....	75
IV.4.1 Notion de base sur la logique floue type-2.....	75
IV.4.2 La logique floue et la commande à structure variable.....	79
IV.5 Commande hybride flou type-2 mode glissant adaptatif .....	82
IV.5.5 Résultats de simulation.....	85
IV.6 Etude comparative .....	87
IV.7 Conclusion.....	88
Conclusion générale.....	89
Références Bibliographiques.....	90

## Table des Figures

I.1 Forces agissantes sur l'hélicoptère .....	5
I.2 Hélicoptère à deux rotors (a-b).....	6
I.3 (a) Quadricoptère Silverlit X-UFO - (b) Hexacoptère - (c) Octocoptère.....	6
I.4 (a) Kamov Ka-32 et (b) Kamov Ka-50 .....	7
I.6 Commande adaptative à modèle de référence .....	9
I.7 Commande adaptative auto-ajustable schéma de base.....	10
II.1 Simulateur d'hélicoptère à deux degré de liberté TRMS33-949 .....	14
II.2 Configuration du TRMS 33-949.....	15
II.3 Schéma bloc du système TRMS 33-949 .....	18
II.4 Réponses libres du modèle du TRMS.....	20
II.5 Réponses du modèle du TRMS pour $U_1 = U_2 = 0.5$ volt et $\psi_0 = \varphi_0 = 0$ rad .....	20
II.6 Exemple d'un octorotor coaxial .....	21
II.7 Les différents mouvements du l'octorotor coaxial.....	22
II.8 Configuration du l'octorotor coaxial.....	23
III.1 Schéma fonctionnel de la commande PID.....	33
III.2 Simulateur d'hélicoptère .....	34
III.3 Processus de génération du code exécutable .....	35
III.4 Structure de la commande par PID implantée.....	35
III.5 Temps de calcul vis-à-vis période d'échantillonnage.....	36
III.7 Résultats de la commande PID avec une trajectoire carrée.....	37
III.8 Résultats de la commande PID avec une trajectoire sinusoïdale.....	37
III.6 Résultats de la commande PID avec une consigne échelon.....	38
III.11 Caractéristiques d'un sous-ensemble flou.....	40
III.12 Architecture interne d'un contrôleur flou.....	42
III.13 Structure de base d'un contrôleur flou.....	44
III.15 La surface du régulateur flou.....	45

III.16	Implémentation de la commande floue au simulateur de TRMS.....	47
III.18	Résultats de la commande floue avec une trajectoire carré.....	48
III.19	Résultats de la commande floue avec une trajectoire sinusoïdale.....	48
III.17	Résultats de la commande floue avec une consigne échelon.....	49
III.20	Schéma fonctionnel de la commande PIDFA pour le TRMS.....	50
III.21	Fonctions d'appartenance des entrées $e_j$ et $\Delta e_j$ et des sorties $k'_{pj}$ , et $k'_{dj}$ avec ( $j = \psi, \varphi$ ) .....	52
III.22	fonctions d'appartenance des entrées $e_j$ et $\Delta e_j$ et de sortie $k'_{ij}$ avec ( $j = \psi, \varphi$ ). .....	52
III.23	Surface des gains $k'_{pj}$ .....	54
III.24	Surface des gains $k'_{dj}$ .....	54
III.25	Surface des gains $k'_{ij}$ .....	54
III.26	Schéma bloc du contrôleur PIDFA implémenté en temps réel.....	55
III.27	Résultats expérimentaux avec une poursuite de trajectoire carrée.....	56
III.28	Les gains $k_{p\psi}$ , $k_{i\psi}$ et $k_{d\psi}$ du contrôleur PIDFA (Trajectoire carré) .....	56
III.29	Les gains $k_{p\varphi}$ , $k_{i\varphi}$ et $k_{d\varphi}$ du contrôleur PIDFA(Trajectoire carré).....	57
III.30	Résultats expérimentaux avec une poursuite de trajectoire sinusoïde.....	57
III.31	L'évolution des gains $k_{p\psi}$ , $k_{i\psi}$ et $k_{d\psi}$ du contrôleur PIDFA (Trajectoire carré).....	58
III.32	L'évolution des gains $k_{p\varphi}$ , $k_{i\varphi}$ et $k_{d\varphi}$ du contrôleur PIDFA (Trajectoire sinusoïde).....	58
III.33	Test de stabilisation de contrôleur PIDFA pour TRMS avec une perturbation externe.....	59
III.34	L'évolution des gains $k_{p\psi}$ , $k_{i\psi}$ et $k_{d\psi}$ du contrôleur PIDFA (Rejet de perturbations externes).....	59
III.35	L'évolution des gains $k_{p\varphi}$ , $k_{i\varphi}$ et $k_{d\varphi}$ du contrôleur PIDFA (Rejet de perturbations externes).....	60
IV.1	Convergence du système glissant.....	63
IV.2	Valeur continue $U_{sq}$ prise par la commande lors de la commutation entre $U_{max}$ et $U_{min}$ .....	65
IV.3	Représentation de la fonction sign .....	66
IV.4	Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte).....	67
IV.5	Fonction <i>smooth</i> .....	67
IV.6	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	68
IV.7	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.....	68
IV.8	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente .....	69
IV.9	Schéma général de commande du l'otorotor coaxial.....	70
IV.10	Schéma bloc de la commande par mode glissant (CMG) appliquée au système d'otorotor coaxial.....	72
IV.11	Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes ( $X, Y, Z, \psi$ ).....	73
IV.12	Résultats de poursuit e des trajectoires désirées selon ( $\varphi, \theta$ ) .....	73
IV.13	Trajectoire globale du l'otorotor en 3D.....	73
IV.14	Signaux de commande.....	74
IV.15	(a-b-c-d) Les forces appliquées pour les huit moteurs.....	74
IV.15	(e-f-g-h) Les forces appliquées pour les huit moteurs.....	75

<b>IV.16</b>	Structure d'un système flou type 2 avec deux sorties (L'ensemble de type réduit et la sortie défuzzifiée).....	<b>76</b>
<b>IV.17</b>	Fonctions d'appartenance : des entrées $s$ et $ds(t)$ et la sortie $U_f$ .....	<b>80</b>
<b>IV.18</b>	La surface de la commande $U_f$ .....	<b>81</b>
<b>IV.20</b>	Fonctions d'appartenance pour les entrées ( $e$ et $de$ ) et la sortie $\lambda_f$ .....	<b>83</b>
<b>IV.21</b>	Surface du contrôle flou-type 2 de gain $\lambda_f$ .....	<b>83</b>
<b>IV.22</b>	Schéma fonctionnel de la commande par mode glissant flou type-2 adaptative avec surface de glissement PID.....	<b>84</b>
<b>IV.23</b>	Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes $(X,Y,Z,\psi)$ .....	<b>85</b>
<b>IV.24</b>	Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon $(\varphi,\theta)$ .....	<b>85</b>
<b>IV.25</b>	Trajectoire globale du l'ocrotor en 3D .....	<b>86</b>
<b>IV.26</b>	Signaux de commande .....	<b>86</b>
<b>IV.27</b>	Les forces appliquées à l'ocrotor coaxial pour les huit moteurs .....	<b>87</b>

## Liste des Tableaux

II.1 Paramètres du modèle de TRMS 33-949 .....	19
II.2 Paramètres mécanique et électrique du modèle de l'ocotorotor coaxial .....	30
III.1 Paramètres de la commande PID .....	33
III.2 Table de décision de Mac Vicar-Whelan (7x7=49 règles) .....	46
III.3 Paramètres de la commande flou.....	47
III.3 Règle d'inférence pour les gains $k'_{pj}$ .....	53
III.4 Règle d'inférence pour les gains $k'_{ij}$ .....	53
III.5 Règle d'inférence pour les gains $k'_{dj}$ .....	53
III.6 Comparaison quantitative entre le contrôleur PID classique, le contrôleur Floue et le contrôleur PID flou adaptative.....	61
IV.1 Règle d'inférence pour le contrôleur CMGFT2 .....	80
IV.2 Règle d'inférence pour le superviseur du contrôleur CMGFT2A .....	83
IV.3 Comparaison des performances des commandes CMG et CMGFT2.....	88

## Introduction Générale

L'objectif de l'automatique moderne est l'élaboration de lois de commande simples et performantes pour conférer aux systèmes physiques des propriétés qu'ils n'avaient pas naturellement ou leur renforcer certaines propriétés déjà pourvues. L'automatisation est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie moderne. C'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus industriel ou un système physique pour atteindre et réussir à obtenir de très hautes performances.

Les avancées récentes de l'automatique sont le fruit des progrès techniques réalisés en informatique industrielle, des moyens puissants de calcul, et la résolution de problèmes mathématiques complexes. Ainsi, différentes stratégies de commande ont été développées pour des systèmes linéaires et non linéaires.

Pour l'analyse et la synthèse d'une loi de commande qui permet de réaliser l'asservissement d'un processus, on doit passer le plus souvent par un modèle mathématique. Ce dernier peut être issu de la description mathématique d'un phénomène physique ou de l'expérience permettant de caractériser son comportement entrée-sortie. On peut noter qu'un modèle, aussi parfait soit-il, n'est réellement qu'une approximation de la réalité, et la commande désirée doit évidemment assurer des performances satisfaisantes en prenant en considération les avantages, inconvénients, limites et contraintes de ces différentes techniques tout en s'appuyant sur un ensemble de critères:

- Mise en œuvre, nombre de paramètres à régler, facilité de réglage.
- Qualité de l'asservissement : précision, rapidité, stabilité, robustesse (vis-à-vis d'incertitudes paramétriques ou de perturbations).
- Point de vue énergétique : tensions, courants, puissance dissipée, grandeurs maximales instantanées, énergie consommée.

Le problème de la commande des hélicoptères multi-rotors, notamment à deux et à six degrés de liberté, est traité dans le projet qui vise à développer des lois de commande qui permettent l'amélioration des performances des appareils à vol vertical.

Les avancées récentes en informatique et en électronique de puissance permettent la fabrication de 'prototypes systèmes', qui jouent le rôle de simulateurs réels. Ces derniers permettent de tester de nouvelles techniques

de commande. Le système TRMS (Twin Rotor Mimo System) [1], est un très bon exemple de ce prototype réel. Il est caractérisé par des comportements physiques non-linéaires difficilement modélisables. Cette caractéristique a motivé les chercheurs pour utiliser ces prototypes afin de valider et tester les lois de commande développées théoriquement. De plus, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est plus que nécessaire. Un certain nombre de ces commandes ont été déjà appliquées au système de vol vertical aéronef telles que la commande adaptative, la commande floue, les réseaux de neurones... Les travaux publiés dans la littérature ont montré l'efficacité de ces méthodes et particulièrement pour les systèmes complexes [2] [3] [4] [5] [6].

Cette thèse est consacrée à la modélisation analytique basée sur les lois physiques régissant l'ensemble de la structure d'un drone. Le modèle élaboré est obtenu en utilisant des lois de la physique. Les travaux réalisés portent essentiellement sur l'application des techniques d'intelligence artificielle pour la commande d'un simulateur de vol d'hélicoptère type TRMS et d'un drone type octorotor coaxial [7].

Ainsi nous sommes intéressés aux stratégies de commande suivantes :

- 1) Une commande adaptative efficace et robuste est développée pour le système TRMS en présence de perturbations externes de type : lacet et tangage.
- 2) Un superviseur flou est conçu pour optimiser les gains de commutation de manière adaptative, en usant des règles floues, a effectivement produit une bonne réponse dynamique.

## **Contributions**

Le travail mené dans le cadre de cette thèse a donné lieu aux contributions suivantes :

- 1) Synthèse d'une loi de commande floue. Cette loi a été validée, en expérimental, en considérant la commande du système non linéaire multi-entrées multi-sorties à double rotors (Twin Rotor MIMO System : TRMS 33-949). Ainsi, nous avons synthétisé une commande PID floue adaptative (PIDFA) à l'aide d'un superviseur flou qui détermine, à chaque pas d'échantillonnage, les paramètres du régulateurs PID.
- 2) Proposition de surfaces de glissement type PID d'ordre un, asymptotiquement stables, pour une classe de systèmes.

- 3) Synthèse d'une loi de commande par mode glissant pour l'hélicoptère type octorotor coaxial.
- 4) Synthèse d'une loi de commande floue-glissante avec un gain de commutation adaptatif en se basant sur les systèmes d'inférences flous type-2 pour la commande du modèle dynamique de l'ocotorotor coaxial.

### **Organisation de la thèse**

Cette thèse, composée de quatre chapitres, est organisée de la manière suivante :

- Dans le premier chapitre, nous avons introduit une description générale des appareils à vol vertical (drones) ; à savoir les avantages de ces derniers, leur classification, ainsi que les domaines d'intérêt civil et militaire. Nous trouvons aussi dans ce chapitre un état de l'art relatif à la commande de ces appareils.
- Le second chapitre est consacré à la modélisation de la dynamique d'un hélicoptère à deux degrés de liberté type birotor à savoir le TRMS 33-949 (TRMS :Twin Rotor MIMO System) et d'un hélicoptère à six degrés de liberté type octorotor coaxial.
- En se basant sur le régulateur PID, nous proposerons dans le chapitre 3, une commande PIDFA dont les paramètres sont déterminés en utilisant la logique floue. Les trois techniques sont appliquées sur le simulateur de vol d'hélicoptère birotor à deux degrés de liberté type TRMS 33-949. Enfin, nous présentons une étude comparative entre les différentes lois de commandes.
- Finalement, le quatrième chapitre est consacré à la commande par mode de glissement avec des surfaces de glissement linéaires type PID combinée avec les outils de l'intelligence artificielle. Nous présentons la synthèse d'une commande hybride mode glissant-flou type 2 avec gain adaptatif (CMGFT2A) basé sur la logique flou type 2 comme étant une nouvelle méthodologie de conception des lois de commande pour l'hélicoptère octorotor coaxial. Enfin, nous présentons aussi, dans ce chapitre, une étude comparative entre les différentes lois de commandes proposées.
- Nous terminons ainsi cette thèse par une conclusion générale qui situe la valeur du travail effectué et fournit une liste de propositions concernant les améliorations futures à considérer ainsi que les perspectives et orientations possibles de ce travail.

## C H A P I T R E

## I

## I Etat de l'art

**I.1 Introduction**

Les drones multirotors sont des hélicoptères autonomes avec plus de deux rotors (birotors, tri-rotors, quadrirotors, hexarotors et octorotors). Ils possèdent de nombreux avantages par rapport aux drones à voilures fixes de même taille, à cause de leur capacité à décoller et atterrir verticalement et à effectuer un vol stationnaire. En plus, ils offrent une robustesse inhérente face aux perturbations. Après leur apparition dans les domaines de la défense et des loisirs, l'utilisation des drones multirotors dans l'industrie connaît un essor important et ouvre des perspectives inédites. Ces engins civils proposent de nombreux services, tels que l'inspection des réseaux de voies ferrées, l'observation des lignes électriques, le développement de l'agriculture de précision, la recherche des personnes dans les zones dangereuses, etc. Cependant, la dynamique de l'hélicoptère est plus compliquée que celle d'un avion à voilure fixe : l'hélicoptère est un système non linéaire instable qui présente une dynamique fortement couplée. Plusieurs travaux existent dans la littérature et concernent la commande de drones de type hélicoptère à deux rotors telle que la commande d'un mini drone à hélice

carénée [8], l'estimation de l'attitude et commande bornée en attitude un mini hélicoptère à quatre rotors [9].

## I.2 Principe du vol d'un hélicoptère

### I.2.1 Les forces agissantes sur l'hélicoptère en vol

Nous supposons, pour simplifier la présentation du vol de l'hélicoptère, que les pales du rotor principal décrivent un disque dont l'axe passe par le centre de gravité de l'hélicoptère.

En vol, l'hélicoptère est soumis à trois forces (figure I.1) :

- Le poids, appliqué au centre de gravité.
- La force générée par le rotor (portance).
- La traînée générale de l'appareil provoquée en vol de translation, par résistance de l'air sur la structure.

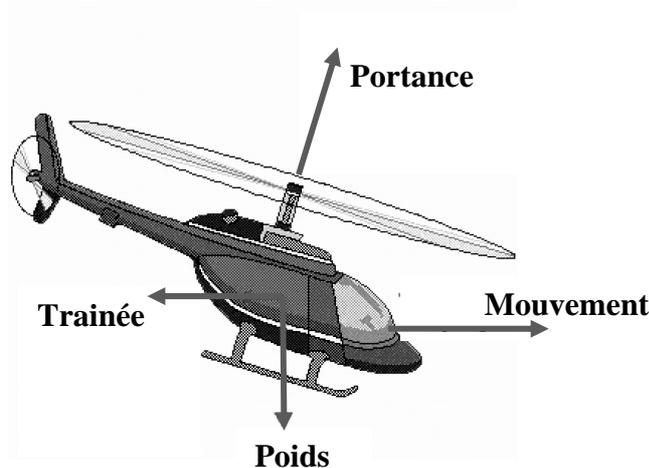


Figure I.1 Forces agissantes sur l'hélicoptère [10]

Pour que l'hélicoptère soit en équilibre, il faut que la résultante du poids et de la traînée soit égale et opposée à la force générée par le rotor. La résultante des forces est alors nulle et le vol est stabilisé : si l'hélicoptère est immobile il le demeure, s'il est soumis à une translation, son mouvement est rectiligne. Le mouvement de l'hélicoptère résulte des variations en intensité et en direction de la portance.

Le fonctionnement de la plupart des configurations aéromécaniques à voilures tournantes présente souvent beaucoup de similitudes avec celui de l'hélicoptère. Ce dernier est l'architecture à voilure tournante la plus ancienne, la plus répandue et la mieux maîtrisée à ce jour. Il est composé d'un rotor principal et d'un rotor anti-couple [11], que l'on aperçoit sur la figure I.2.

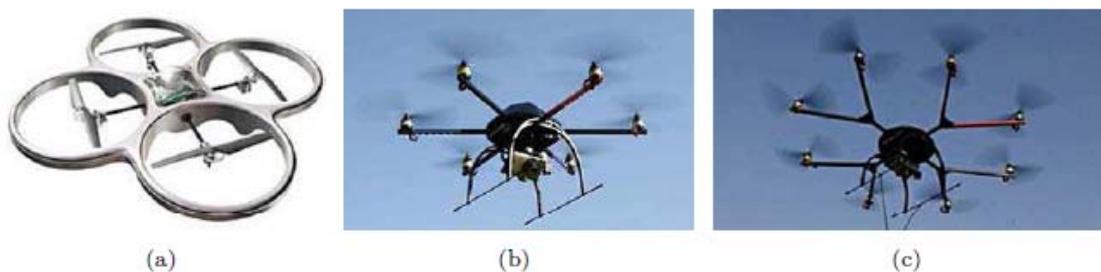


**Figure I.2** Hélicoptère à deux rotors [11].

### I.2.2 Hélicoptères multi-rotors

Ces systèmes qui possèdent deux ou plus de deux rotors sont des drones. Certains de ces engins comportent jusqu'à huit rotors, comme nous pouvons le voir sur la figure I.3 (c). Le sens de rotation des rotors est inversé deux à deux afin de compenser le couple de réaction, qui contrôle également le lacet s'il n'est pas compensé. Il est à noter que c'est la différence de portance qui pilote les inclinaisons du véhicule selon les angles de roulis et de tangage, et qui ainsi permettra donc le vol d'avancement. Ces engins volants sont particulièrement appropriés au vol quasi-stationnaire du fait de la répartition de la portance dans le plan horizontal. Ils sont cependant peu adaptés au vol (en extérieur) en présence de vent [12].

Actuellement, beaucoup de projets visent à stabiliser et à commander ces appareils tels que décrits en [13,14].



**Figure I.3** (a) Quadricoptère Silverlit X-UFO - (b) Hexacoptère - (c) Octocoptère[11].

### I.2.3 Les hélicoptères à rotors coaxiaux

Cette configuration est constituée de deux rotors contrarotatifs partageant le même axe de rotation. Par rapport à l'architecture de l'hélicoptère, les birotors coaxiaux sont dépourvus de rotor de queue, puisque les moments dus aux rotations de chacun des rotors se compensent mutuellement. Les deux rotors participent à la poussée et leur différentiel de portance pilote l'angle de lacet. Notons que la poussée résulte de la différence de la somme des poussées individuelles, à cause de l'interaction des flux d'air entre les deux rotors. Ainsi, le

rotor inférieur tourne un peu plus vite que le second, puisqu'il est exposé au sillage du rotor supérieur. La configuration à birotor coaxial contrarotatif est une spécificité des appareils Kamov, pour des engins militaires comme le Kamov Ka-50 visible sur la figure I.4 (b), ou civils comme le Kamov Ka-32 qui a une capacité de levage de l'ordre de 5 tonnes, pour un diamètre de rotor comparable à celui d'un hélicoptère d'une à deux tonnes [11].



**Figure 1.4** (a) Kamov Ka-32 et (b) Kamov Ka-50 [11].

### I.3 Techniques de commande des hélicoptères multi-rotors

Ces dernières années, la plupart des méthodes de commande ont été développées et appliquées, en considérant la commande du système TRMS et du drone quadrotor [15,16]. Tel que, La commande optimale linéaire a été également utilisée pour la commande des drones. Dans le travail présenté dans [17], la technique de commande LQR (Linear Quadratic Regulator) a été appliquée sur un modèle linéaire d'hélicoptère. Une comparaison entre la commande PID et la commande LQR, en considérant un modèle 'linéarisé' de la dynamique de rotation d'un quadrotor, est présentée dans [18].

L'élaboration de lois de commande linéaires pour contrôler le mouvement d'un hélicoptère pose de nombreux problèmes car les modèles linéaires simplifiés sont généralement loin de la réalité du système physique. Le modèle dynamique complet d'un hélicoptère engendre en réalité des incertitudes qui constituent des erreurs de la dynamique par rapport au modèle linéaire, et, par conséquent, rend l'élaboration de lois de commande linéaires très difficile. Donc la meilleure solution est de synthétiser des commandes non linéaires basées sur une modélisation complète du système physique.

Les conceptions de contrôleurs non linéaires sont généralement basées sur la notion de la linéarisation de la boucle fermée [19, 20] du modèle non linéaire de l'hélicoptère. L'idée est de transformer la dynamique non-linéaire en forme linéaire en utilisant le retour d'état, avec la linéarisation entrée/état correspondant à une linéarisation complète ou partielle du modèle. Koo et Satsry

ont proposé une linéarisation entrée-sortie approximative pour le modèle dynamique du drone [21]. Ensuite, ils ont utilisé ce modèle pour développer deux lois de commande.

La commande des drones de type quadrotor a été aussi considérée en utilisant plusieurs techniques basées sur la méthode de linéarisation entrée-sortie [22,23]. D'autres travaux, utilisent la méthode directe de Lyapunov et tenant en compte du modèle complet de l'hélicoptère, ont été élaborés pour le suivi de chemin, le suivi de trajectoires ou encore la stabilisation à une position fixe [24,25].

Le problème de la conception  $H_{\infty}$  non linéaire pour un hélicoptère de laboratoire à deux rotors (deux degré de liberté) a été présenté dans [26]. L'approche présentée dans ce travail considère un procédé non linéaire  $H_{\infty}$  pour le rejet de perturbation sur la dynamique réduite des rotors, y compris des limites intégrales sur l'erreur de suivi pour faire face aux perturbations persistantes. Le contrôleur résultant présente la structure d'un PID non linéaire, avec des constantes à temps variables selon la dynamique du système. La méthodologie considérée a été validée par des résultats expérimentaux en utilisant cet hélicoptère. Une application de la commande linéarisante sur la dynamique longitudinale (sous actionnée) du même hélicoptère de laboratoire a été donnée dans [27].

### I.3.1 Commande adaptative

La commande adaptative est une approche utilisée pour les systèmes ayant des paramètres incertains, provenant des incertitudes dans les paramètres du système (incertitudes structurées) ou des simplifications dans la dynamique du système (incertitudes non structurées); elle est basée sur le concept d'estimation en ligne des paramètres pour l'ajustement d'une loi de commande. Cette commande a été développée vers les débuts des années 1950, pour la conception des autopilotes assurant de hautes performances des avions travaillant avec une grande vitesse et de grandes altitudes [35,36]. Les automaticiens se sont vite aperçus en effet qu'un contrôleur avec des paramètres fixes n'était pas toujours capable d'assurer les performances voulues, par exemple dans le cas où les paramètres du système varieraient avec le temps. En 1958, *Whittaker, Yamron et Kezer* ont élaboré la règle du MIT basée sur l'algorithme du gradient afin de trouver la loi de d'adaptation du régulateur.

Deux approches existent, une commande adaptative indirecte, dite également commande adaptative explicite, dans laquelle les paramètres du système sont estimés en ligne pour le calcul des paramètres du contrôleur et une approche directe, dite aussi approche implicite, qui repose sur l'estimation en ligne des paramètres de contrôleur afin de les utiliser dans la paramétrisation du système, à travers une relation étroite liant les paramètres du contrôleur et les paramètres du système.

Deux principaux schémas peuvent être cités pour la commande adaptative:

- la commande adaptative à modèle de référence
- la commande auto-ajustable.

Le principe d'un système de commande adaptative peut être illustré par la figure I.5.

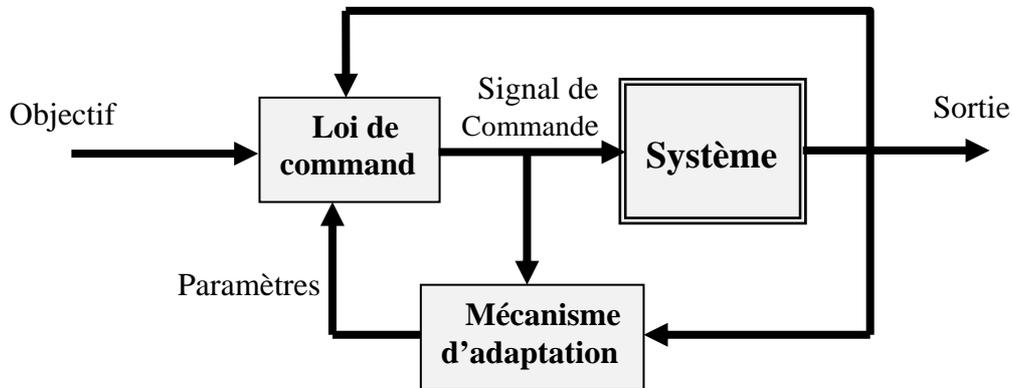


Figure I.5 Structure de base d'une commande adaptative [28].

On distingue deux approches principales pour la commande adaptative :

**Commande adaptative directe** : les paramètres du régulateur sont ajustés directement et en temps réel à partir de comparaisons entre performances réelles et performances désirées (figure I.6). Comme exemple, on cite la méthode de commande adaptative à modèle de référence implicite, et explicite [29].

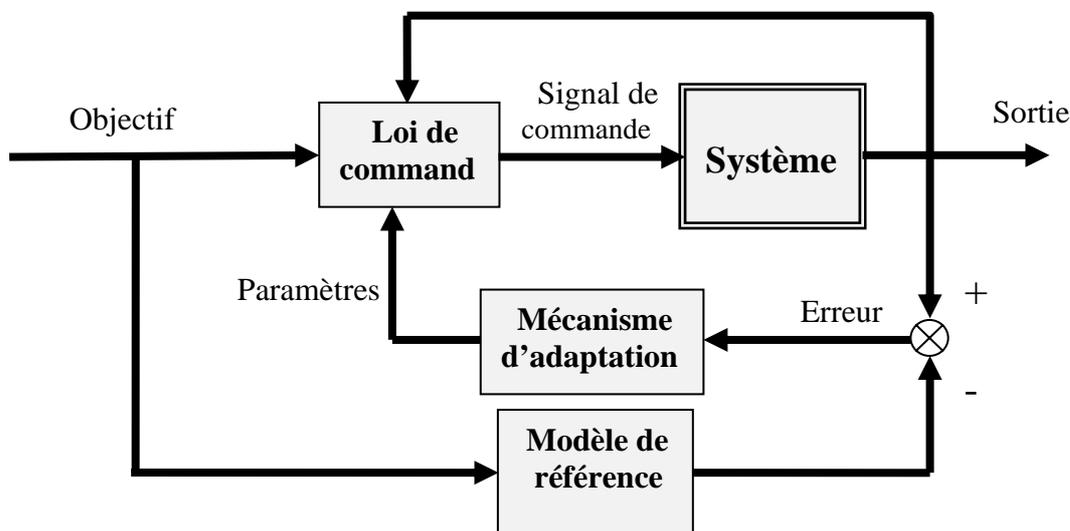
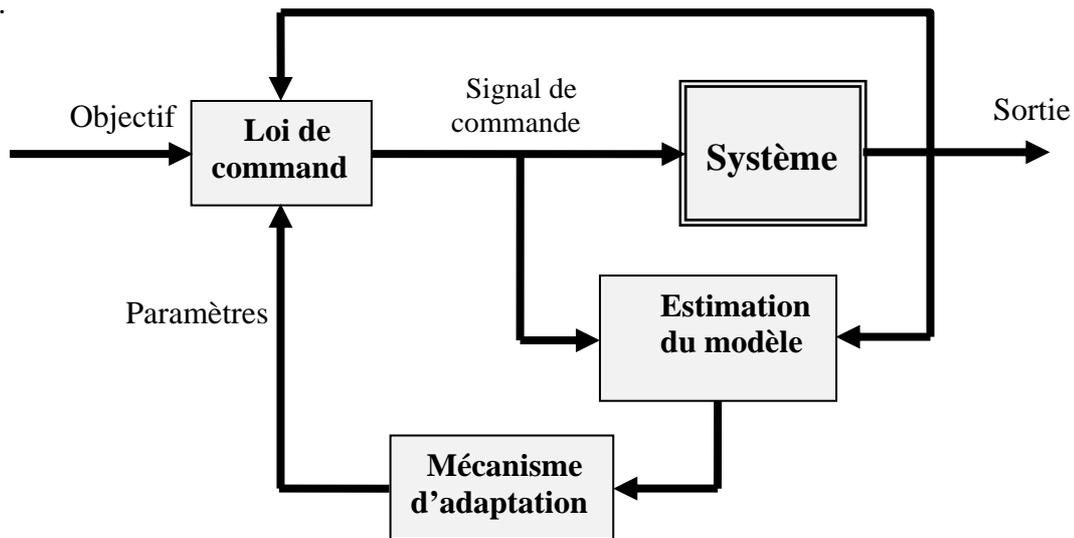


Figure I.6 Commande adaptative à modèle de référence [28].

**Commande adaptative indirecte** :

Ce type de commande adaptative est appelé aussi auto-ajustable, vu qu'il ajuste les paramètres du contrôleur aux performances désirées.

Les régulateurs auto-ajustables se basent essentiellement sur l'estimation des paramètres du processus (figure I.7).



**Figure I.7** Commande adaptative auto-ajustable, schéma de base [28].

Parmi les méthodologies de commande adaptative développées pour la commande des drones, nous pouvons citer les travaux ayant utilisé la commande PID adaptative ainsi que la commande PID à gains programmés pour la commande de plusieurs types de drones fournis dans [30-32]. D'autres configurations de la commande adaptative non linéaire de drones basées sur les réseaux de neurones peuvent être trouvées dans la littérature. Par exemple dans [33], la commande par réseau de neurones pour un hélicoptère-drone basée sur l'inversion du modèle approximatif et la linéarisation de la boucle fermée a été proposée. Une approche rigoureuse de la commande adaptative non linéaire pour un UAV utilisant les réseaux de neurones est aussi présentée dans [34]. Cette approche est basée sur une structure de boucles imbriquées (boucle interne pour la stabilisation d'attitude, et boucle externe pour le suivi de trajectoire), où chaque boucle utilise l'inversion dynamique approximative en plus d'un réseau de neurones pour la linéarisation en boucle fermée compensant l'inversion imparfaite. Les poids du réseau de neurones utilisé sont adaptés en ligne pour réduire au minimum l'erreur de suivi. D'autres méthodes de commande basées sur le calcul évolutif, telles que celles reposant sur les algorithmes génétiques, ont été envisagées. Par exemple, dans le travail présenté dans [37], un algorithme génétique a été utilisé pour déterminer les paramètres optimaux d'un correcteur PID utilisé pour stabiliser un hélicoptère à deux degrés de liberté.

### **I.3.2 Techniques d'intelligence artificielle basée sur la logique floue**

De nos jours, le réglage par la logique floue présente de bonnes performances et de robustesse dans le contrôle de processus. Il s'agit d'une technique traitant la commande numérique des processus et de prise de décision.

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développés par Lotfi Zadah. L'intérêt de la commande par logique floue provient du fait que, la théorie des ensembles flous permet de traiter et de raisonner à l'aide de variables linguistiques. Ce qui permet au contrôleur flou d'être conçu pour remplacer un opérateur humain expérimenté [38]. Les régulateurs flous peuvent être considérés comme des PID non-linéaires et leurs paramètres flous sont déterminés en temps réel en se basant sur l'erreur et sa dérivée. L'inconvénient des contrôleurs FLC réside dans le fait, qu'ils ont besoin beaucoup d'informations pour compenser la non-linéarité, lorsque les paramètres changent, de plus si le nombre des entrées du FLC augmente, la dimension de la base des règles augmente et par conséquent une augmentation substantielle dans le temps de traitement [39].

Plusieurs travaux de recherche tels ceux détaillés que [40,41], ont été élaborés afin de contrôler un hélicoptère multi rotors en se basant sur la logique floue

### **I.3.3 Commande par mode glissant**

La commande par modes glissants pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée depuis son introduction [42]. Celle-ci appartient à une classe plus large appelée commandes à structure variable. L'objectif de la méthode est, à l'aide d'une commande discontinue, de contraindre le système à évoluer au bout d'un temps fini et de se maintenir sur une surface, appelée *surface de glissement*, où le comportement résultant correspond aux dynamiques souhaitées. Le régime du système ainsi commandé est appelé mode glissant et la dynamique de celui-ci peut être rendue insensible aux variations paramétriques, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations externes. La loi de commande par modes glissants est de conception relativement simple et présente des qualités de robustesse vis-à-vis de certaines classes de perturbations.

Cependant, il existe quelques problèmes comme le phénomène dit 'chattering', dû au caractère discontinu de la commande. Cet inconvénient peut être vraiment néfaste pour l'actionneur ; par exemple dans un moteur, en provoquant un échauffement important des enroulements ou en excitant des dynamiques de hautes fréquences non modélisées, mais aussi pour le convertisseur statique (fréquence de fonctionnement des interrupteurs statiques). En effet, selon la fréquence de ce phénomène, il peut provoquer des dégâts au niveau de l'électronique de puissance lors des commutations. Il existe différentes méthodes pour diminuer ce phénomène dont l'une consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue au voisinage de la surface de glissement (fonction saturation ou fonction sigmoïde) [43,44]. Certains chercheurs [45] ont essayé de trouver une similitude entre la commande floue non linéaire et la commande par mode glissant et de combiner les deux lois de commande, c'est-à-dire la commande floue pour sa rapidité et sa facilité de mise en œuvre, et le régime glissant pour ses fondements théoriques rassurant du

point de vue stabilité et robustesse. Cette combinaison reliant les avantages d'invariance par rapport aux incertitudes et aux perturbations de la commande à régime glissant avec ceux de la rapidité et de la bonne poursuite de trajectoire de la commande floue, permet de s'affranchir des problèmes de chattering de la commande par mode glissant et du déficit en outils d'analyse de la commande à base de la logique floue sans oublier la diminution du nombre de règles floues. L'effet de chattering est ainsi éliminé, tout en préservant les propriétés de robustesse et en améliorant même la précision de convergence. De plus, un gain adaptatif basé sur la logique floue est introduit à la commande, pour assurer une commande discontinue optimale [46].

La commande des véhicules aériens sans pilote a aussi fait l'objet de nombreux travaux utilisant la commande par mode glissant linéaire et non linéaire [47,48]. La méthode de commande par mode glissant multi-variable, introduite dans [47], a été appliquée sur le modèle linéarisé de l'hélicoptère type PUMA à 9 DDL (Degré De Liberté) pendant le vol stationnaire. Dans [48], après avoir effectué une linéarisation exacte du modèle de l'hélicoptère, un observateur à mode glissant a été utilisé pour le stabiliser. Un estimateur adaptatif a été ajouté au système pour estimer l'effet des perturbations externes comme le vent.

## I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons présenté les différentes catégories de drones à voilures tournantes, qui comportent chacune ses propres spécificités techniques. Ensuite, nous avons présenté des différentes méthodes de synthèse de loi de commande pour les hélicoptères multi-rotor avec une synthèse bibliographique pour chaque commande ; ces lois de commande peuvent être associées à une technique d'adaptation ou un algorithme d'estimation paramétrique, en se basant sur l'intelligence artificielle, pour estimer directement des paramètres de la loi de commande et régulation auto-ajustable. D'autre part, la réduction du phénomène de chattering ainsi que l'amélioration de la précision de convergence, seront mises en évidence lors de l'utilisation de la commande par logique flou. Les approches présentées permettent désormais d'illustrer, tant au niveau des performances que de la robustesse les apports et impacts ciblés.

# II

## II Modélisation des hélicoptères multi rotors

### II.1 Introduction

En automatique, la modélisation constitue une étape importante pour la commande des systèmes dynamiques. En effet, il existe deux façons d'élaborer les relations d'entrées/sorties d'un système : le modèle de connaissance et le modèle de représentation ; le premier est obtenu en utilisant les lois de la physique tandis que le deuxième est obtenu en utilisant les techniques d'identification en se basant sur des observations effectuées sur les entrées et les sorties du système [49].

Dans le cas de l'aéronautique, les concepts fondamentaux de modélisation d'un drone sont disponibles dans la littérature [50-52]. Les modèles présentés par Hamel [53-55] et par Tokhi [56,57], basés sur le formalisme de Newton-Euler et qui intègre la dynamique des actionneurs, a été obtenu à partir de la dynamique d'un corps rigide associé au fuselage auquel sont ajoutées les forces aérodynamiques générées par les rotors.

Le présent chapitre est consacré à la description et la modélisation dynamique d'un hélicoptère birotor à deux degrés de liberté type TRMS 33-949 [1]. La description des possibilités de vol d'un (UAV) de type octorotor à six degrés de liberté ainsi que le détail des mouvements de base sont présentés dans [7].

## II.2 présentation du TRMS type 33-949

Le TRMS (Twin Rotor MIMO System) est un système physique aérodynamique conçu pour le développement et l'implémentation de nouvelles lois de commandes (Figure II.1). Ceci inclut la modélisation de la dynamique du système, l'identification, l'analyse et la conception de divers contrôleurs par des méthodes classiques et modernes. Son comportement ressemble à celui d'un hélicoptère réel. De point de vue commande, c'est un système non linéaire multi variables fortement couplé. Il comprend les éléments suivants [1]:

- Une poutre qui peut pivoter sur sa base de telle manière qu'elle puisse tourner librement dans le plan vertical et horizontal.
- Deux propulseurs (principal et secondaire) fixés aux deux extrémités de la poutre, ils sont formés d'une hélice, d'un moteur à courant continu ainsi qu'un bouclier pour des raisons de sécurité.
- Un contrepoids fixé sur la tige à son pivot et dont le rôle est de diminuer les vibrations (oscillations) de la poutre.
- Une tour pour maintenir la poutre.
- Une base comprenant des circuits électroniques pour l'adaptation, synchronisation et filtrage des signaux entrants et sortants.
- Un boîtier de marche/arrêt des moteurs.



**Figure II.1** Simulateur d'hélicoptère à deux degrés de liberté

## II.2.1 Synthèse du modèle à deux degrés de liberté

Plusieurs travaux ont été réalisés et dont le but principal est de modéliser et identifier le système TRMS [56]. Dans notre présent travail, et afin de développer un modèle dynamique pour le simulateur d'hélicoptère, nous avons utilisé une méthode directe basée sur le calcul des forces agissant sur le corps du simulateur. Le développement de ce modèle est effectué sous les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Les dynamiques du sous-système du rotor sont des équations différentielles du premier ordre,
- Les frottements sont de type visqueux,
- Le sous-système hélice air peut être décrit par les lois d'écoulement.

La configuration du TRMS est illustrée dans la figure II.2.

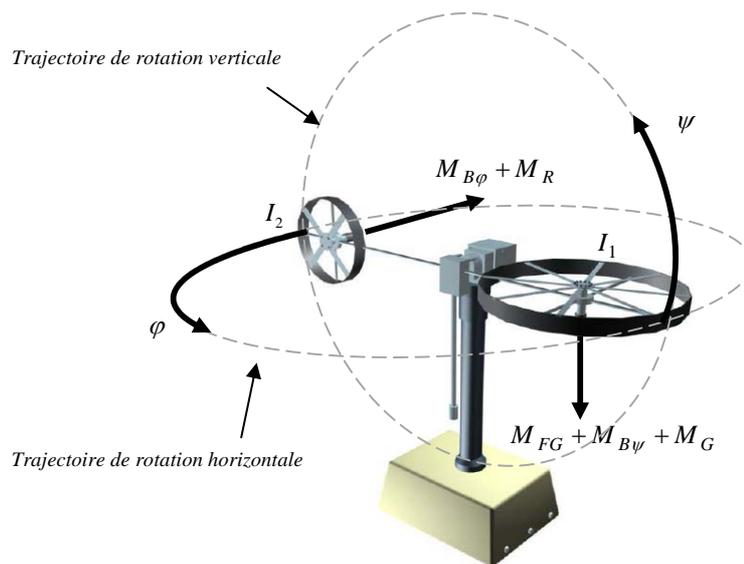


Figure II.2 Configuration du TRMS 33-949 [1].

### II.2.1.1 Sous système d'élévation

Nous avons considéré, d'abord, la rotation de la poutre dans le plan vertical ; c'est-à-dire autour de l'axe horizontal. En appliquant la seconde loi de Newton on obtient :

$$M_v = I_1 \frac{d^2\psi}{dt^2} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$$M_v = M_1 - M_{Fg} - M_{B\psi} - M_G \quad (\text{II.2})$$

Donc, Le mouvement vertical peut être décrit à partir des équations de quantités comme suit [1]:

$$I_1 \cdot \ddot{M} = M_1 - M_{Fg} - M_{B\psi} - M_G \quad (\text{II.3})$$

Où :

$M_v$ : Somme des moments dans le plan vertical.

$I_1$  : Somme des moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal.

$\Psi$ : Angle d'élévation de la tige.

$M_{Fg}$ : Moment de gravité.

$M_{B\psi}$ : Moment de friction.

$M_G$ : Moment de la force centrifuge.

$M_1$ : Moment de la force aérodynamique.

Les différents moments de l'équation (II.3) sont obtenus par :

$$M_1 = a_1 \tau_1^2 + b_1 \tau_1 \quad (\text{II.4})$$

$$M_{Fg} = M_g \sin(\Psi) \quad (\text{II.5})$$

$$M_{B\psi} = B_{1\psi} \dot{\Psi} \quad (\text{II.6})$$

$$M_G = K_{gy} M_1 \dot{\phi} \cos(\Psi) - K_{gx} \dot{\phi}^2 \sin(2\Psi) \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$\tau_1$ : Couple délivré par le rotor principal (vertical).

$a_1$  Et  $b_1$ : Sont des paramètres caractérisant le moment de la force aérodynamique  $M_1$ .

$M_g$ : Dynamique de gravité.

$B_{1\psi}$ : Paramètre de la fonction de friction dynamique.

$K_{gy}$ : Paramètre de l'inertie gyroscopique.

$\phi$ : L'angle d'azimut.

Le moteur (M1) et le circuit électrique de commande sont modélisés par une fonction de transfert du premier ordre :

$$\tau_1(s) = \frac{k_1}{T_{11}s + T_{10}} u_1(s) \quad (\text{II.8})$$

Où :  $K_1$  est le gain du moteur (M1),  $T_{11}$  et  $T_{10}$  sont des constantes liées au moteur (M1) et  $u_1$  est l'entrée de commande du moteur (M1).

### II.2.1.2 Sous système d'azimut

De la même façon, on peut décrire le mouvement de la tige autour de l'axe vertical.

Le mouvement horizontal peut être décrit comme étant un mouvement de rotation d'un solide.

$$M_h = I_2 \frac{d^2\varphi}{dt^2} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$M_h = M_2 - M_{B\varphi} - M_R \quad (\text{II.10})$$

De même, le mouvement horizontal est décrit par :

$$I_2 \ddot{\varphi} = M_2 - M_{B\varphi} - M_R \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$M_2 = a_2 \tau_2^2 + b_2 \tau_2 \quad (\text{II.12})$$

$$M_{B\varphi} = B_{1\varphi} \dot{\varphi} \quad (\text{II.13})$$

Où :

$M_h$ : Somme des moments dans le plan horizontal.

$I_2$ : Somme des moments d'inertie par rapport à l'axe vertical.

$M_2$ : Moment de la force aérodynamique.

$M_{B\varphi}$ : Moment de friction.

$\tau_2$ : Couple délivré par le rotor secondaire (horizontal).

$a_2$  Et  $b_2$ : Sont des paramètres caractérisant le moment de la force aérodynamique  $M_2$ .

$B_{1\varphi}$ : Paramètre de la fonction de friction dynamique.

$M_R$ : est la dynamique de réaction croisée, elle est approchée par:

$$M_R(s) = \frac{K_c(T_0s+1)}{T_p s+1} M_1 \quad (\text{II.14})$$

Où :  $K_c$  Est le gain de la réaction de l'élan et  $T_0$  et  $T_p$  sont des paramètres de la réaction de l'élan. Le moteur à courant continu (M2) et le circuit électrique sont modélisés par une fonction de transfert du premier ordre :

$$\tau_2(s) = \frac{k_2}{T_{21}s+T_{20}} \cdot u_2(s) \quad (\text{II.15})$$

Avec :  $k_2$  est le gain du moteur (M2),  $T_{21}$  et  $T_{20}$  sont des constantes liées au moteur (M2) et  $u_2$  est l'entrée de commande du moteur (M2).

Le modèle dynamique du TRMS 33-949 est donné par [1]:

$$\begin{cases} \ddot{\Psi} = \frac{1}{I_1} \{-M_g \sin(\Psi) - B_{1\psi} \dot{\Psi} + K_{gx} \dot{\phi}^2 \sin(2\Psi) + (a_1 \tau^2_1 + b_1 \tau)(1 - K_{gy} \dot{\phi} \cos(\Psi))\} \\ \ddot{\phi} = \frac{1}{I_2} \left\{ B_{1\phi} \dot{\phi} - \frac{K_c(T_0 S + 1)}{T_p S + 1} (a_1 \tau^2_1 + b_1 \tau_1) + a_2 \tau^2_2 + b_2 \tau_2 \right\} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

### II.2.2 Modèle d'état

Le modèle couplé, après étude se présente comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\Psi}{dt} = \dot{\Psi} \\ \frac{d\dot{\Psi}}{dt} = \frac{1}{I_1} \{-M_g \sin(\Psi) - B_{1\psi} \dot{\Psi} + K_{gx} \dot{\phi}^2 \sin(2\Psi) + (a_1 \tau^2_1 + b_1 \tau)(1 - K_{gy} \dot{\phi} \cos(\Psi))\} \\ \frac{d\tau_1}{dt} = \frac{K_1}{T_{11}} U_1(t) - \frac{T_{10}}{T_{11}} \\ \frac{d\phi}{dt} = \dot{\phi} \\ \frac{d\dot{\phi}}{dt} = \frac{1}{I_2} \left\{ B_{1\phi} \dot{\phi} - \frac{K_c(T_0 S + 1)}{T_p S + 1} (a_1 \tau^2_1 + b_1 \tau_1) + a_2 \tau^2_2 + b_2 \tau_2 \right\} \\ \frac{d\tau_2}{dt} = \frac{K_2}{T_{21}} U_2(t) - \frac{T_{20}}{T_{21}} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

La figure II.3 montre le diagramme fonctionnel du TRMS :

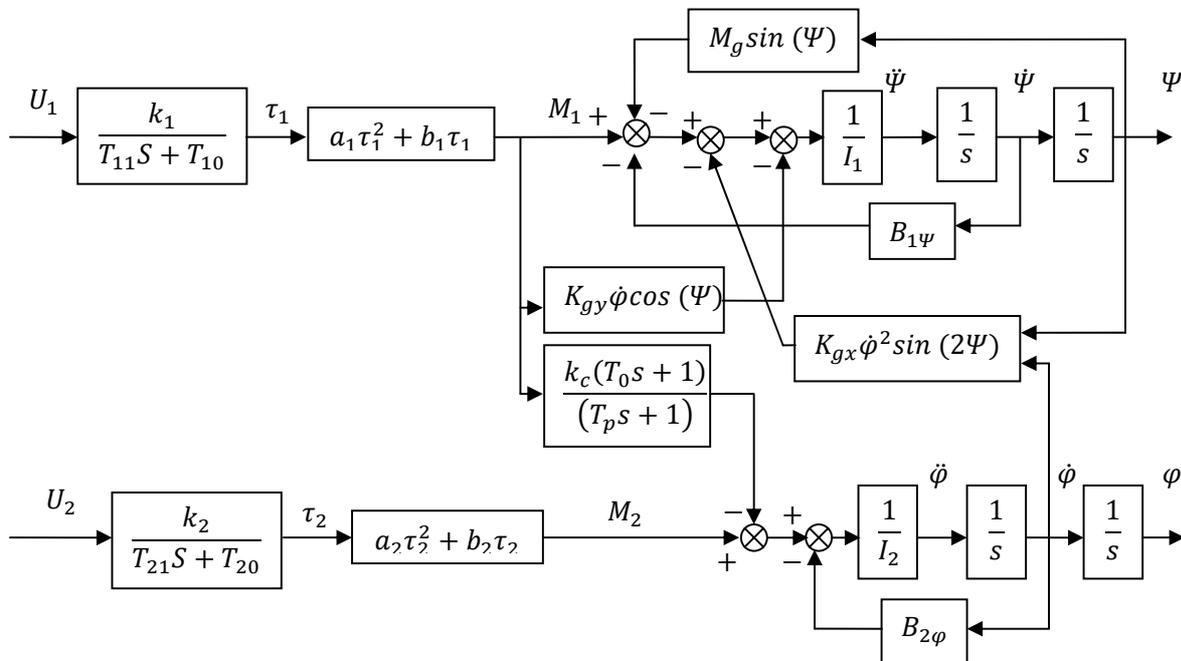


Figure II.3 Schéma bloc du système TRMS 33-949 [1].

### II.2.3 Paramètres du modèle

Les valeurs numériques des différents paramètres du TRMS sont données dans le tableau II.1:

Paramètre	Désignation	Valeur numérique
$I_1$	Moment d'inertie du rotor vertical	0.068 Kg.m <sup>2</sup>
$I_2$	Moment d'inertie du rotor horizontal	0.02 Kg.m <sup>2</sup>
$a_1$	Paramètre caractéristique statique	0.0135
$b_1$	Paramètre caractéristique statique	0.0924
$a_2$	Paramètre caractéristique statique	0.02
$b_2$	Paramètre caractéristique statique	0.09
$M_g$	Dynamique de gravité	0.32 Nm
$B_{1\psi}$	Paramètre de la fonction de friction dynamique	0.006 N.m.S/rad
$B_{1\phi}$	Paramètre de la fonction de friction dynamique	0.1 N.m.S/rad
$K_{gy}$	Paramètre d'inertie gyroscopique	0.05 S/rad
$K_{gx}$	Paramètre d'inertie gyroscopique	1
$K_1$	Le gain du Moteur 1	1.1
$K_2$	Le gain du Moteur 2	0.8
$T_{11}$	Constante liée au moteur 1	1.1
$T_{10}$	Constante liée au moteur 1	1
$T_{21}$	Constante liée au moteur 2	1
$T_{20}$	Constante liée au moteur 2	1
$T_p$	Paramètre de la réaction de l'élan	2
$T_0$	Paramètre de la réaction de l'élan	3.5
$K_c$	Le gain de la réaction de l'élan	-0.2

Tableau II.1 Paramètres du modèle de TRMS 33-949 [1].

### II.2.4 Réponse en ‘boucle ouverte’

Les réponses libres du modèle du TRMS pour des entrées échelon ( $U_1 = U_2 = 0$  volt) et ( $U_1 = U_2 = 0.5$  volt), avec les conditions initiales :  $\Psi_0 = \varphi_0 = 0$  rad, sont données respectivement sur les figures II.4 et II.5.

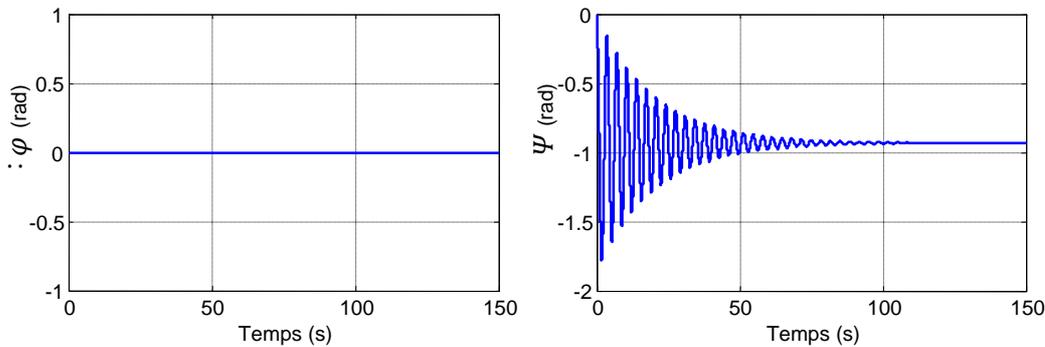


Figure II.4 Réponses libres du modèle du TRMS.

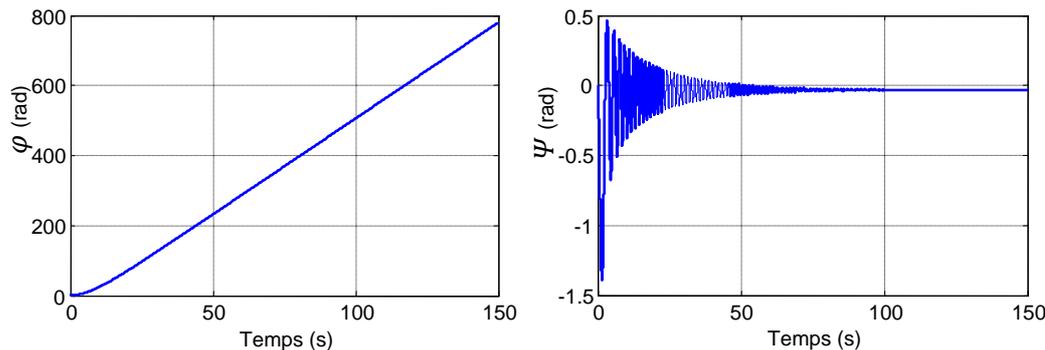


Figure II.5 Réponses du modèle du TRMS pour  $U_1 = U_2 = 0.5$  volt et  $\Psi_0 = \varphi_0 = 0$  rad.

D’après la figure II.4 où ( $U_1 = U_2 = 0$  volt), dans le plan vertical, la réponse libre du système est oscillatoire-amortie, elle est due aux forces gravitationnelles qui agissent, et poussent le simulateur à se stabiliser en un point d’équilibre  $\Psi = -0.93$  rad. Par ailleurs, sur le plan horizontal, le système reste dans sa position d’origine tant qu’il n’y pas d’excitation du rotor de queue.

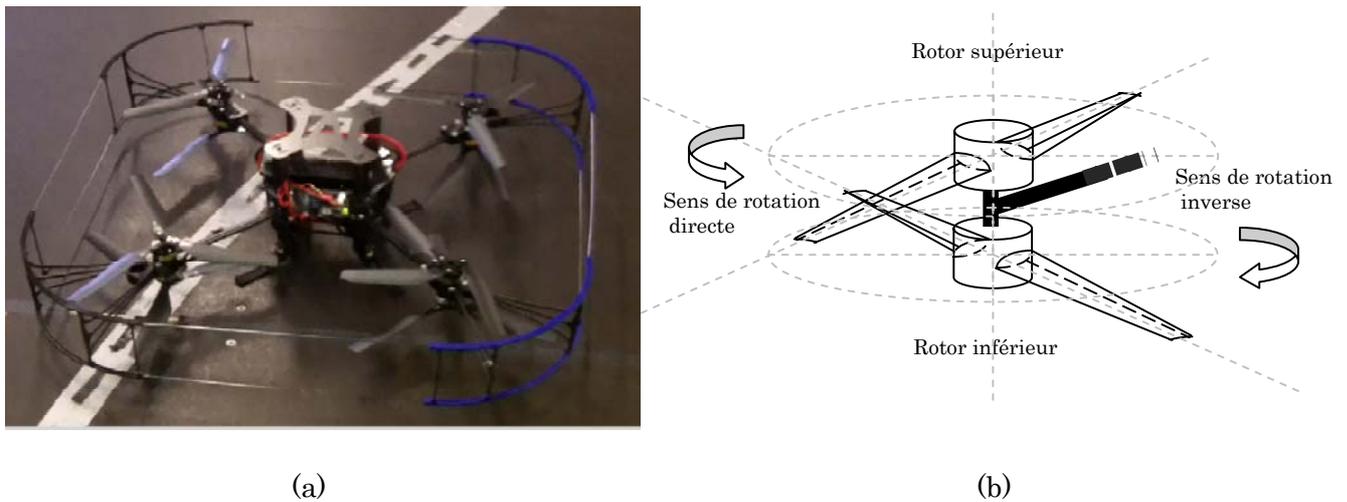
Lorsqu’on excite le système avec  $U_1 = U_2 = 0.5$  volt (figure II.5), le sous-système vertical tend vers un nouveau point d’équilibre car la commande de 0.5 volt n’est pas suffisante pour l’élever vers un angle supérieur. Cependant, le sous système horizontal a le comportement d’un intégrateur, il diverge même pour de petites

excitations. Ceci est dû essentiellement à la faible inertie du mouvement horizontal où il n'y a pas de force de gravité qui s'oppose au mouvement.

## II.3 L'hélicoptère octorotor coaxial

### II.3.1 Description

La configuration de l'octorotor coaxial est similaire à celle d'un quadrirotor avec deux moteurs coaxiaux tournant en sens inverse aux extrémités de chaque bras (figure II.6 (a) et (b)). Elle présente des avantages par rapport à la configuration classique en étoile en termes de stabilité et de taille. Un octorotor classique a besoin de plus de quatre bras, en outre, ces bras doivent être plus longs de façon à garantir un espacement adéquat entre les rotors.



**Figure II.6** Exemple d'un hélicoptère octorotor coaxial [7].

II.3.2 Les possibilités de vol de l’octorotor coaxial

Les mouvements possibles du l’octorotor coaxial sont présentés par la figure II.7 :

- Le mouvement vertical (Sustentation) s’obtient de la contribution des quatre rotors coaxiaux au même temps.
- Le déplacement, suivant l'axe X, se produit suite à une rotation autour de l'axe Y ; cette dernière se crée à cause de la différence de portance des rotors coaxiaux (4,3)-(8,7) (**Tangage  $\theta$** ).
- Le déplacement suivant l'axe Y se produit suite à une rotation autour de l'axe X, cette dernière se crée à cause de la différence de portance des rotors coaxiaux (2,1)-(6,5) (**Roulis  $\phi$** ).
- Le mouvement en lacet nécessite que deux rotors coaxiaux du même axe tournent dans un sens tandis que les deux autres dans l’autre sens ; Cette dernière se crée à cause de la différence de couple des rotors coaxiaux (**Lacet  $\psi$** ).

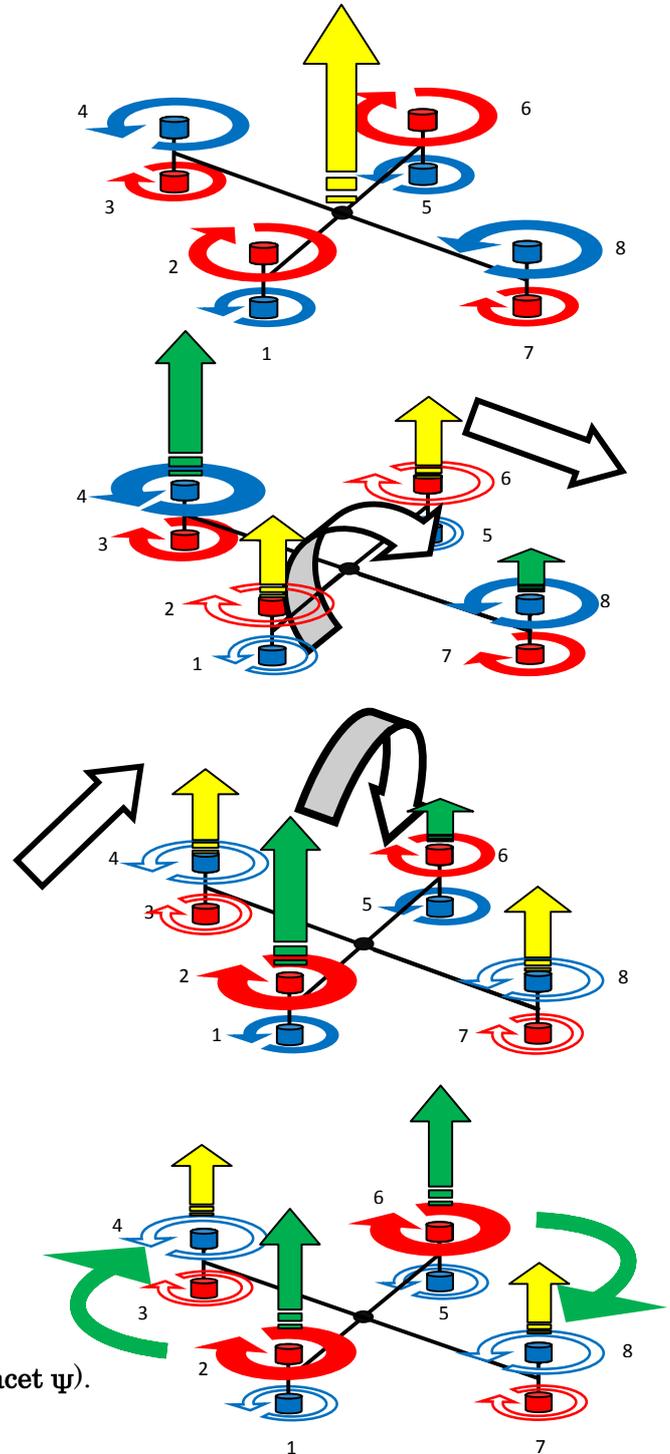


Figure II.7 Les différents mouvements du l’octorotor coaxial.

### II.3.3 Synthèse du modèle à six degrés de liberté

Pour étudier le mouvement de l'ocotorotor coaxial, on utilise deux repères (figure II.8) : Le repère  $E(X, Y, Z)$  lié à la terre et supposé galiléen, le repère  $B(x, y, z)$  lié au corps du l'ocotorotor coaxial.

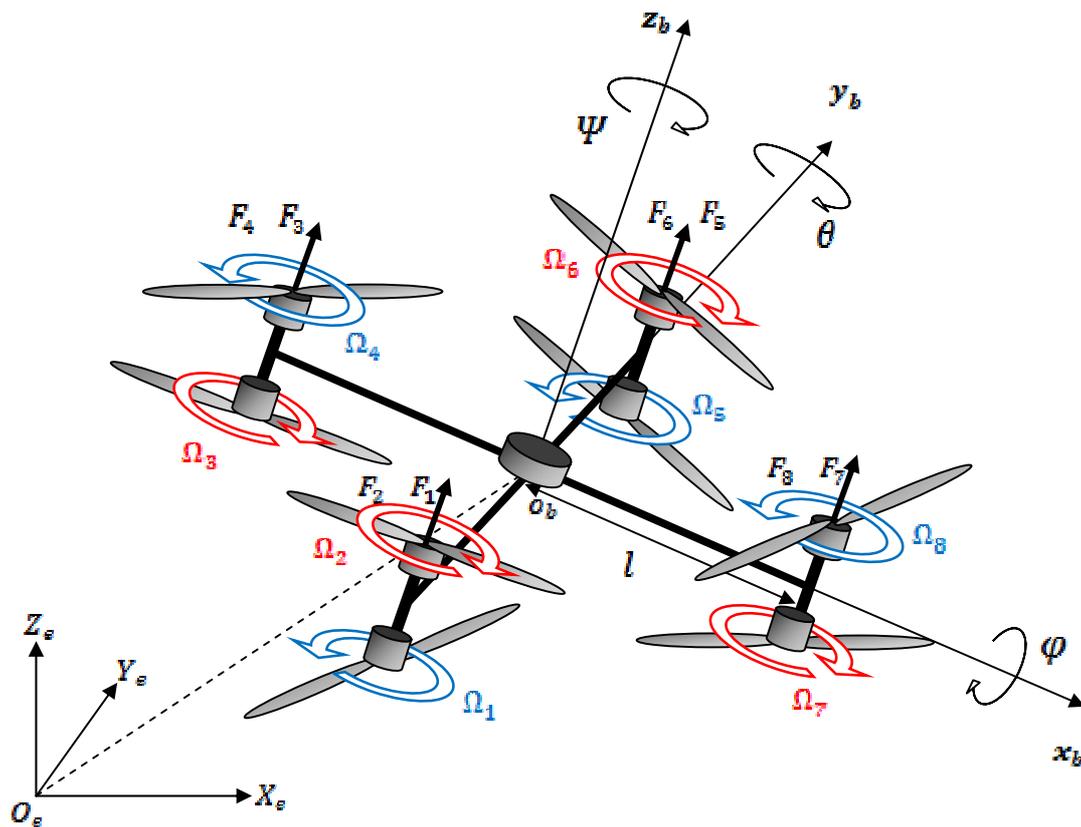


Figure II.8 Configuration de l'ocotorotor coaxial.

Afin d'aider à la compréhension du modèle dynamique développé (ci-dessous), on suppose les hypothèses simplificatrices suivantes:

- La structure de l'ocotorotor coaxial est supposée rigide.
- Le centre de masse et l'origine du repère lié à la structure coïncident.
- Les hélices sont supposées rigides.
- Les forces de portance et de traînée sont proportionnelles aux carrés de la vitesse de rotation des rotors.

Sous ces hypothèses, il est possible de décrire la dynamique du fuselage comme celle d'un corps rigide dans l'espace à laquelle viennent s'ajouter les forces aérodynamiques provoquées par la rotation du rotor. En utilisant le formalisme de Newton-Euler, les équations de la dynamique s'écrivent alors sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = v \\ m\ddot{\xi} = F_f + F_t + F_g \\ J\dot{\Omega} = -(\Omega \wedge J\Omega) + \Gamma_f - \Gamma_a - \Gamma_g \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Où:

$\xi$  : représente la position du centre de masse de l'ocrotor par rapport au repère inertiel  $\{E\}$  (liée à la terre),

$m$  : la masse totale de la structure,

$J$  : est la matrice d'inertie au centre de masse, exprimé dans le repère  $\{B\}$ , considérée diagonale, car la structure de l'ocrotor est supposée symétrique.

$$J = \begin{pmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

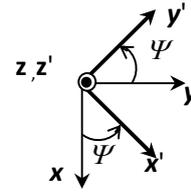
$\Omega$  : désigne la vitesse angulaire du octorotor exprimée dans le repère  $\{B\}$ . Elle est donnée par :

$$\Omega = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -\sin\theta \\ 0 & \cos\varphi & \cos\theta \sin\varphi \\ 0 & -\sin\varphi & \cos\varphi \sin\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} \quad (\text{II.20})$$

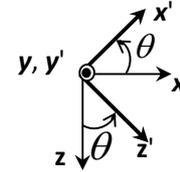
Dans le cas où l'ocrotor réalise des mouvements angulaires de faible amplitude, le vecteur  $\Omega$  peut être assimilé à  $(\dot{\varphi}, \dot{\theta}, \dot{\psi})^T$ .

La matrice  $R$  est la matrice de transformation homogène reliant le repère lié au solide au repère inertiel [50].

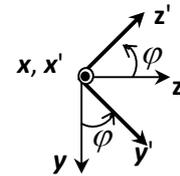
Rotation de l'axe  $z$   $Rot(z, \Psi) = \begin{pmatrix} \cos\Psi & -\sin\Psi & 0 \\ \sin\Psi & \cos\Psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$



Rotation de l'axe  $y$   $Rot(y, \theta) = \begin{pmatrix} \cos\theta & 0 & \sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta \end{pmatrix}$



Rotation de l'axe  $x$   $Rot(x, \varphi) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\varphi & -\sin\varphi \\ 0 & \sin\varphi & \cos\varphi \end{pmatrix}$



On a donc :

$$Rot(\Psi, \theta, \varphi) = Rot(z, \Psi) * Rot(y, \theta) * Rot(x, \varphi)$$

$$= \begin{pmatrix} \cos\theta \cos\Psi & \cos\Psi \sin\theta \sin\varphi - \sin\Psi \cos\varphi & \cos\Psi \sin\theta \cos\varphi + \sin\Psi \sin\varphi \\ \sin\Psi \cos\theta & \sin\Psi \sin\theta \sin\varphi + \cos\Psi \cos\varphi & \sin\Psi \sin\theta \cos\varphi - \cos\Psi \sin\varphi \\ -\sin\theta & \cos\theta \sin\varphi & \cos\varphi \cos\theta \end{pmatrix} \quad (II.21)$$

$\vartheta(\Omega)$  est la matrice anti symétrique ; pour un vecteur donné  $\Omega = [\Omega_1 \ \Omega_2 \ \Omega_3]^T$  elle est définie comme suit :

$$\vartheta(\Omega) = \begin{pmatrix} 0 & -\Omega_3 & \Omega_2 \\ \Omega_3 & 0 & -\Omega_1 \\ -\Omega_2 & \Omega_1 & 0 \end{pmatrix} \quad (II.22)$$

$F_f$  est la résultante des forces de poussées générées par les huit rotors. Elle est donnée par :

$$F_f = \begin{pmatrix} \cos\varphi \cos\Psi \sin\theta + \sin\Psi \cos\varphi \\ \cos\varphi \sin\theta \sin\Psi - \sin\varphi \cos\Psi \\ \cos\varphi \cos\theta \end{pmatrix} * \sum_{i=1}^4 F_i \quad (II.23)$$

Avec :  $F_i = b \omega_i^2$  (II.24)

Où  $b$  désigne le coefficient de portance et  $\omega_i$  désigne la vitesse angulaire du rotor en question.

$F_t$  est la résultante des forces de trainée selon  $(X, Y, Z)$ . Elle est donnée par :

$$F_t = \begin{pmatrix} -k_1 & 0 & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 \\ 0 & 0 & -k_3 \end{pmatrix} * \xi \quad (\text{II.25})$$

Où  $k_1, k_2, k_3$  sont les coefficients des forces de trainée selon les trois axes.

$F_g$  regroupe les forces liées à la gravité :

$$F_g = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{pmatrix} \quad (\text{II.26})$$

$\Gamma_f$  représente le vecteur résultant des moments appliqués sur la structure de l'ocrotorot :

$$\Gamma_f = \begin{pmatrix} d(F_4 - F_2) \\ d(F_3 - F_1) \\ d(-\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_3^2 + \omega_4^2) \end{pmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$l$  est la distance entre le centre de masse de l'ocrotorot coaxial et l'axe de rotation du rotor et  $d$  est le coefficient de trainée.

$\Gamma_a$  représente le vecteur résultant des frottements dus aux couples aérodynamique :

$$\Gamma_a = \begin{pmatrix} k_4 & 0 & 0 \\ 0 & k_5 & 0 \\ 0 & 0 & k_6 \end{pmatrix} * \Omega^2 \quad (\text{II.28})$$

$k_4, k_5, k_6$  sont les coefficients des frottements aérodynamiques selon les trois axes.

$\Gamma_g$  représente l'ensemble des couples dus aux effets gyroscopiques :

$$\Gamma_g = \sum_{i=1}^8 \Omega \wedge J_H \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ (-1)^{i+1} \omega_i \end{pmatrix} \quad (\text{II.29})$$

$J_H$  et  $\omega_i$  représentent, respectivement, l'inertie et la vitesse angulaire du rotor en question.

### II.3.4 Modèle dynamique du système

A partir des relations précédentes, on obtient le modèle dynamique complet suivant qui régit l'ocotorotor :

$$\begin{cases} \ddot{z} = \frac{\cos\varphi \cos\theta}{m} u_1 - g - \frac{K_3}{m} \dot{z} \\ \ddot{x} = u_x - \frac{K_1}{m} \dot{x} \\ \ddot{y} = u_y - \frac{K_2}{m} \dot{y} \\ \ddot{\varphi} = \left(\frac{l_y - l_z}{l_x}\right) \dot{\theta} \dot{\Psi} - \frac{K_4}{l_x} \dot{\varphi}^2 - \frac{J_H \bar{\Omega}}{l_x} \dot{\theta} + \frac{1}{l_x} u_2 \\ \ddot{\theta} = \left(\frac{l_z - l_x}{l_y}\right) \dot{\varphi} \dot{\Psi} - \frac{K_5}{l_y} \dot{\theta}^2 - \frac{J_H \bar{\Omega}}{l_y} \dot{\varphi} + \frac{1}{l_y} u_3 \\ \ddot{\Psi} = \left(\frac{l_x - l_y}{l_z}\right) \dot{\varphi} \dot{\theta} - \frac{K_6}{l_z} \dot{\Psi}^2 + \frac{1}{l_z} u_4 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Où,

$$\begin{cases} u_x = \frac{u_1}{m} (\cos\varphi \sin\theta \cos\Psi + \sin\varphi \sin\Psi) \\ u_y = \frac{u_1}{m} (\cos\varphi \sin\theta \sin\Psi - \sin\varphi \cos\Psi) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Où  $m$  représente la masse totale,  $g$  représente l'accélération de la pesanteur,  $l$  désigne la distance entre le centre de chaque rotor et le centre de gravité,  $K_1, \dots, K_6$  désignent les coefficients de traînée et les constantes positives,  $d_1, \dots, d_6$  sont les effet des perturbations externes qui affectent le mouvement de l'hélicoptère octorotor coaxial est produit par une rafale de vent inconnue.

$\Omega_i$  ; représente la vitesse angulaire de l'hélice  $i$  avec  $i = i_1, \dots, i_8$ .

$I_x, I_y, I_z$  représentent les inerties de l'ocotorotor coaxial;  $J_H$  désigne l'inertie de l'hélice;  $u_1$  désigne la poussée totale exercée sur le corps dans l'axe  $z$ ;  $u_2$  et  $u_3$  représentent respectivement les entrées de roulis et de tangage;  $u_4$  dénote un moment de lacet [7].

$$\begin{cases} u_1 = F_1 + F_2 + F_3 + F_4 + F_5 + F_6 + F_7 + F_8 \\ u_2 = l \frac{\sqrt{2}}{2} (F_7 + F_8 + F_5 + F_6 - F_3 - F_4 - F_1 - F_2) \\ u_3 = l \frac{\sqrt{2}}{2} (F_3 + F_4 + F_5 + F_6 - F_7 - F_8 - F_1 - F_2) \\ u_4 = \frac{d}{b} (F_2 + F_3 + F_6 + F_7 - F_1 - F_4 - F_5 - F_8) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Où  $F_i = b\omega_i^2$  avec  $i = 1, \dots, 8$  désignent les poussées générées par les huit rotors et sont considérées comme les entrées de commande réelles du système dynamique,  $b$  désigne le coefficient de portance;

Le vecteur d'entrée est donné par:

$$u = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ u_4]^T$$

Le vecteur de sortie est donné par:

$$Y = [x \ y \ z \ \Psi \ \theta \ \varphi]^T$$

et :

$$\bar{\Omega} = \omega_2 + \omega_3 + \omega_6 + \omega_7 - \omega_1 - \omega_4 - \omega_5 - \omega_8 \quad (\text{II.33})$$

### Supposition 1

Les angles de roulis, de tangage et de lacet ( $\varphi, \theta, \psi$ ) sont délimités comme suit: angle de roulis de  $-\pi/2 < \varphi < \pi/2$ ; angle de tangage,  $-\pi/2 < \theta < \pi/2$ ; et angle de lacet,  $-\pi < \Psi < \pi$ .

### II.3.5 Dynamique du rotor

Le rotor est un ensemble constitué d'un moteur à courant continu entraînant une hélice via un réducteur. Le moteur à courant continu est régi par la dynamique suivante :

$$\begin{cases} V = ri + L \frac{di}{dt} + k_e \omega \\ k_m = J_r + C_s + k_r \omega^2 \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Les différents paramètres du moteur sont définis comme suit :

$V$ : est la tension d'entrée du moteur.

$\omega_i$ : est la vitesse angulaire du moteur.

$k_e, k_m$ : sont des constantes des couples électrique et mécanique respectivement.

$k_r$ : est la constante du couple de charge.

$r$ : désigne la résistance du moteur.

$J_H$ : désigne l'inertie du rotor.

$C_s$ : représente le frottement.

En négligeant l'effet inductif des moteurs à cause de leur taille réduite, le modèle dynamique des moteurs est approximé par :

$$\dot{\omega}_i = bV_i - \beta_0 - \beta_1\omega_i - \beta_2\omega_i^2 \quad i \in [1,4] \quad (\text{II.35})$$

avec  $\beta_0 = \frac{c_s}{J_H}, \beta_1 = \frac{k_e k_m}{r J_H}, \beta_2 = \frac{k_r}{J_H}$ , et  $b = \frac{k_m}{r J_H}$ .

Le modèle (II.30), développé précédemment, peut être réécrit dans l'espace d'état sous la forme  $\dot{X} = f(x) + g(x)U$  en considérant  $X = [x_1 \dots x_{12}]^T$  comme vecteur d'état du système.

Soit :

$$X = [x, \dot{x}, y, \dot{y}, z, \dot{z}, \Psi, \dot{\Psi}, \theta, \dot{\theta}, \varphi, \dot{\varphi}] \quad (\text{II.36})$$

De (II.30) et (II.36) on obtient la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = a_9 x_2 + u_x \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = a_{10} x_4 + u_y \\ \dot{x}_5 = x_6 \\ \dot{x}_6 = a_{11} x_6 + \frac{\cos x_9 \cos x_{11}}{m} u_1 - g \\ \dot{x}_7 = x_8 \\ \dot{x}_8 = a_8 x_8^2 + a_7 x_{10} x_{12} + b_3 u_4 \\ \dot{x}_9 = x_{10} \\ \dot{x}_{10} = a_5 x_{10}^2 + a_4 x_8 x_{12} + a_6 \bar{\Omega} x_{12} + b_2 u_3 \\ \dot{x}_{11} = x_{12} \\ \dot{x}_{12} = a_2 x_{12}^2 + a_1 x_{10} x_8 + a_3 \bar{\Omega} x_{10} + b_1 u_2 \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Tellque:

$$\begin{cases} a_1 = \left(\frac{I_y - I_z}{I_x}\right), a_2 = \frac{-K_4}{I_x}, a_3 = \frac{-J_H}{I_x} \\ a_4 = \left(\frac{I_z - I_x}{I_y}\right), a_5 = \frac{-K_5}{I_y}, a_6 = \frac{-J_H}{I_y} \\ a_7 = \left(\frac{I_x - I_y}{I_z}\right), a_8 = \frac{-K_6}{I_z}, a_9 = \frac{-K_1}{m}, a_{10} = \frac{-K_2}{m}, a_{11} = \frac{-K_3}{m} \\ b_1 = \frac{1}{I_x}, b_2 = \frac{1}{I_y}, b_3 = \frac{1}{I_z} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Où :

$$\begin{cases} u_x = \frac{u_1}{m} (\cos x_{11} \sin x_9 \cos x_7 + \sin x_{11} \sin x_7) \\ u_y = \frac{u_1}{m} (\cos x_{11} \sin x_9 \sin x_7 - \sin x_{11} \cos x_7) \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

### II.3.6 Paramètres du modèle

Les paramètres mécanique et électrique du modèle de l'ocotorotor coaxial sont regroupés dans le tableau (II.2) [7] :

Paramètre	Désignation	Valeur numérique
$b$	Coefficient de portance	$2.9842 \times 10^{-5} \text{ N.m / rad / s}$
$d$	Coefficient de traînée	$2.2320 \times 10^{-7} \text{ N.m / rad / s}$
$m$	Masse du l'ocotorotor	$1.6 \text{ kg}$
$l$	Distance entre le centre de masse du octorotor et l'axe de rotation du rotor	$0.23 \text{ m}$
$I_x, I_y, I_z$	Matrice d'inertie de l'ocotorotor	$\text{diag}(4.2, 4.2, 7.5) \times 10^{-2} \text{ N.m / rad / s}^2$
$K_4, K_5, K_6$	Coefficient des frottements aérodynamique	$\text{diag}(5.5670, 5.5670, 6.3540) \times 10^{-2} \text{ N.m / rad / s}$
$K_1, K_2, K_3$	Coefficient des forces de traînées selon $(X, Y, Z)$	$\text{diag}(5.5670, 5.5670, 6.3540) \times 10^{-2} \text{ N.m / rad / s}$
$J_H$	Inertie du rotor	$2.8385 \times 10^{-5} \text{ N.m / rad / s}^2$
$K_e$	Constante du couple électrique	$3 \times 10^{-5}$
$C_s$	Frottement	$2.33 \times 10^{-2}$
$K_r$	Constante du couple de charge	$7 \times 10^{-7}$
$K_m$	Constante du couple mécanique	$5 \times 10^{-5}$

**Tableau II.2** Paramètres mécanique et électrique du modèle de l'ocotorotor coaxial [7].

## II.4 Conclusion

Le formalisme de Newton, permettant d'établir un système d'équations différentielles, est exploité pour obtenir le modèle dynamique du simulateur d'hélicoptère à deux degrés de liberté type birotor TRMS. Le modèle obtenu est de type non linéaire et fortement couplé. Comme pour un drone à six degrés de liberté type octorotor, le modèle dynamique obtenu à partir du formalisme de Newton-Euler a montré la nature couplée, complexe, non linéaire, multi-variable et sous-actionné de ce système. Les modèles ainsi obtenus seront utilisés ultérieurement, (dans les chapitres suivants), pour développer les différentes lois de commande.

# III

## III Commande d'un simulateur de vol d'hélicoptère à deux degrés de liberté type TRMS

### III.1 Introduction :

Ce chapitre est consacré à l'application et la comparaison de différentes lois de commandes, d'abord une commande classique telle que la régulation PID [1], une technique de commande moderne à base de la logique floue [58,59], et ensuite une commande hybride intelligente PID floue. Une présentation complète des détails de la mise en œuvre d'un contrôleur PID flou adaptatif (PIDFA) destiné pour la commande d'un simulateur de vol d'hélicoptère type TRMS ainsi que des tests de poursuite de trajectoire et de robustesse sont les opérations effectuées dans cette partie du projet de recherche traité. Enfin nous terminons cette étude par une comparaison des différentes techniques de commandes existantes dans la littérature.

### III.2 Commande du système TRMS en utilisant le régulateur classique

#### III.2.1 Description de la commande PID

Les régulateurs les plus utilisés dans les applications industrielles sont les correcteurs de type PID (proportionnelle, intégrale, dérivée), car ce correcteur possède une structure simple et que les exigences de performances ne sont pas élevées. La version classique de l'algorithme peut s'écrire sous la forme (III.1) :

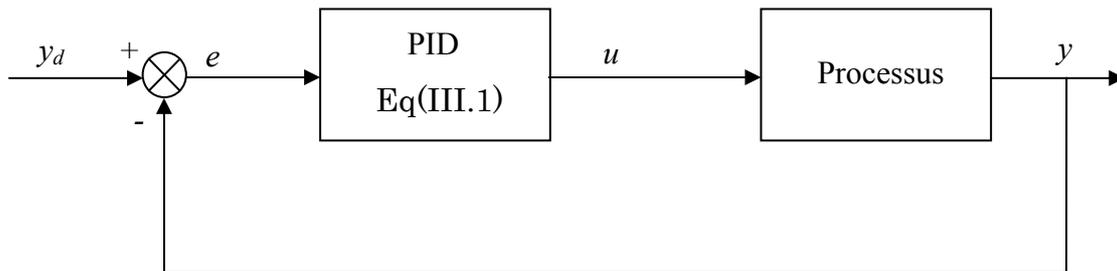
$$u_{PID}(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^T e(t) dt + k_d \frac{de(t)}{dt} \tag{III.1}$$

Où  $u$  est la variable de commande,  $e$  représente l'erreur définie par:

$$e(t) = y_d - y \tag{III.2}$$

$y_d$  et  $y$  sont respectivement la valeur désirée de la sortie et la valeur réelle.

Le diagramme fonctionnel pour ce type de commande est représenté par la figure III.1.



**Figure III.1** Schéma fonctionnel de la commande PID

Les paramètres du contrôleur sont fixés durant l'opération du contrôle. Ces paramètres sont choisis d'une façon optimale par des méthodes connues telles que l'imposition des pôles, la méthode de Ziegler-Nichols qui est l'une des méthodes les plus utilisées pour déterminer les gains d'un régulateur à paramètre fixe. Cette méthode a été abordée dans de nombreuses recherches [60]. Ces correcteurs sont simples, mais leurs inconvénients sont : ils sont linéaires et ne peuvent pas contrôler les systèmes ayant des changements de paramètres et une grande non linéarité.

### III.2.2 Application d'un régulateur PID à un TRMS

Pour la commande d'un simulateur TRMS, nous avons considéré un régulateur PID représenté par l'équation (III.1).

Le choix des paramètres du PID va nous permettre d'obtenir les réponses désirées. Pour cela, nous avons opté pour les valeurs représentées dans le tableau (III.I).

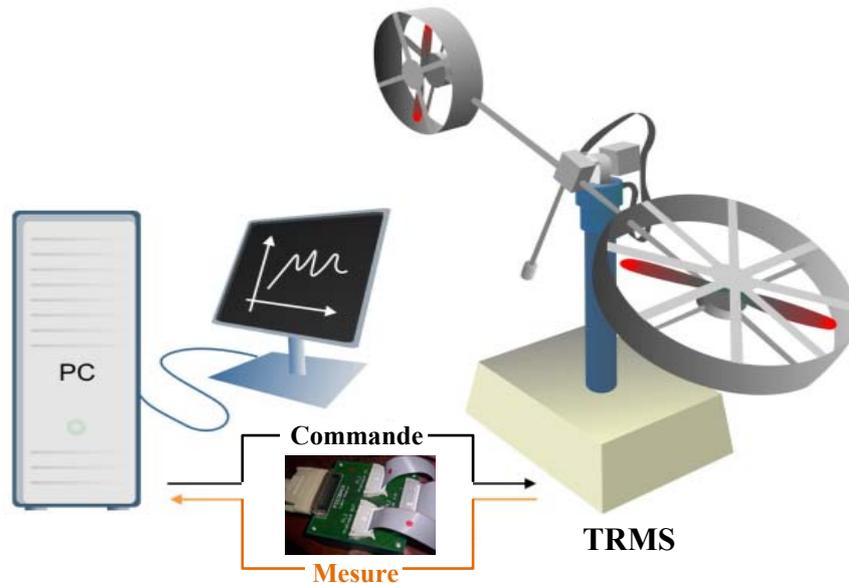
**Tableau III.I** Paramètres de la commande PID [1].

Sous-système	Paramètres de la commande	Valeurs
Horizontal (Angle $\varphi$ )	$k_p \varphi$	<b>2</b>
	$k_i \varphi$	<b>0.5</b>
	$k_d \varphi$	<b>5</b>
Vertical (Angle $\psi$ )	$k_p \psi$	<b>3</b>
	$k_i \psi$	<b>8</b>
	$k_d \psi$	<b>10</b>

### III.2.3 Résultats expérimentaux de la commande PID:

La configuration complète de la plateforme TRMS est illustrée dans la figure III.2. Le système comprend quatre éléments principaux [1] :

- Un PC standard (pour le développement et pour la commande),
- Une carte d'acquisition pour la conversion A/D et D/A,
- Le système physique à commander (TRMS),
- Les logiciels associés nécessaires.



**Figure III.2** Simulateur d'hélicoptère [1].

PCI 1711 est une carte d'acquisition universelle qui s'installe sur le port PCI du PC de commande et dispose des connecteurs extérieurs destinés aux entrées/sorties analogiques et digitales. Son principal rôle dans notre application, est qu'elle permet la commande numérique d'un système continu, à travers un PC, en convertissant les signaux analogiques en numériques et vice-versa. Dans notre cas, nous avons utilisé:

- Deux sorties analogiques (convertisseur D/A) pour délivrer les tensions de commandes de références,
- Les entrées digitales des deux encodeurs optiques pour mesurer l'angle d'élévation et d'azimut de la poutre,
- Deux entrées analogiques (convertisseur A/D) pour récupérer le retour tachymétrique des deux moteurs.

Le schéma de la figure III.3 illustre la relation qui existe entre les différents modules :

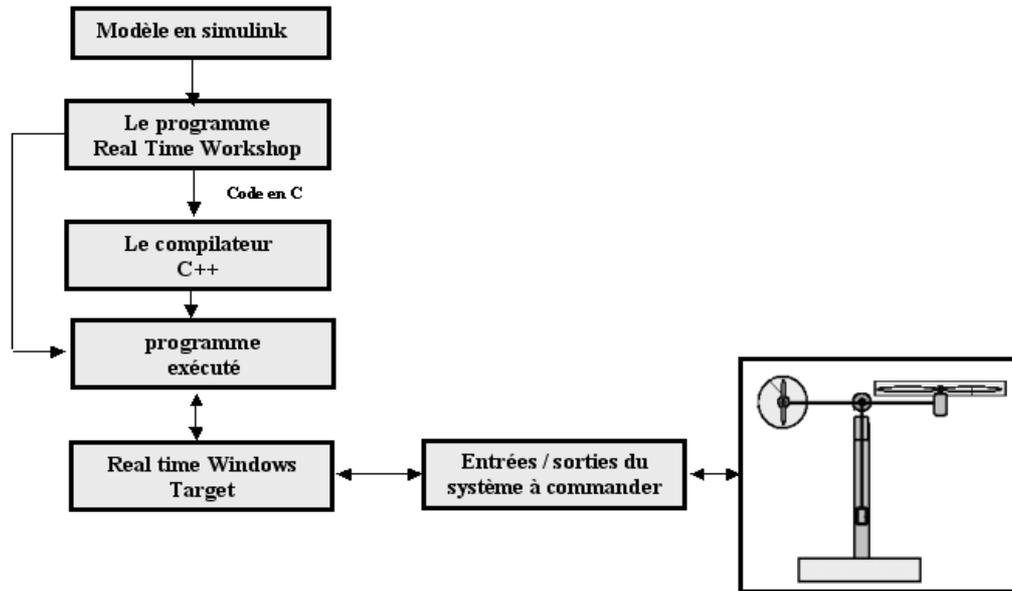


Figure III.3 Processus de génération du code exécutable [61].

Le schéma bloc de l'ensemble de cette structure est présenté sur la figure III.4. Les figures (III.6), (III.7) et (III.8) montrent les résultats de l'application des régulateurs SISO sur le modèle couplé. On constate bien un rejet des effets de couplage.

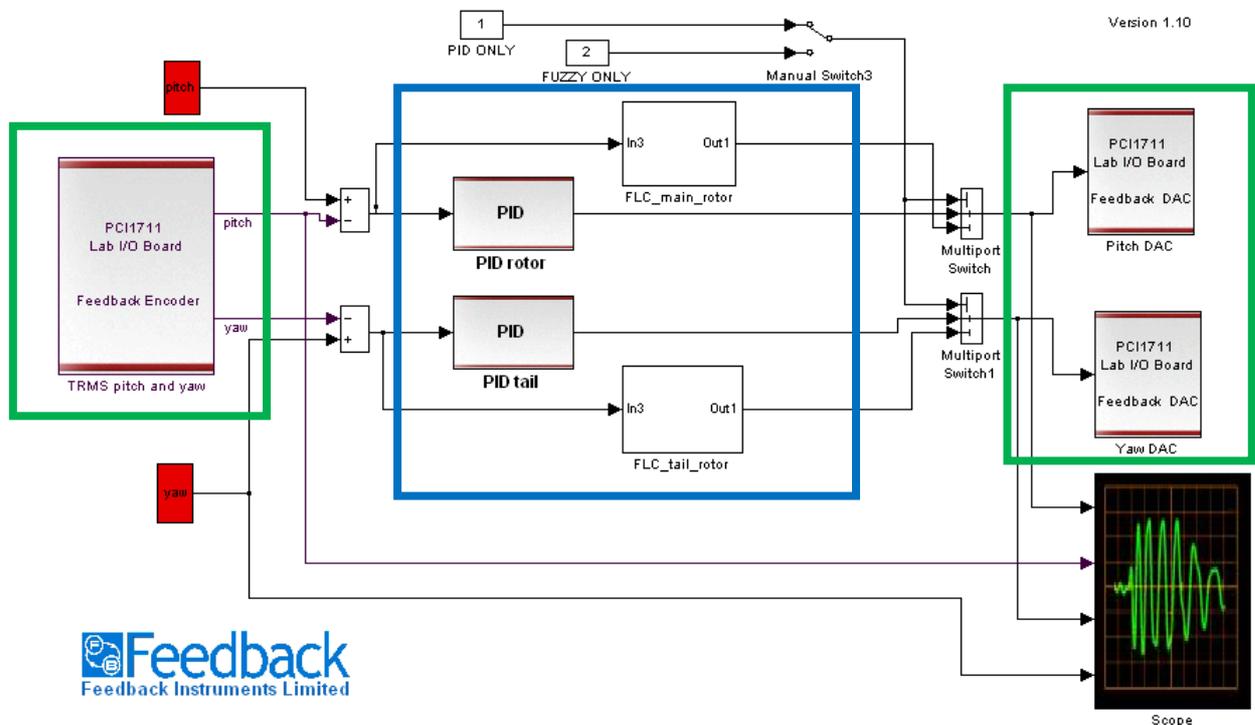


Figure III.4 Structure de la commande par PID (implantée).

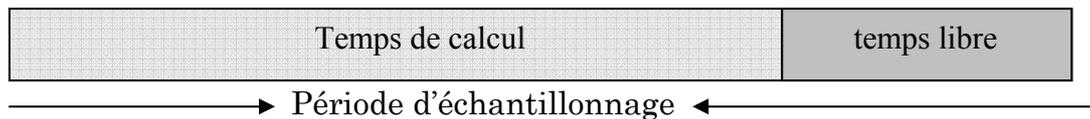
Les cadres en vert sont les blocs de communications avec la carte d'acquisition, à gauche on a les encodeurs et à droite les sorties analogiques (tension de commande), en bleu : on a le bloc du régulateur utilisé.

### III.2.4 Considérations pratiques lors de l'implémentation d'une loi de commande

Plusieurs points doivent être considérés lors de l'implémentation d'une loi de commande sur un système réel, et plus particulièrement sur le simulateur [61]. Voici quelques une de ces considérations:

Comme les commandes synthétisées sont continues, le choix de la fréquence d'échantillonnage a une grande influence sur les performances du régulateur. Noter bien qu'une valeur élevée est nécessaire pour mieux simuler le fonctionnement continu du régulateur.

Cependant, il faut trouver un compromis entre temps de calcul et période d'échantillonnage figure III.5.



**Figure III.5** Temps de calcul vis-à-vis période d'échantillonnage.

En effet, on doit avoir  $T_{calcul} < T_{echantillonnage}$   
 $T_{echantillonnage}$  petite  $\Rightarrow$  travailler en pseudo continu

Afin de réduire l'effet des bruits de mesures, nous avons placé en aval, de chaque sortie de capteur utilisé par le régulateur, un filtre passe-bas. Ce type de filtre est implémenté comme un système de premier ordre ; il atténue les signaux avec des fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Cependant, cette fréquence de coupure ne doit pas être si petite au risque d'atténuer aussi le signal de mesure.

Le contrôleur PID est mis en œuvre en temps réel avec MATLAB Simulink, comme illustré dans la figure III.4. Pour montrer les performances de la commande, des tests expérimentaux sont effectués pour la poursuite de trajectoire du TRMS (figures III.7 et III.8). Elles sont généralement caractérisées par une erreur de poursuite relativement importante (figure III.6 (a)) et des oscillations moins lisses sur les signaux de commande (figures III.6 (c) et (d), III.6 (c) et (d), III.7 (c) et (d)). Pour examiner la robustesse, nous avons injecté une perturbation externe dans le TRMS à l'instant  $t = 32$  sec et  $t = 62$  sec. Les figures III.8 (a) et (b), montrent bien que la commande PID présente une bonne robustesse vis-à-vis des perturbations externes.

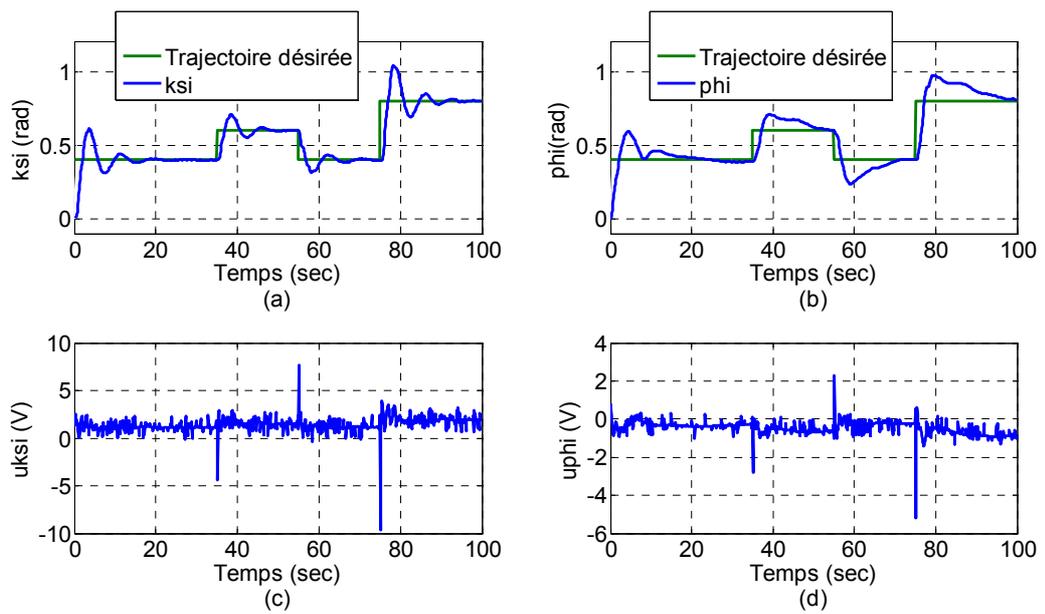


Figure III.7 Résultats de la commande PID avec une trajectoire carrée

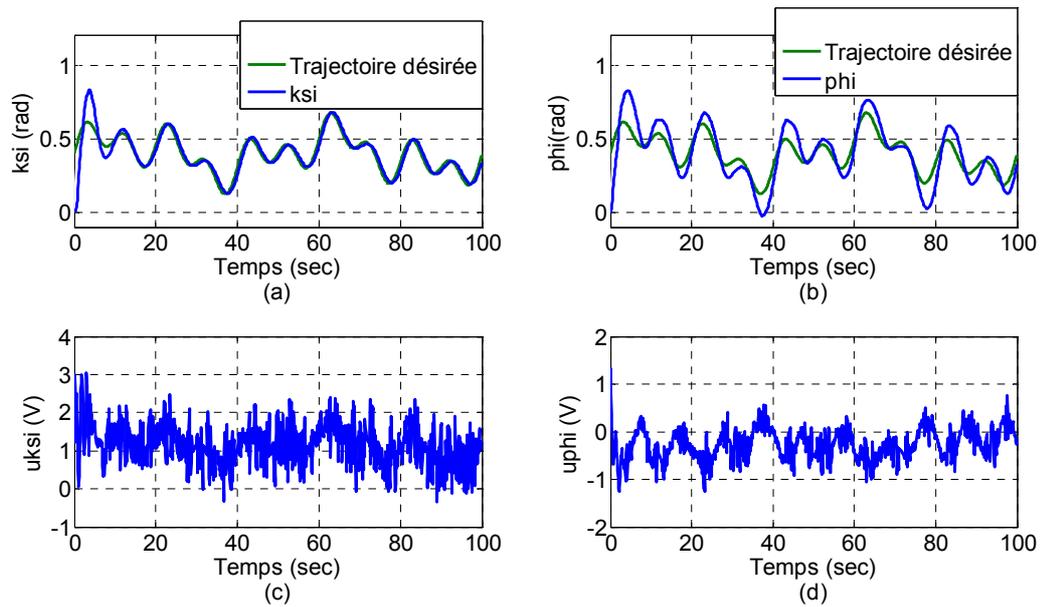


Figure III.8 Résultats de la commande PID avec une trajectoire sinusoïdale

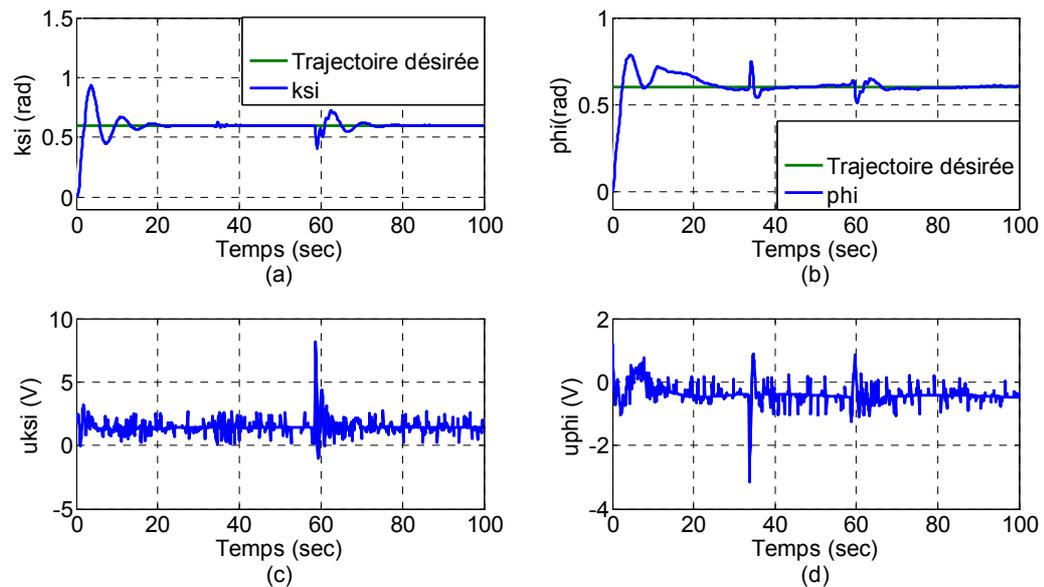


Figure III.6 Résultats de la commande PID avec une consigne échelon

### III.3 Commande intelligente basée sur la logique floue

#### III.3.1 Introduction à la logique floue

La logique floue est de grande actualité aujourd'hui. En réalité elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes [62]. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la « *logique à valeurs multiples* » ou « *logique floue* » dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies  $\{0, 1/2, 1\}$ , pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh dans son article « *Fuzzy Set* » [63]. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non-exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0.

Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non-techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision.

Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui ont commencé à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande. Tout récemment, en Europe et en Amérique du nord, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe du réglage par la logique floue [64,65].

**III.3.2 Les ensembles flous**

En logique binaire, la fonction d'appartenance caractérisant l'appartenance d'un élément  $x$ , de l'univers de discours  $X$  à un ensemble classique  $A$ , prend uniquement les valeurs 0 et 1 :

$$\begin{aligned} \mu_A(x) &: X \rightarrow \{0,1\} \\ x \rightarrow \mu_A(x) &= 1 \quad \text{si } x \in A \\ \mu_A(x) &= 0 \quad \text{sinon} \end{aligned} \tag{III.4}$$

Un sous ensemble flou peut être vu comme une généralisation du concept d'ensemble classique. Dans la théorie des sous ensembles flous, les valeurs de la fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$  sont comprises dans l'intervalle  $[0,1]$ .

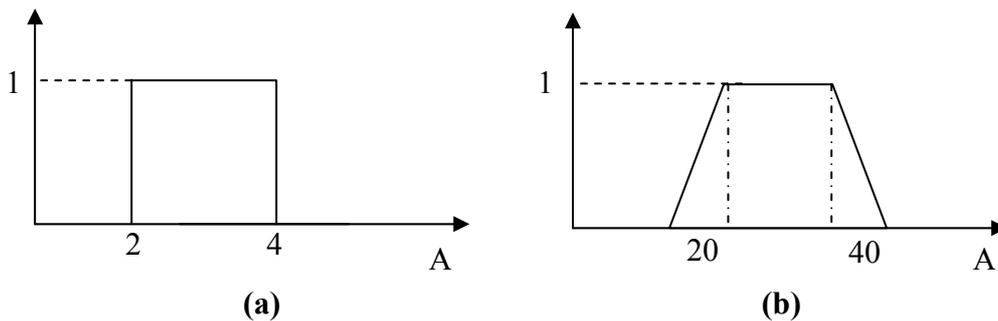
$$X \rightarrow [0,1]$$

$$x \rightarrow \mu_A(x)$$

Un ensemble flou  $A$  est défini par l'ensemble de paires ordonnées  $(\mu_A(x), x)$  tel que:

$$A = \{(\mu_A(x), x) / x \in X\} \tag{III.5}$$

La figure III.9 présente la différence qui existe entre la logique binaire et la logique floue où une variable ne peut prendre que 0 ou 1 dans le cas de la logique binaire, par contre dans la logique floue, une variable peut prendre une infinité de valeurs, mais qui sont comprises dans l'intervalle  $[0 1]$  :

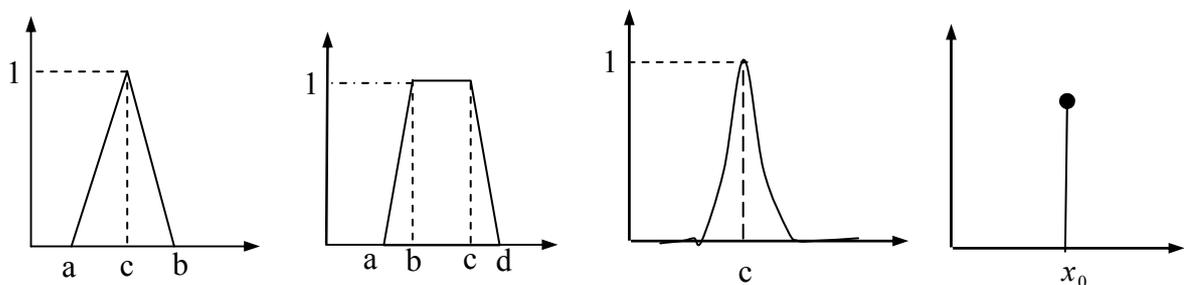


**Figure III.9** Fonctions d'appartenance (a) logique binaire (b) logique floue.

**III.3.3 Caractéristiques d'un sous-ensemble flou**

Les fonctions d'appartenance utilisées pour les sous-ensembles flous possèdent quatre caractéristiques [64].

- **Le type** : elles peuvent être par exemple triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes, sigmoïdes ou des singletons.



**Figure III.10** Types de fonctions d'appartenance.

- **Le noyau** : c'est la valeur qui satisfait entièrement la propriété décrite par A. Quand le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé *valeur modale*. Il est donné par :

$$N(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \tag{III.6}$$

- **Le support** : la propriété est vérifiée, au moins partiellement. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / \mu_A(x) > 0\} \tag{III.7}$$

- **La hauteur** : c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance qui est généralement égale à un.

$$H(A) = \max_{x \in X} (\mu_A(x)) \tag{III.8}$$

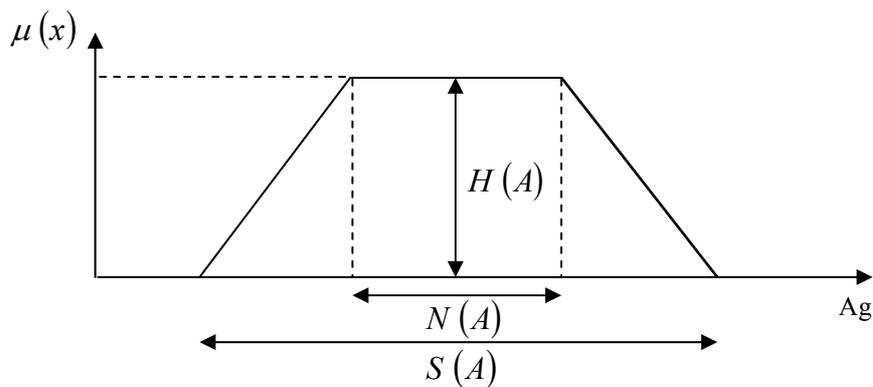


Figure III.11 Caractéristiques d'un sous-ensemble flou.

### III.3.4 Opérations de base

La logique floue est donc une logique de gestion de ces ensembles flous qui utilise les opérateurs qui se définissent comme suit :

Soient A et B deux sous-ensembles flous définis sur le même ensemble, ayant respectivement  $\mu_A$  et  $\mu_B$  comme fonctions d'appartenance.

- **Egalité** : A et B sont égaux si et seulement si :

$$\forall x \in X, \mu_A(x) = \mu_B(x) \tag{III.9}$$

- **Inclusion** : A est inclus dans B si et seulement si :

$$\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \tag{III.10}$$

- **Intersection** : Il existe plusieurs définitions, mais la plus utilisée est celle donnée par Zadeh :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{III.11}$$

- **Union** : La plus utilisée est l'opérateur max :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{III.12}$$

- **Complément** : Le complément de  $A$ , noté  $\bar{A}$ , est défini par :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.13})$$

### III.3.5 Notion de règle linguistique

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent généralement la connaissance humaine sous forme de règles du type **(Si...Alors...)** La prémisse de la règle (l'antécédent) est constituée des conditions qu'il faut satisfaire afin de réaliser la conclusion de la règle (la conséquence).

### III.3.6 Les différents systèmes d'inférence floue

Le système d'inférence floue est composé de la base des règles, de la base de données (les paramètres des fonctions d'appartenance) et du raisonnement flou. Il existe deux types de systèmes d'inférence floue :

- **Type Mamdani**

C'est un modèle linguistique qui permet une description linguistique du système par une base de règles floues pour modéliser les relations Entrée/sortie. Il utilise l'opérateur minimum pour la conjonction, l'implication et le maximum pour l'agrégation des règles floues [65].

- **Type Takagi-Sugeno**

Ce modèle possède la particularité de ne pas avoir une conclusion floue mais plutôt une fonction des entrées. La règle  $R_i$  pour un vecteur d'entrée  $x$  de dimension  $n$  est de la forme [66].

$$R_i: \text{Si } x_1 \text{ est } X_1^i \text{ et ... et Si } x_n \text{ est } X_n^i \text{ alors } y^i = G_i(x)$$

Si  $G_i(x)$  est linéaire d'ordre un, elle sera de la forme :

$$G_i(x) = \sum_{j=1}^n a_j^i x_j + b^i \quad (\text{III.14})$$

### III.3.7 Conception d'un contrôleur flou

La conception d'un contrôleur classique (par exemple un PID) préconise la connaissance précise du modèle du système à contrôler. Les valeurs d'entrée doivent être mesurées avec exactitude afin d'éviter les erreurs, contrairement au contrôleur flou qui ne demande aucune de ces deux spécifications.

La connaissance du modèle mathématique du processus n'est pas nécessaire. C'est l'expérience des opérateurs du procédé ou les connaissances des experts, qui sont prises en compte pour établir la commande floue. Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques.

La commande par logique floue peut s'appliquer à tout domaine de la commande traditionnelle. De plus, elle peut opérer lorsque les procédés à

commander sont mal connus ou difficiles à décrire précisément, ou lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel et non numériquement. Elle est simple à réaliser, flexible et donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus. Les règles sont faciles à comprendre et à modifier puisqu'elles sont exprimées par des termes du langage naturel [67]. L'architecture interne d'un contrôleur flou est représentée par la figure III.12.

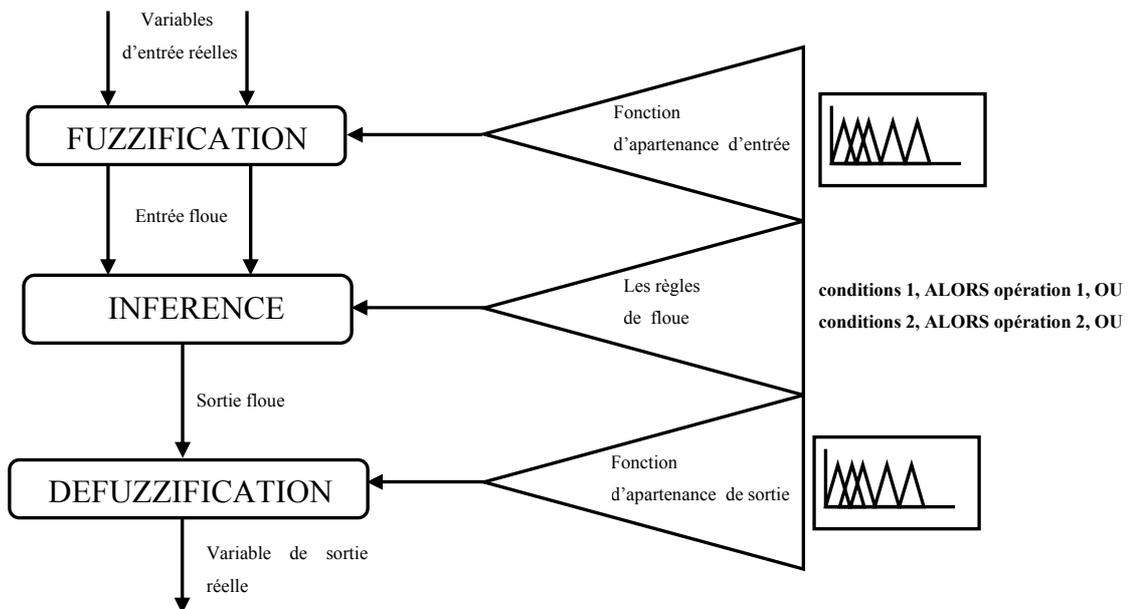


Figure III.12 Architecture interne d'un contrôleur flou.

Un contrôleur flou est composé de trois blocs :

- **Fuzzification**

Habituellement, les données observées sont physiques (réelles), leur traitement est basé sur la logique floue d'où la nécessité d'un bloc de fuzzification. La fuzzification représente donc le passage de grandeurs réelles en valeurs floues et cela, en déterminant les différents univers de discours correspondant aux domaines de variation des variables d'entrée et sortie. Ensuite, on définit pour chacune des variables, ses sous-ensembles flous ainsi que leurs fonctions d'appartenance associées.

- **Inférence**

Dans ce bloc, les valeurs des variables linguistiques d'entrée et sortie sont liées par une table de règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à contrôler. C'est un mécanisme de décision qui, en manipulant les règles floues, établit une décision. Il existe plusieurs méthodes d'inférence : *Maximum-Minimum*, *Max-Produit*, *Somme-Produit*. Le nom de la

méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation des règles floues et l'implication floue.

- **Défuzzification**

Elle consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres linguistiques fournis par les méthodes d'inférences. L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de la fonction d'appartenance résultante, la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification : *méthode du maxima, méthode du centre de gravité, méthode de la moyenne des maxima*. Il est toutefois reconnu que la méthode de centre de gravité donne les meilleurs résultats.

Notons que des blocs de normalisation et de dénormalisation sont ajoutés respectivement en entrée et en sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents.

### III.3.8 Caractéristiques d'un système d'inférence flou

Il existe deux caractéristiques principales d'un SIF structurelles et paramétriques :

#### a. Caractéristiques structurelles

Elles spécifient tous les éléments du SIF qui influent sur sa structure.

Ces éléments sont constitués par:

1. Définition des variables d'entrée et sortie
2. Le type de fonction d'appartenance utilisé (triangle, trapèze, sigmoïde...etc.) pour chaque terme linguistique.
3. Le nombre de termes linguistiques pour chaque variable.
4. Le nombre optimal de règles.
5. Les variables participant à ces règles, et
6. Les opérateurs de conjonction, de disjonction et d'implication...etc.

#### b. Caractéristiques paramétriques

Une fois la structure du SIF choisie, le problème ensuite sera le placement optimal des fonctions d'appartenance d'entrées et de sorties ou des singletons de sorties. Les caractéristiques paramétriques se situent au plus bas niveau de spécification d'un SIF. Elles représentent en fait l'aspect purement numérique du système flou et définissent les sous-ensembles qui le constituent :

1. Les paramètres des fonctions d'appartenance des variables d'entrée (point modal, base, écart type...).
2. Les paramètres des fonctions d'appartenance des variables de sortie, ou les paramètres de la fonction pour les SIF de type Takagi-Sugeno.

### III.3.9 Application de la commande floue : avec structure PID

Nous allons remplacer le régulateur PID classique par un régulateur flou à deux entrées caractérisant ainsi l'erreur et sa variation et une sortie qui caractérise la commande floue proportionnelle dérivée qui doit être ajoutée à une commande intégrale conventionnelle pour construire un régulateur flou avec une structure PID. Un contrôleur flou possède de nombreux paramètres de réglage ( $G_p$ ,  $G_i$ ,  $G_d$  et  $G_f$ ) comme est indiqué sur la figure III.13 qui représentent des gains ou facteur d'échelle (effet global sur le comportement du système) [39]. Le contrôleur flou utilisé est de type Mamdani.

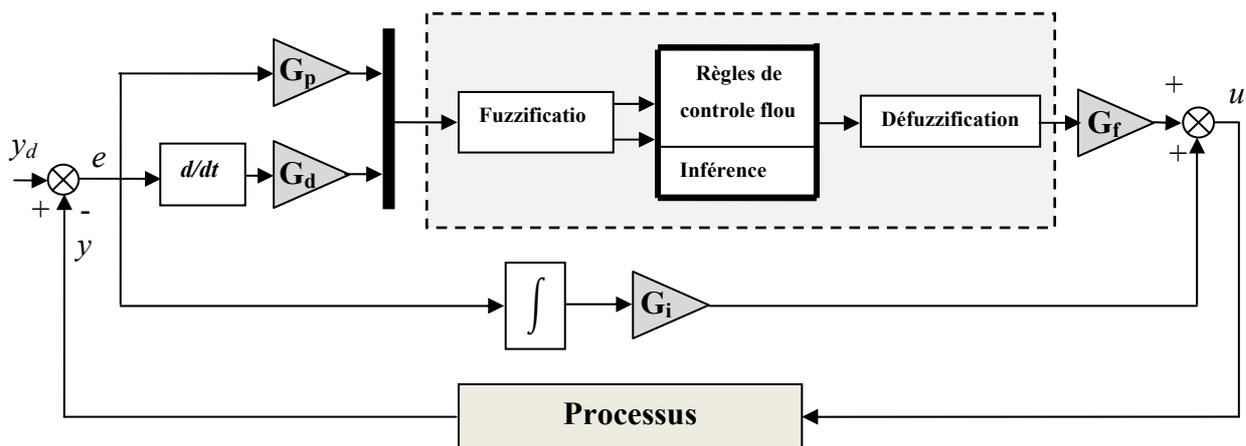


Figure III.13 Structure de base d'un contrôleur flou

#### III.3.9.1 Fonctions d'appartenance

##### a) Forme des fonctions d'appartenance

Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons procédé par essai et observation. Les trois formes principales (triangulaires, trapézoïdales et gaussiennes) ont été essayées. Les résultats obtenus pour les formes trapézoïdales et triangulaires n'ont pas été assez satisfaisants. En revanche, le choix de formes gaussiennes s'est avéré le plus approprié.

##### b) Distribution des fonctions d'appartenance

Après plusieurs essais de diverses distributions, celle qui a donné lieu à plus de satisfaction est simplement la distribution uniforme ou équidistante avec des formes symétriques ce qui donne un chevauchement de 50 % entre les sous ensembles flou adjacents.

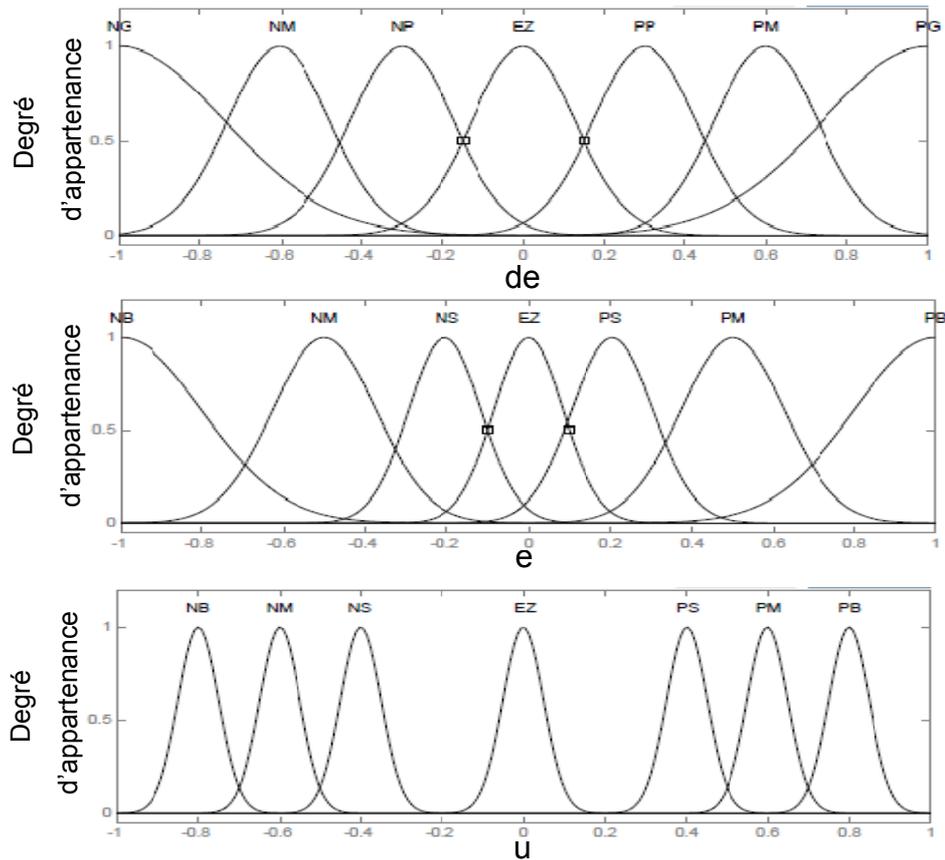
##### c) Nombre de classes ou sous-ensembles flous

Plusieurs combinaisons des nombres impairs (3, 5, 7, 9) pour les sous-ensembles flous représentant les trois variables du contrôleur flou ( $e$ ,  $\Delta e$  et  $u$ ) ont été essayées. Les résultats étaient meilleurs en utilisant les sept sous-ensembles flous.

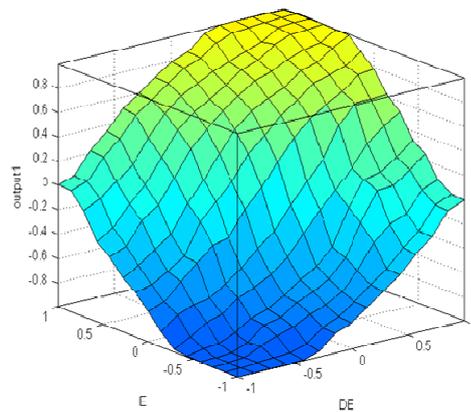
Nous choisissons les différents termes linguistiques des variables d'entrées et se sorties par : NG (négatif grand), NM (négatif moyen), NP (négatif petit), EZ (environ zéro), PP (positif petit), PM (positif moyen), PG (positif grand).

Les fonctions d'appartenance des trois variables  $e$ ,  $\Delta e$  et  $u$ , sont illustrées par la figure III.14.

On définit des fonctions d'appartenance de forme gaussienne pour l'erreur ( $e$ ), variation d'erreur ( $\Delta e$ ) et pour la commande ( $u$ ).



**Figure III.14** Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées/sorties  $e$ ,  $\Delta e$  et  $u$ . La surface générée est illustrée dans la figure III.15



**Figure III.15** La surface de régulateur flou.

**III.3.9.2 Table des règles floues**

La table de décision adoptée pour notre contrôleur flou est universelle, celle de Mac Vicar-Whelan [68] illustrée par le tableau III.2. Elle est organisée sous forme d'une table diagonale symétrique de 49 règles décisionnelles composées par les paires situation/action de la forme : si  $e$  est A et  $\Delta e$  est B, alors  $u$  est C.

$e \backslash \Delta e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NP	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	EZ	EZ	PP	PM
EZ	NG	NP	NP	PP	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PM	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PG	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

**Tableau III.2** Table de décision de Mac Vicar-Whelan (7x7=49 règles) [68].

**III.3.9.3 Méthode d'inférence**

Pour ce qui est de la méthode d'inférence, notre choix s'est porté sur la méthode Max-Min de Zadeh.

**III.3.9.4 Méthode de défuzification**

La méthode de défuzification adoptée est celle qui est la plus utilisée en commande, à savoir la méthode du centre de gravité.

**III.3.9.5 Résultats expérimentaux de la commande floue :**

L'application du contrôleur flou adopté pour la commande du système TRMS (figure III.16), a donné lieu aux résultats présentés sur les figures III.17, III.18 et III.19, représentant respectivement la réponse et la commande pour les deux sous-systèmes horizontal et vertical. A partir de ces figures, nous pouvons constater, que ce soit dans le cas d'une trajectoire carrée (figure III.18 a et b) ou sinusoïdale (figure III.19 a et b), que l'erreur de poursuite et la valeur du dépassement son faibles. Nous pouvons également constater que les signaux de commande sont relativement moins lisses (bruités) (figure III.18 (c et d), figure III.19 (c et d)). Cette assez bonne performance est le résultat de dizaines de tests essais/observations caractérisés, spécifiquement, par de multiples combinaisons

de réglage des quatre gains du contrôleur flou pour les deux sous-systèmes horizontal et vertical, à savoir  $k_{p\psi}$ ,  $k_{d\psi}$ ,  $k_{i\psi}$  et  $k_{u\psi}$  avec ( $j = \Psi, \varphi$ ).

Pour conclure sur la robustesse de cette technique de commande vis-à-vis des perturbations externes, nous avons injecté, à l'instant  $t = 33$  sec et  $60$  sec, une force mécanique sur le système de TRMS. Nous remarquons qu'il y a effectivement une dégradation sévère des performances de poursuite, mais cette dégradation disparaît après l'annulation de ce signal de perturbation (figure III.17 (a et b)).

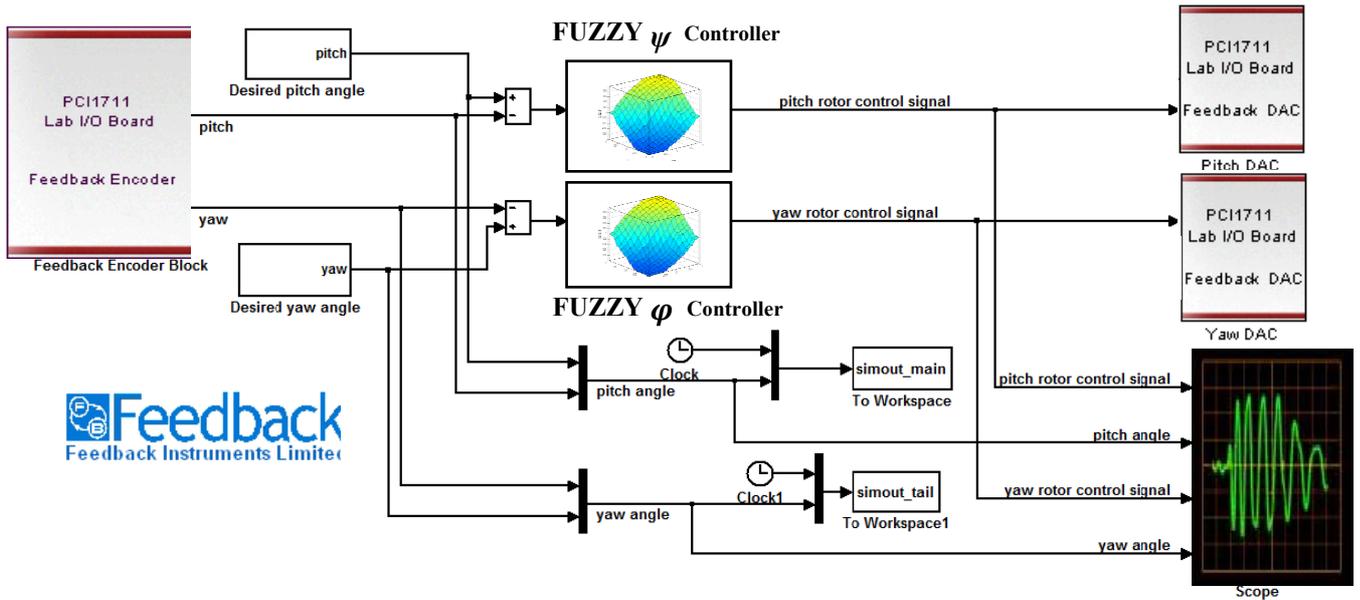


Figure III.16 Implémentation de la commande floue dans le TRMS.

Noter que les valeurs finales de ces gains, ayant contribué à cette performance sont les suivantes :

Tableau III.3 Paramètres de la commande floue

Sous-système	Paramètres de la commande	Valeurs
Horizontal (Angle $\varphi$ )	$k_{p\psi\varphi}$	4
	$k_{d\psi\varphi}$	5
	$k_{i\psi\varphi}$	1.5
	$k_{u\psi\varphi}$	1
Vertical (Angle $\psi$ )	$k_{p\psi\psi}$	7
	$k_{d\psi\psi}$	7
	$k_{i\psi\psi}$	1.5
	$k_{u\psi\psi}$	1.2

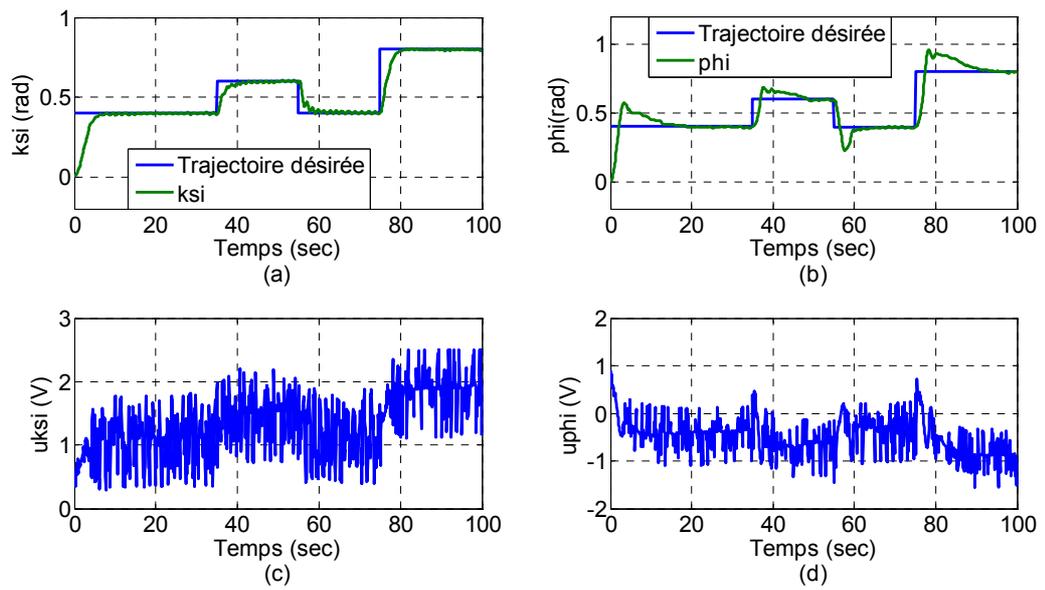


Figure III.18 Résultats de la commande floue pour une trajectoire carrée

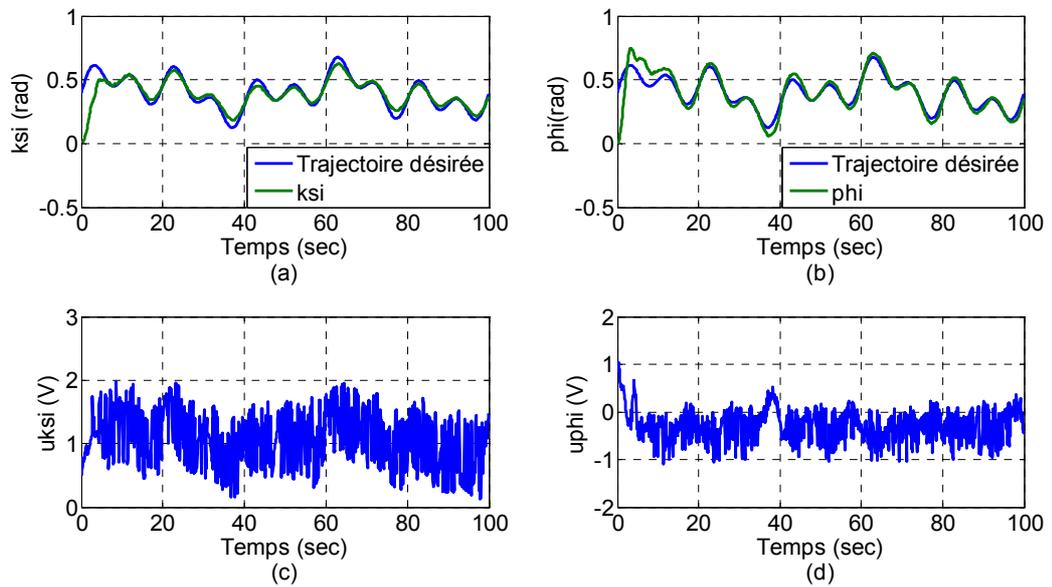


Figure III.19 Résultats de la commande floue pour une trajectoire sinusoïdale

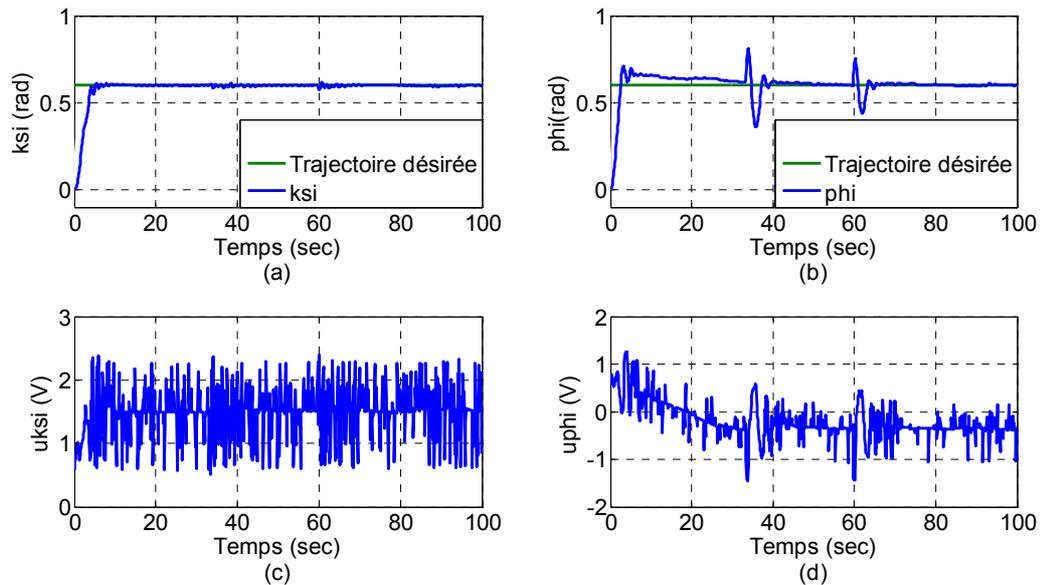


Figure III.17 Résultats de la commande floue avec une consigne échelon

### III.4 Développement d'un contrôleur hybride intelligent PID-Flou pour TRMS

Les problèmes pour l'amélioration des capacités du PID à régler un système perturbé dans un univers perturbé, et ceux liés au réglage très fin des paramètres du régulateur afin d'atteindre des objectifs optimaux, demeurent bien posés.

Pour assurer une régulation optimale, répondant correctement aux exigences de l'utilisateur, et ceci même dans un environnement difficile et variable, il est nécessaire de développer un mécanisme d'adaptation des gains du PID qui permettra d'incorporer un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation.

Dans certaines études, la technique du contrôleur PID et la logique floue ont été combinées pour développer des systèmes de contrôle efficaces pour les systèmes non linéaires incertains. Les chercheurs dans [69-73] proposent un nouveau schéma PID dans lequel les gains du contrôleur sont planifiés par un schéma d'inférence floue.

La commande par logique floue est une commande non linéaire ayant des propriétés de robustesse ; il serait très intéressant d'explorer ses potentialités pour la commande du simulateur du TRMS. La logique floue a la capacité de prendre en charge le traitement des variables imprécises et de déduire des décisions objectives par une connaissance approximative ; en effet, via une connaissance approximative des sorties et du comportement du système.

Ainsi dans ce chapitre, nous présentons les détails de la mise en œuvre du contrôleur PID flou adaptatif pour la commande d'un simulateur de vol d'hélicoptère type TRMS soumis aux tests de poursuite de trajectoire et tests de robustesse. Enfin nous terminons cette étude par une comparaison entre différentes techniques de commande existantes dans la littérature.

### III.4.1 Conception et application de la commande PID Floue

Les contrôleurs PID classiques constituent un mécanisme de rétroaction de boucle de contrôle générique (contrôleur) largement utilisé dans les systèmes de contrôles industriels. Ils sont simples et faciles à utiliser. Mais l'un des principaux inconvénients de ces contrôleurs est qu'il n'existe aucun moyen sûr le choix des paramètres de contrôle qui garantissent de bonnes performances. Par conséquent, dans les applications réelles, ces gains doivent être ajustés pour conserver les performances requises. Pour remédier à ce problème, le contrôleur flou est en conséquence utilisé pour déterminer les paramètres de contrôle  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$  [69,70] [72,73].

La conception du contrôleur PID adaptatif (PIDFA) à l'aide de la logique floue est étudiée. Afin de contrôler le système TRMS à deux degrés de liberté, il est nécessaire de développer deux contrôleurs PID flous adaptatifs: un pour l'axe horizontal et l'autre pour l'axe vertical [74]. Ensuite, la logique floue est utilisée pour mettre à jour les paramètres de ces contrôleurs PID. La structure du système de contrôleur PID flou adaptatif (PIDFA) est illustrée dans la figure III.20.

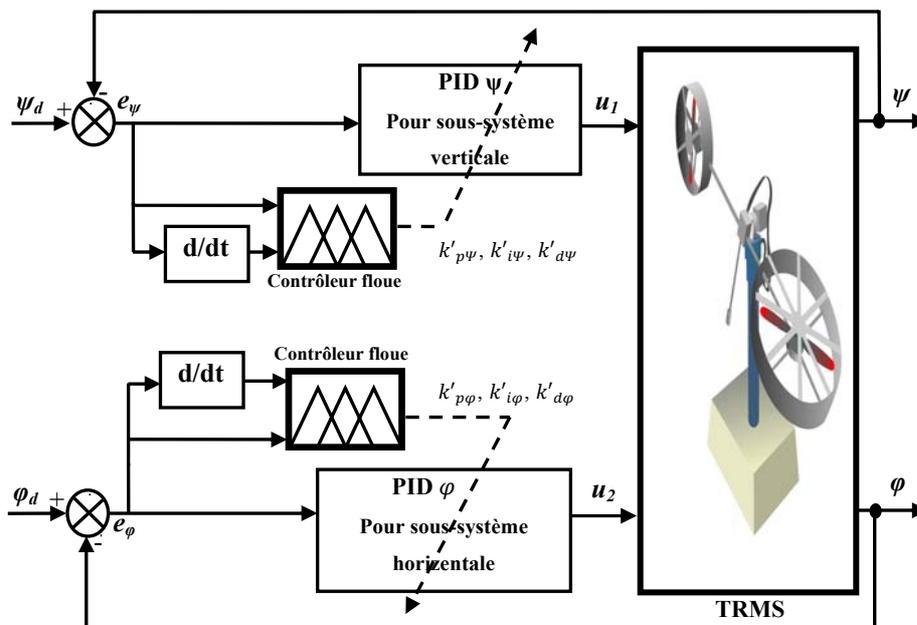


Figure III.20 Schéma fonctionnel de la commande PIDFA pour le TRMS.

Le contrôle proposé (PIDFA) est une approche permettant de déterminer systématiquement les gains  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$ , de sorte que le contrôleur PIDFA soit utilisé pour régler les gains PID en ligne et où l'erreur et la variation d'erreur sont utilisées pour déterminer les paramètres de commande. Notez que le contrôleur flou a deux entrées, l'erreur ( $e$ ) et dérivée d'erreur ( $\Delta e$ ), et les sorties  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$ .

### III.4.2 Détermination des gains du régulateur PID

Les paramètres du contrôleur PID utilisés tels que  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$ , sont normalisés, dans la plage comprise entre zéro et un, en utilisant les transformations linéaires suivantes [75-77]:

$$\begin{cases} k'_p = (k_p - k_{pmin}) / (k_{pmax} - k_{pmin}) \\ k'_i = (k_i - k_{imin}) / (k_{imax} - k_{imin}) \\ k'_d = (k_d - k_{dmin}) / (k_{dmax} - k_{dmin}) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec  $k_{pmin}$ ,  $k_{pmax}$ ,  $k_{imin}$ ,  $k_{imax}$  et  $k_{dmin}$ ,  $k_{dmax}$  sont les bornes des variations des gains obtenus par simulation. Les paramètres  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$  sont déterminés par un ensemble de règles linguistiques de la structure du contrôleur PIDFA, comme suit:

*Si  $e(k)$  est  $A_i$ , et  $\Delta e(k)$  est  $B_i$ , alors  $k'_p$  est  $C_i$ ,  $k'_i$  est  $D_i$  et  $k'_d$  est  $E_i$ .*

Où:  $A_i$ ,  $B_i$ ,  $C_i$ ,  $D_i$  et  $E_i$  sont des ensembles flous correspondant à  $e(k)$ ,  $\Delta e(k)$ ,  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$ , respectivement. L'application du contrôle PIDFA au système TRMS correspond à l'adaptation des différents gains  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$  pour les sous-systèmes horizontal et vertical. Ainsi on stabilise les angles de tangage et de lacet, tout en suivant les trajectoires désirées, et en compensant les perturbations internes et externes et donc en garantissant la robustesse.

Le schéma fonctionnel du PIDFA appliqué au système TRMS est présenté dans la figure III.1. Lorsque  $k'_{pj}$ ,  $k'_{ij}$  et  $k'_{dj}$  sont obtenus par un système d'inférence floue pour chaque sous-système horizontal et vertical, et sachant que les gains  $k_{pj}$ ,  $k_{ij}$  et  $k_{dj}$  du régulateur PID pour chaque sous-système sont déterminés par l'équation III.16.

$$\begin{cases} k_{pj} = (k_{pjmax} - k_{pjmin})k'_{pj} + k_{pjmin} \\ k_{ij} = (k_{ijmax} - k_{ijmin})k'_{ij} + k_{ijmin} \\ k_{dj} = (k_{djmax} - k_{djmin})k'_{dj} + k_{djmin} \end{cases} \quad ; \text{Où } (j = \Psi, \varphi) \quad (\text{III.16})$$

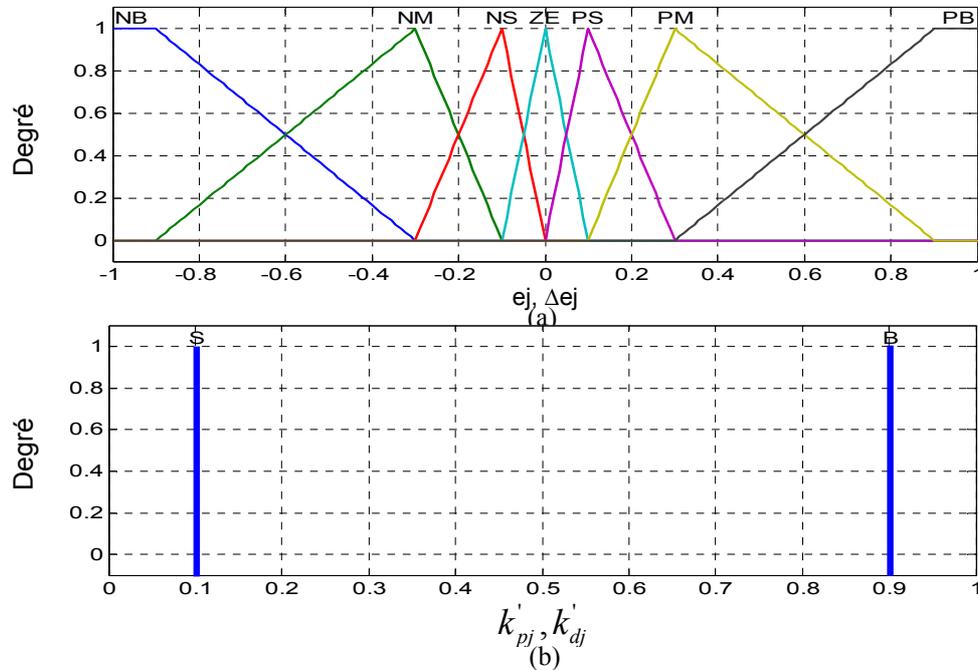
### III.4.3 Fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance pour les entrées  $e_j$  et  $\Delta e_j$  sont définies dans la plage  $[-1, 1]$  et choisies pour être de formes identiques triangulaires, comme

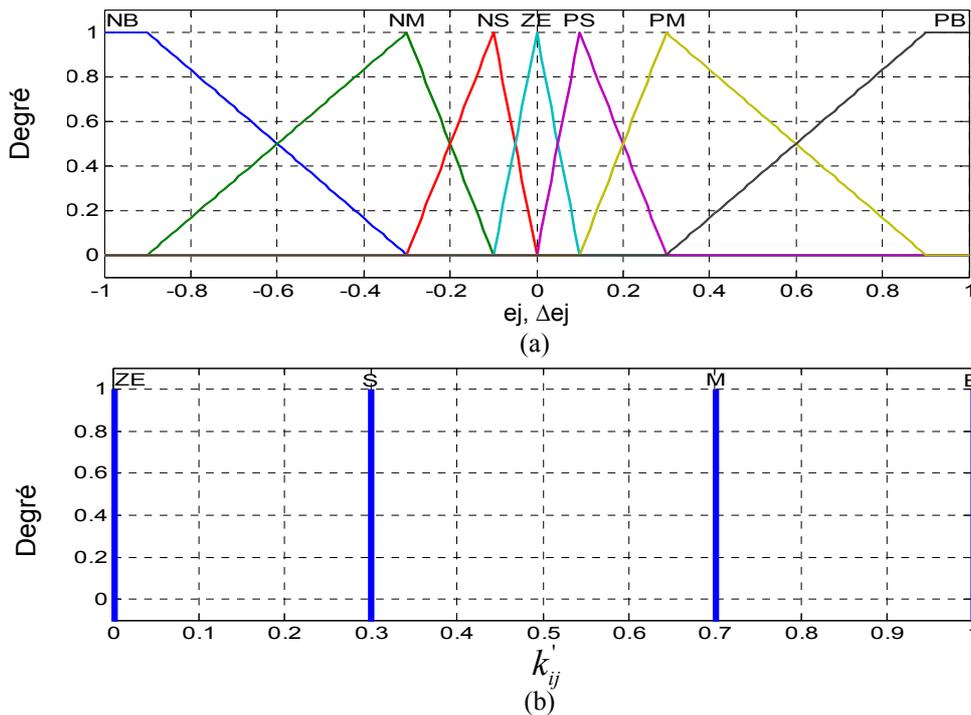
indiqué sur les figures III.21 (a) et III.22 (a). Les signaux sont quantifiés en sept niveaux représentés par un ensemble de variables linguistiques définies comme :

NG (négatif grand), NM (négatif moyen), NP (négatif petit), EZ (environ de zéro), PP (positif petit), PM (positif moyen), PG (positif grand).

Les fonctions d'appartenance des variables  $e_j$ ,  $\Delta e_j$  et  $k_{pj}$ ,  $k_{ij}$  et  $k_{dj}$  sont illustrées par les figures (III.21) et (III.22).



**Figure III.21** fonctions d'appartenance des entrées  $e_j$  et  $\Delta e_j$  et des sorties  $k'_{pj}$ , et  $k'_{dj}$  avec ( $j = \Psi, \varphi$ ) [78].



**Figure III.22** fonctions d'appartenance des entrées  $e_j$  et  $\Delta e_j$  et de sortie  $k'_{ij}$  avec ( $j = \Psi, \varphi$ ) [78].

### III.4.4 Règles de décision (Table de décision)

Les tableaux III.3, tableaux III.4 et tableau III.5 présentent les règles d'inférences pour les  $k_{pj}$ ,  $k_{ij}$  et  $k_{dj}$  utilisés dans le contrôleur PIDFA [78]. Ils sont organisés sous forme de table diagonale de 49 règles décisionnelles composées par les paires situation/action de la forme :

Si  $e(k)$  est  $A_i$ , et  $\Delta e(k)$  est  $B_i$ , alors  $k'_p$  est  $C_i$ ,  $k'_i$  est  $D_i$  et  $k'_d$  est  $E_i$ .

**Tableau III.3** Règles d'inférence pour les gains  $k'_{pj}$  [78].

$\Delta e_j$ $e_j$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	B	B	B	B	B	B	B
NM	S	B	B	B	B	B	S
NS	S	S	B	B	B	S	S
ZE	S	S	S	B	S	S	S
PS	S	S	B	B	B	S	S
PM	S	B	B	B	B	B	S
PB	B	B	B	B	B	B	B

**Tableau III.4** Règles d'inférence pour les gains  $k'_{ij}$  [78].

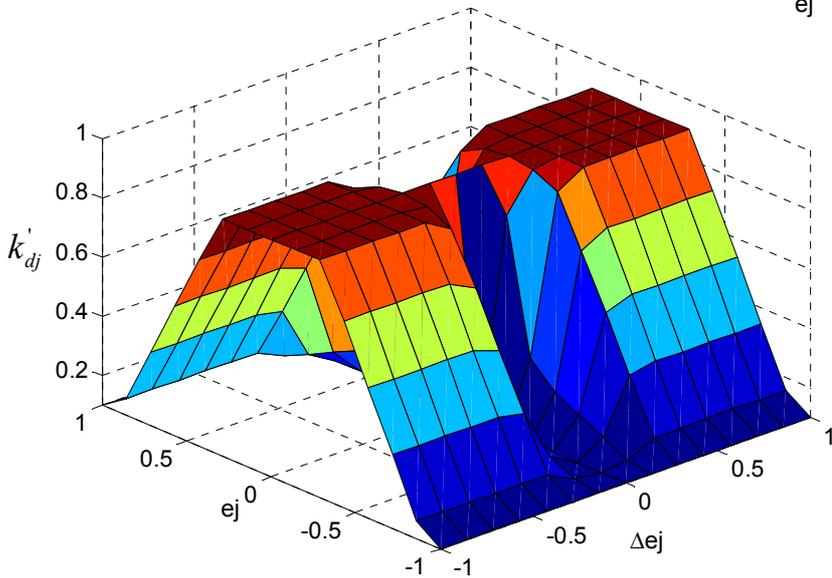
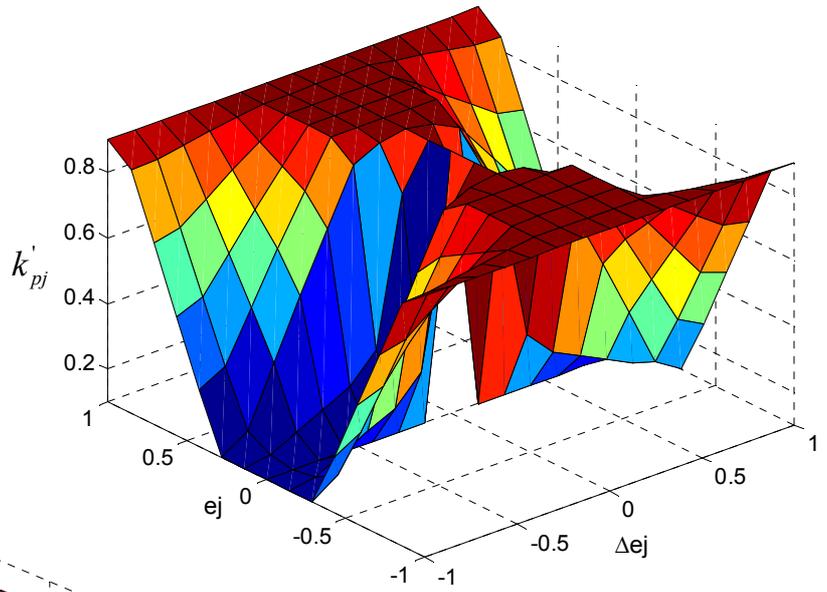
$\Delta e_j$ $e_j$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	B	B	B	B	B	B	B
NM	M	M	B	B	B	M	M
NS	S	M	M	B	M	M	S
ZE	ZE	S	M	B	M	S	ZE
PS	S	M	M	B	M	M	S
PM	M	M	B	B	B	M	M
PB	B	B	B	B	B	B	B

**Tableau III.5** Règles d'inférence pour les gains  $k'_{dj}$  [78].

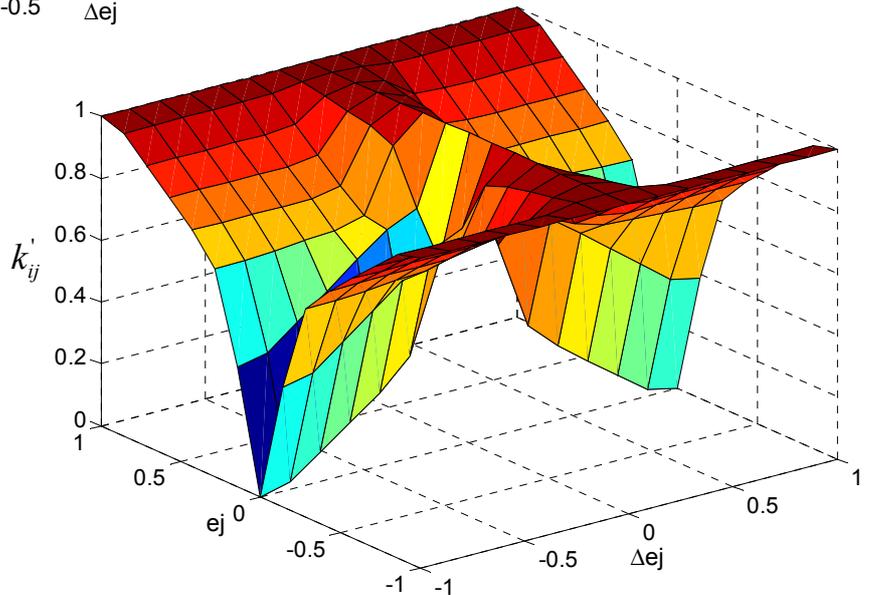
$\Delta e_j$ $e_j$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	B	B	B	B	B	B	B
NM	M	M	B	B	B	M	M
NS	S	M	M	B	M	M	S
ZE	ZE	S	M	B	M	S	ZE
PS	S	M	M	B	M	M	S
PM	M	M	B	B	B	M	M
PB	B	B	B	B	B	B	B

Les surfaces générées sont illustrées dans les Figures III.23, III.24 et III.25.

**Figure III.23**  
Surface des gains  $k'_{pj}$ .



**Figure III.24**  
Surface des gains  $k'_{aj}$ .



**Figure III.25**  
Surface des gains  $k'_{ij}$ .

### III.4.5 Résultats expérimentaux

Le schéma bloc de l'ensemble de la structure étudiée est présenté sur la figure III.26, et les résultats obtenus sont consignés dans les figures III.27, III.30 et III.31 et ensuite exploités pour montrer les performances de la commande lors des tests expérimentaux ciblant la poursuite de trajectoire du TRMS.

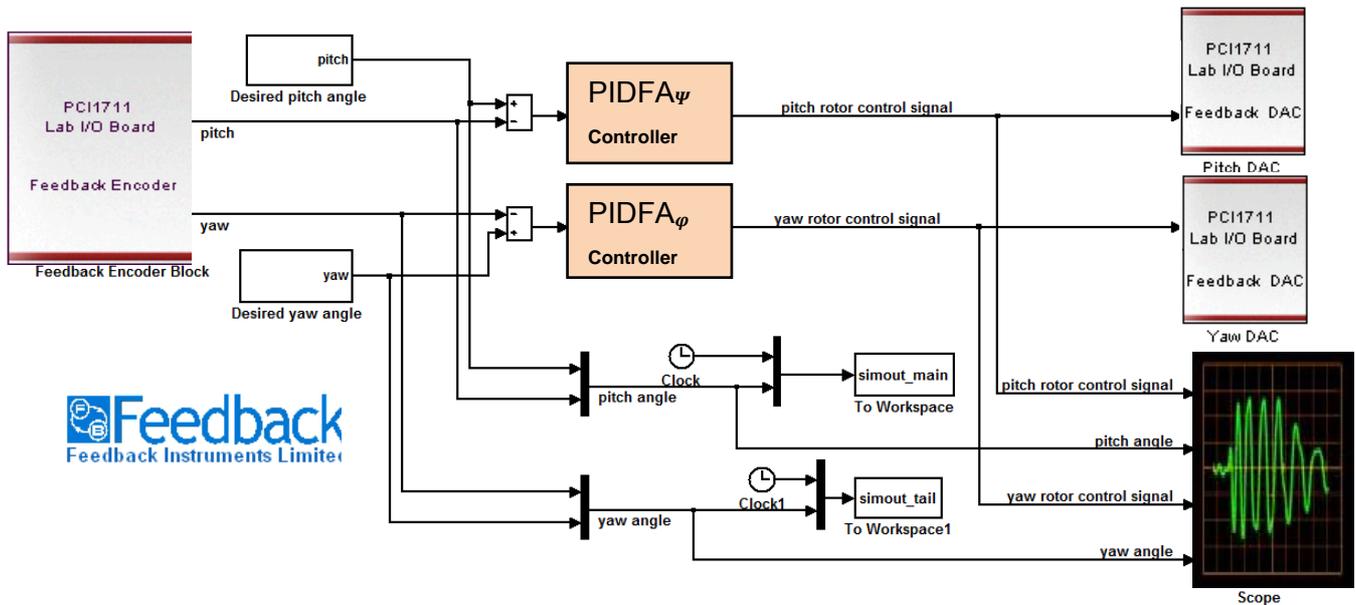


Figure III.26 Schéma bloc du contrôleur PIDFA implémenté (temps réel).

#### III.4.5.1 Test de poursuite de trajectoire carrée

Les figures III.27 (a et b) illustrent les résultats expérimentaux de la commande PIDFA du TRMS pour une poursuite d'une trajectoire carrée pour les sous-systèmes horizontal et vertical. Les résultats obtenus sont satisfaisants vu que nous avons obtenu une bonne précision de poursuite, des valeurs de dépassement maximales admissibles et un temps de réponse rapide, des performances supérieures à celles obtenues dans le cas de commande PID et par logique floue (figures III.7 et III.18) respectivement. Notant que sur les figures III.27 (c et d), nous voyons que les commandes appliquées au TRMS sont des signaux réels avec une oscillation réduite. Les paramètres des gains adaptatifs pour les tests de poursuite de trajectoires carrées sont illustrés sur les figures III.28 (a, b et c) et figures III.29 (a, b et c).

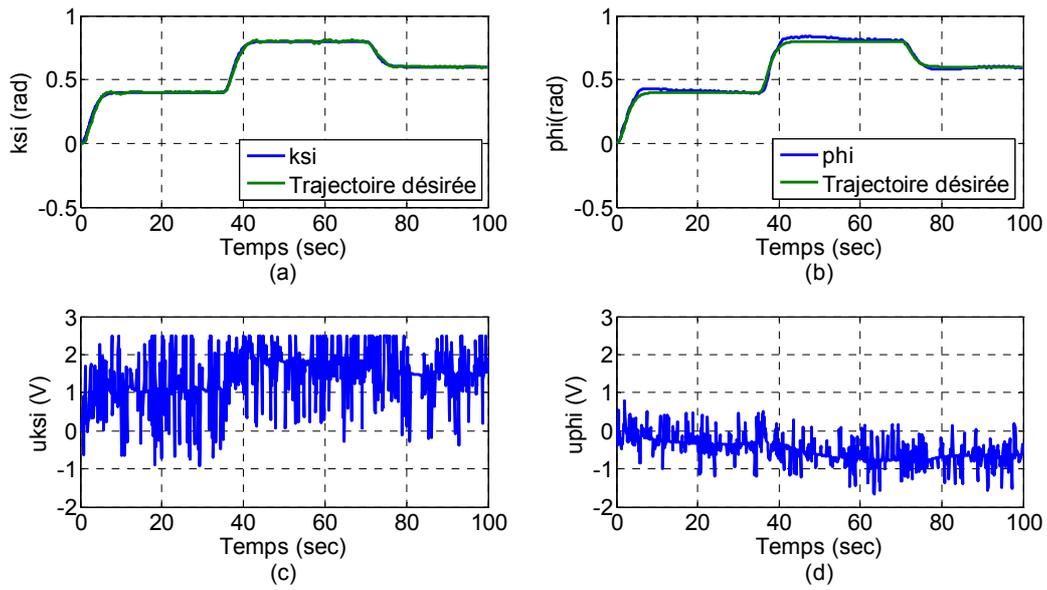


Figure III.27 Résultats expérimentaux : Cas d'une poursuite de trajectoire carrée.

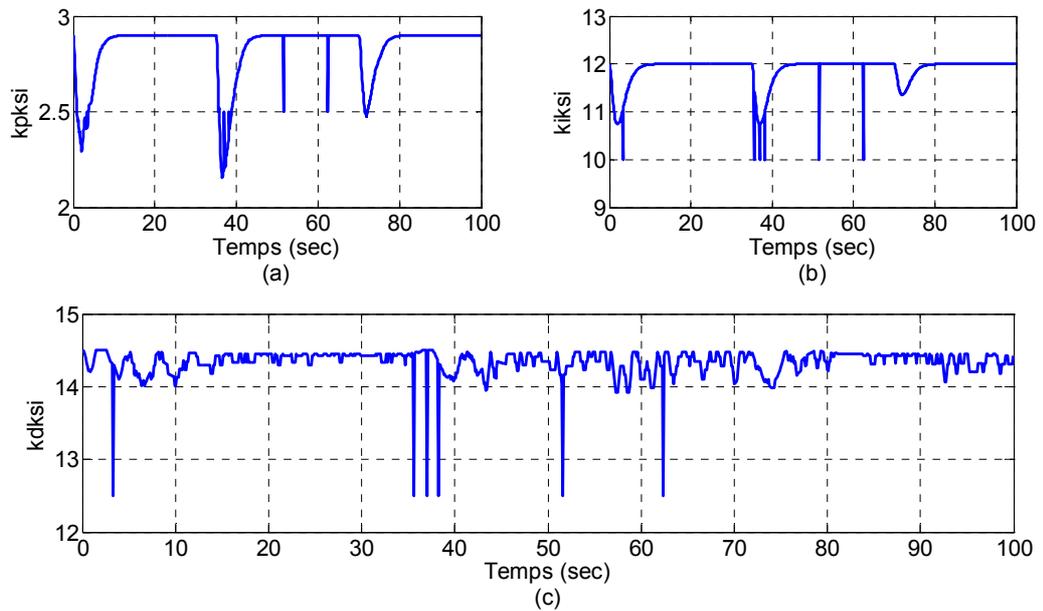
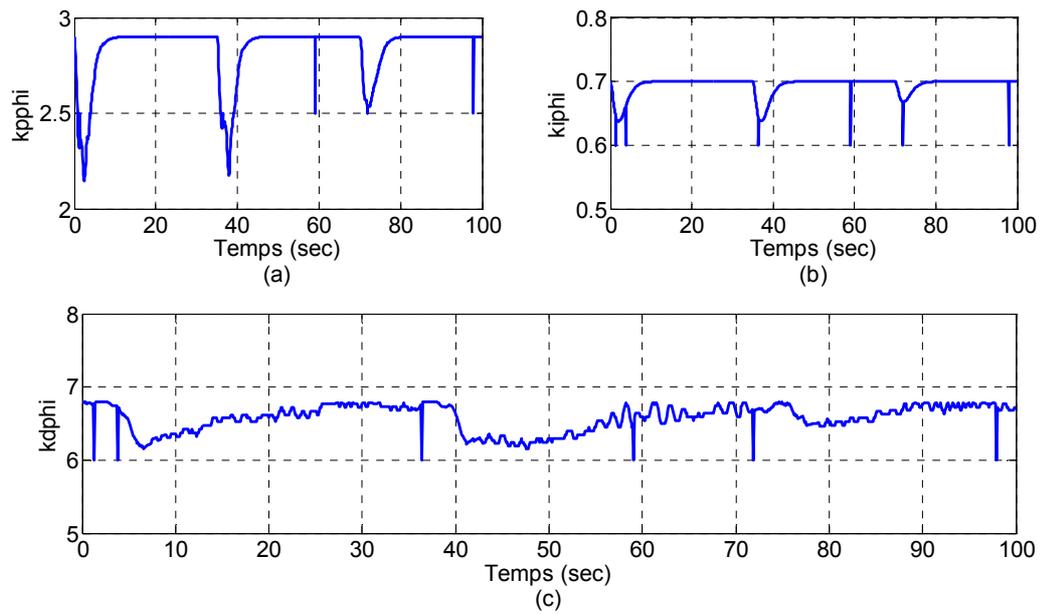


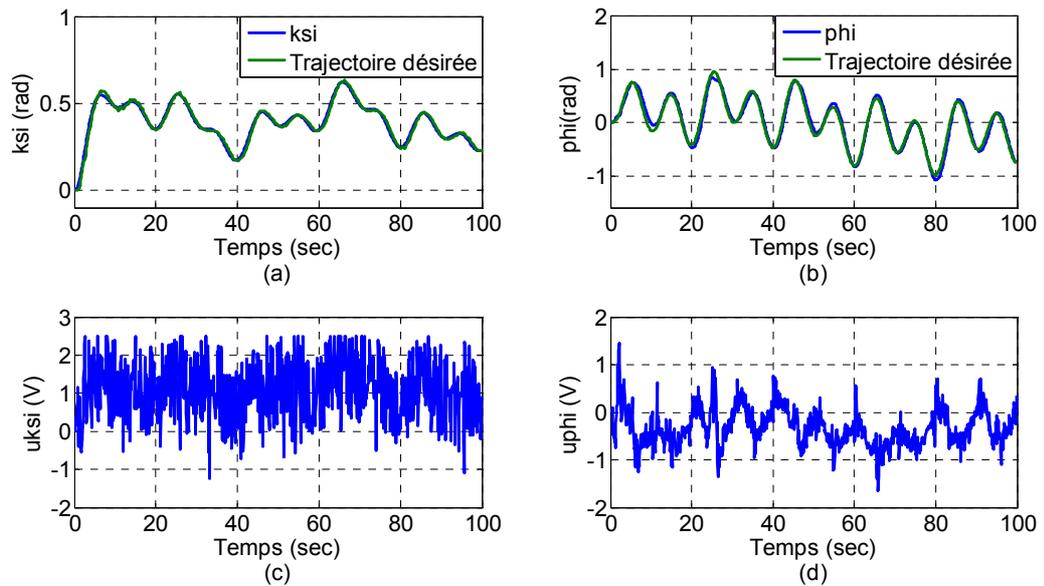
Figure III.28 Les gains  $k_{p\psi}$ ,  $k_{i\psi}$  et  $k_{d\psi}$  du contrôleur PIDFA (Trajectoire carrée).



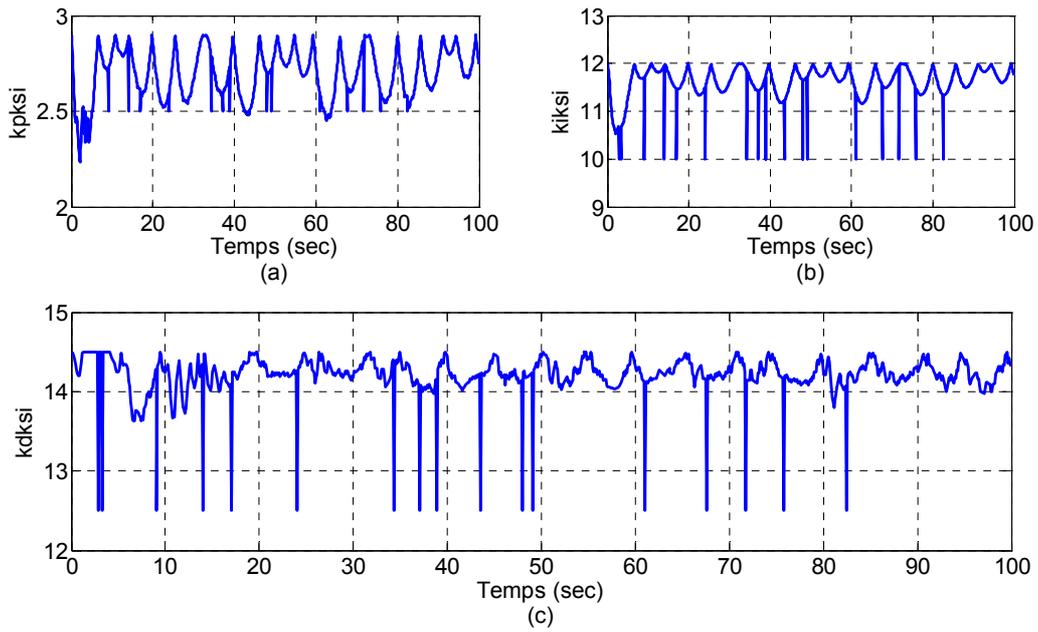
**Figure III.29** Les gains  $k_{p\phi}$ ,  $k_{i\phi}$  et  $k_{d\phi}$  du contrôleur PIDFA (Trajectoire carrée).

### III.4.5.2 Test de poursuite de trajectoire sinusoïdale

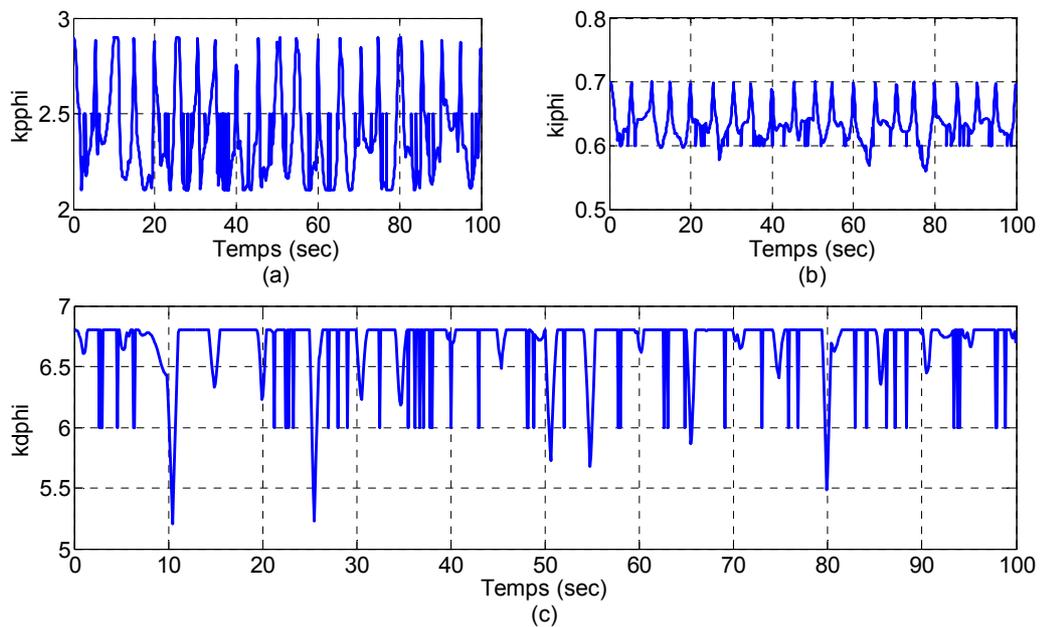
Les tests de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale sont illustrés dans la figure III.30. Nous avons obtenu une bonne précision de poursuite (figure III.30 (a et b)) et les signaux de commande présentent moins d'oscillations (figure III.30 (c et d)) en comparaison avec ceux obtenus dans le cas de la commande PID et par logique floue (figures III.8 et III.19). Les paramètres des gains adaptatifs pour les tests de poursuite de trajectoires sinusoïdales sont illustrés sur les figures III.31 (a, b et c) et figure III.32 (a, b et c).



**Figure III.30** Résultats expérimentaux avec une poursuite de trajectoire sinusoïdale.



**Figure III.31** Evolution des gains  $k_{p\psi}$ ,  $k_{i\psi}$  et  $k_{d\psi}$  du contrôleur PIDFA (Trajectoire carrée).



**Figure III.32** L'évolution des gains  $k_{p\phi}$ ,  $k_{i\phi}$  et  $k_{d\phi}$  du contrôleur PIDFA (Trajectoire sinusoïdale).

III.4.5.3 Test de robustesse

Pour évaluer la robustesse du contrôleur PIDFA proposé, une perturbation externe a été injectée dans le TRMS aux instants  $t = 32$  sec et  $t = 62$  sec. On observe que les perturbations sont rapidement rejetées. On peut donc affirmer que le contrôleur PID adaptatif (PIDFA) est robuste contre les perturbations externes. L'évolution des gains adaptatifs sont représentés dans les figures III.34 (a, b et c)

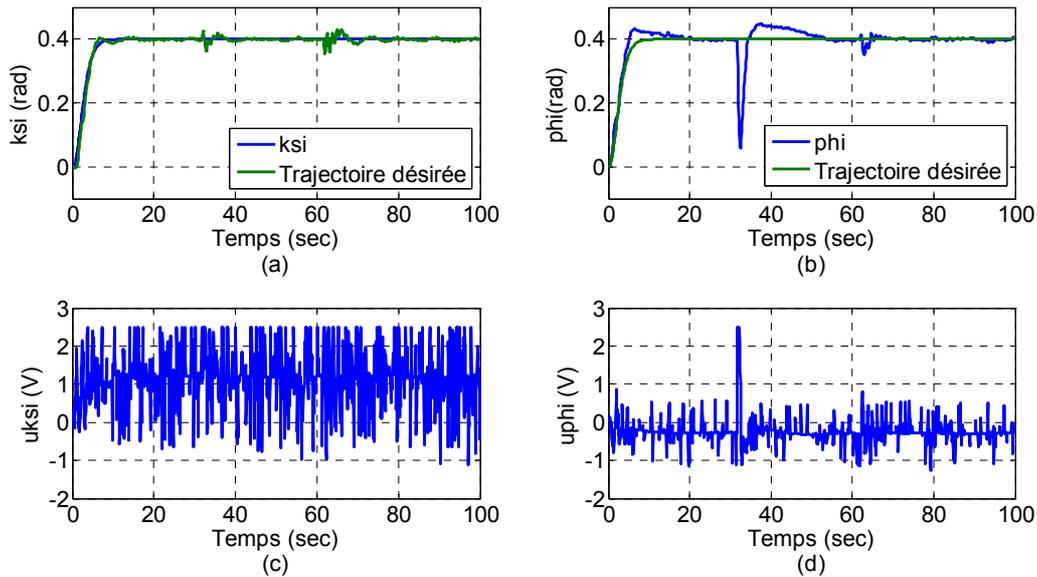


Figure III.33 Test de stabilisation du contrôleur PIDFA pour TRMS avec une perturbation externe.

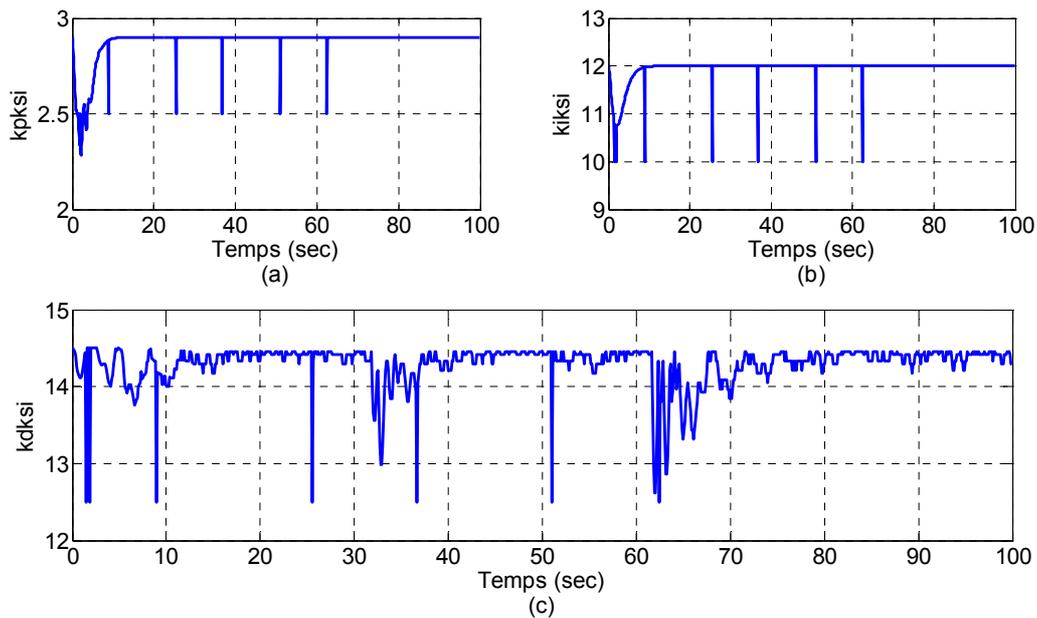
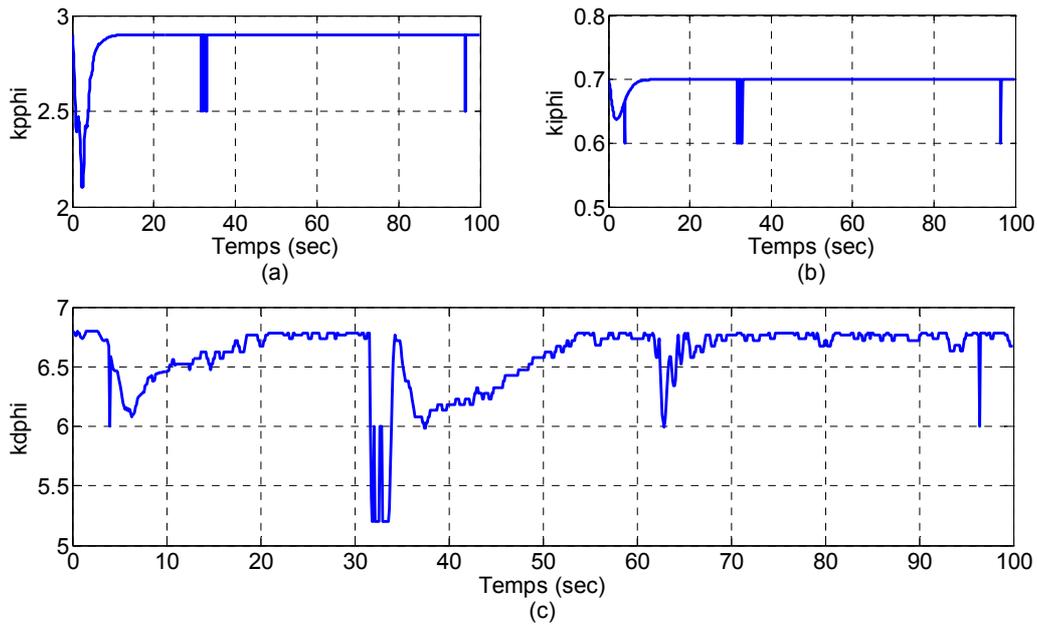


Figure III.34 L'évolution des gains  $k_{p\psi}$ ,  $k_{i\psi}$  et  $k_{d\psi}$  du contrôleur PIDFA (Rejet de perturbations externes).



**Figure III.35** L'évolution des gains  $k_{p\phi}$ ,  $k_{i\phi}$  et  $k_{d\phi}$  du contrôleur PIDFA (Rejet de perturbations externes).

### III.5 Etude comparative (PIDFA, Flou et PID)

Dans la présente étude, l'intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE), l'intégrale de l'erreur carrée (ISE) et l'intégrale du temps multipliée par la valeur absolue de l'erreur (ITAE) sont utilisées pour juger les performances de commande. Les critères IAE, ISE et ITAE sont largement adoptés pour évaluer les performances dynamiques du système de contrôle [79]. Les indices IAE, ISE et ITAE sont exprimés comme suit:

$$IAE = \int_0^T |e(t)|dt, ISE = \int_0^T e^2(t)dt, ITAE = \int_0^T t|e(t)|dt \quad (III.17)$$

Test	Type de commande	IAE		ISE		ITAE	
		( $\psi$ angle)	( $\phi$ angle)	( $\psi$ angle)	( $\phi$ angle)	( $\psi$ angle)	( $\phi$ angle)
Signal de poursuite de trajectoire carré	Commande classique PID[5]	0.87	1.96	0,05	0.0956	1.276	3.28
	Commande par logique Floue	0.66	1,136	0,0087	0,0453	0,968	2,424
	Commande PIDFA proposée	0.550	1.421	0.0073	0.0378	0.807	2.02

Signal de poursuite de trajectoire sinusoïde	Commande classic PID [5]	1.530	2.956	0.0920	0.225	1.912	5.09
	Commande par logique Floue	1,376	2,467	0,0350	0.199	1,607	4.13
	Commande PIDFA proposée	1.147	2.056	0.0209	0.125	1.256	3.05

**Tableau III.6** Comparaison quantitative entre le contrôleur PID classique, le contrôleur Flou et le contrôleur PID flou adaptatif.

Les indicateurs des performances présentées dans le tableau III.6 indiquent que la Commande PIDFA proposée a une légère supériorité de performance par rapport à la commande par logique Floue et à la commande classique PID proposée dans [1].

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une régulation classique, une commande par logique floue et une commande hybride intelligente (PIDFA) pour un simulateur de vol d'hélicoptère à deux degrés de liberté (TRMS) en présence des perturbations externes. D'un coté pour le simulateur TRMS, sur le plan vertical, il est clair que le contrôleur flou présente de meilleurs résultats par rapport au contrôleur PID dans le régime transitoire (temps de réponse, dépassement), par contre en régime permanent le contrôleur PID présente moins d'oscillations par rapport au contrôleur flou.

Et d'un autre coté, les performances réalisées, suite aux différents tests effectués, permettent de juger l'efficacité de la stratégie de commande PID optimisée par la logique floue, pour la prise en charge d'une commande précise et robuste du simulateur de TRMS. En outre, l'étude comparative réalisée avec d'autres techniques de commandes développées dans la littérature a montré l'efficacité de l'approche du contrôle proposée.

# IV

## IV Commande d'un hélicoptère a six degrés de liberté type octorotor coaxial

### IV.1 Introduction

La commande par mode glissant a non seulement prouvé son efficacité à travers plusieurs études théoriques mais se trouve extensivement exploitée dans plusieurs domaines tels que la robotique [80] et la commande des moteurs électriques [81]. L'avantage inhérent que procure une telle commande, et qui la rend si importante, est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes des modèles.

Dans ce chapitre, nous présentons les éléments fondamentaux du formalisme de la commande à structure variable. Tout d'abord, nous expliquons brièvement le principe de cette commande, et ensuite le choix de la surface de glissement pour la commande d'un hélicoptère à six degrés de liberté de type octorotor coaxial. Nous mettrons particulièrement l'accent sur la commande par mode glissant combinée avec un outil de commande basée sur l'intelligence artificielle, à savoir la logique floue type 2. L'intérêt d'introduire la logique floue dans la commande à structure variable, dans notre travail, est étroitement lié à la diminution du phénomène de 'Chattering'. Nous présentons aussi, dans ce chapitre, une commande hybride mode glissant flou type 2 adaptatif (CMGFT2A)

afin d'obtenir une commande robuste et lisse sur ce système. Enfin, une étude comparative entre les différentes lois de commandes proposées sera présentée.

### IV.2 Commande à Structure Variable

La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associés (en anglais Sliding mode) est une technique de commande non linéaire ; elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement (figure IV.1). En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

- Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.
- Définition d'une loi de commande qui conduise le système jusqu'à cette région de l'espace d'état.

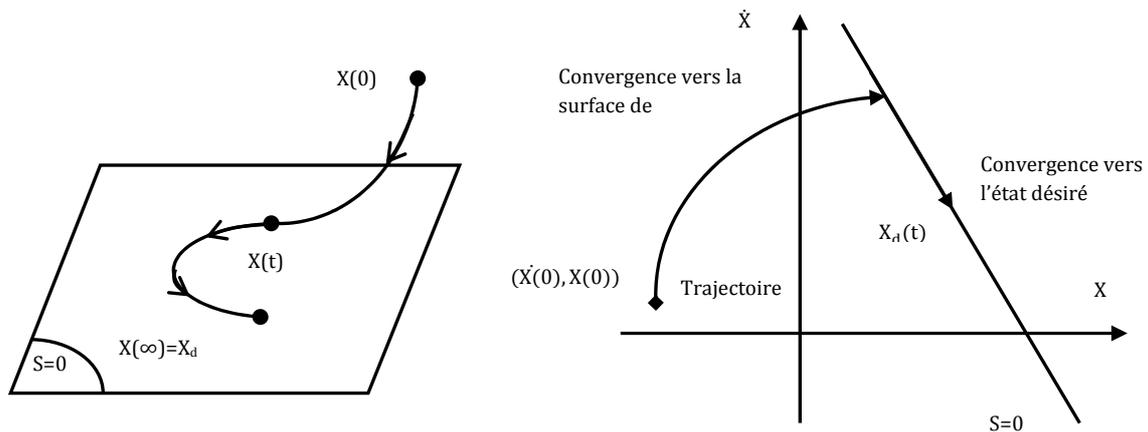


Figure IV.1 Convergence du système glissant.

#### IV.2.1 Choix des Surfaces de Glissement

En général, concernant la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état :

$$s(x) = \sum_{i=1}^r c_i x_i \tag{IV.1}$$

Avec :  $c_r = 1$

Dans l'espace de phase :

$$s(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} \tilde{x} \tag{IV.2}$$

$$\text{Avec : } \tilde{x} = x_d - x = [\tilde{x} \ \dot{\tilde{x}} \ \dots \ \tilde{x}^{r-1}]^T \quad (\text{IV.3})$$

Ou :

$x$  est variable à réguler.

$\tilde{x}$  est l'erreur réglage.

$\lambda$  est une constante positive qui interprétera la bande passante du contrôle désiré.

$r$  degré relatif (égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande).

On aura donc :

$$\text{Pour } r = 1 \quad s(x) = \tilde{x} \quad (\text{IV.4})$$

$$\text{Pour } r = 2 \quad s(x) = \lambda\tilde{x} + \dot{\tilde{x}} \quad (\text{IV.5})$$

### IV.2.2 Condition de Glissement

Soit le système dynamique non linéaire décrit par l'équation d'état IV.6 :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t)u \quad (\text{IV.6})$$

Où  $x \in X$  un ouvert de  $R^n$  est le vecteur d'état,  $f(x)$  et  $g(x)$  sont des fonctions définies sur  $R^n$ , avec :

$$g(x) \neq 0 \forall x \in X, f(x) = [f_1, f_2, \dots, f_n]^t, g(x) = [g_1, g_2, \dots, g_n]^T \quad (\text{IV.7})$$

La condition de glissement peut être formulée en déterminant une fonction scalaire de Lyapunov  $V(x): R \rightarrow R$  qui soit positive  $V(x) > 0$  pour tout  $x$  de  $R$ . La fonction de Lyapunov est choisie de façon à décroître dans le temps. L'idée est de trouver une commande qui assure cette décroissance en rendant négative la dérivée de la fonction de Lyapunov.

Soit :

$$V(x) = \frac{1}{2}s^2(x) \quad (\text{IV.8})$$

Où  $s(x)$  décrit la distance du point  $x$  de la surface de glissement  $s(x) = 0$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, nous devons assurer que :

$$\dot{V}(x) = s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (\text{IV.9})$$

Cette condition assure que la surface  $s$  soit attractive pour la trajectoire de phase : sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système dans l'espace de phase peut être maintenu sur la surface  $s(x) = 0$  qui est choisie

à priori. L'état du système bouclé est alors plongé dans l'état d'un système "réduit" de dimension inférieure et libre appelé *système équivalent*, dont les coefficients de son équation caractéristique sont identiques à ceux de cette surface [82] [83].

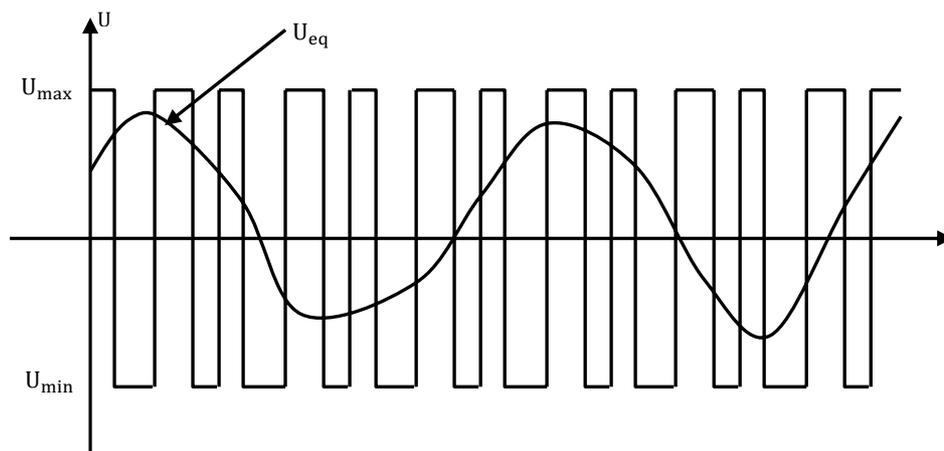
### IV.2.3 Calcul de la Commande

Les deux composants de la commande sont :

$$U = U_{eq} + U_s \tag{IV.10}$$

$U_{eq}$  étant la commande équivalente ou nominale qui est déterminée par le modèle du système ; on peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs  $U_{max}$  et  $U_{min}$  (figure IV.2).

$U_s$  correspond à la commande qui garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition  $s(x)\dot{s}(x) < 0$ .



**Figure IV.2** Valeur continue  $U_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

### IV.2.4 Expression analytique de la commande

En régime de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leurs dérivées sont nulles. Ceci se traduit par :

$$U_s = 0 \tag{IV.11}$$

$$s(x) = 0 \tag{IV.12}$$

Donc :

$$\dot{s}(x) = \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T (f(x, t) + g(x, t)U) = 0 \tag{IV.13}$$

Avec  $U = U_{\acute{e}q}$

Ainsi, la commande équivalente est donnée par :

$$U_{\acute{e}q} = - \left( \left( \frac{\partial s}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right)^{-1} \left( \left( \frac{\partial s}{\partial x} \right)^T f(x, t) \right) \quad (\text{IV.14})$$

Avec la condition de transversalité :

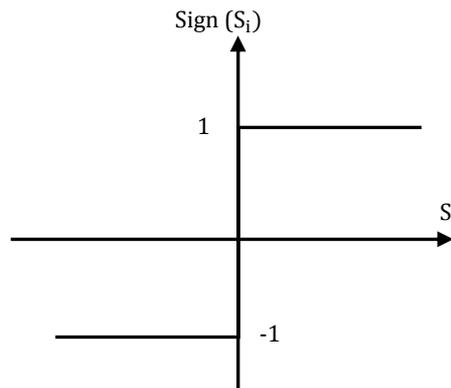
$$\det \left( \left( \frac{\partial s}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right) \neq 0 \quad (\text{IV.15})$$

Mais, le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable. On doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Ainsi, il convient de prendre  $U_s$  sous la forme d'un relais dépendant du signe de  $S$  (figure IV.3)

$$U_s = \dot{s}(x) = -k \text{sign}(s(x)) \quad (\text{IV.16})$$

Où

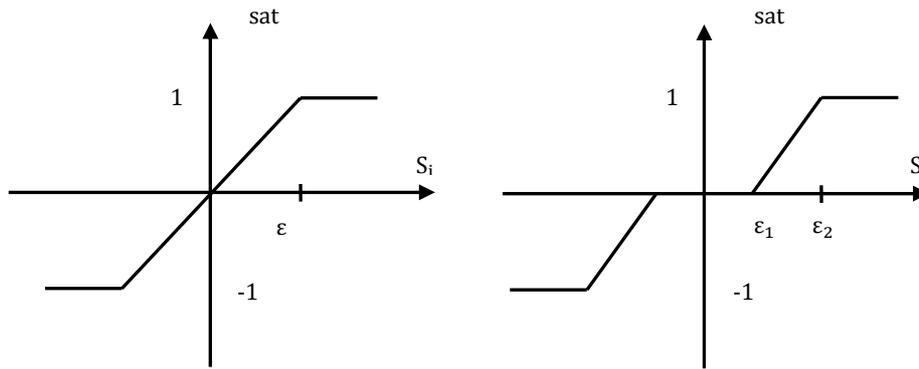
$K = \text{diag}(k_1, \dots, k_m)$  qui est la forme d'un relais (figure. IV.3)



**Figure IV.3** Représentation de la fonction sign [13].

#### IV.2.5 Elimination du Phénomène dit 'Chattering'

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode glissant est l'apparition du phénomène de 'Chattering' ou broutement provoqué par la partie discontinue de la commande qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes; le système est ainsi soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable c'est-à-dire pouvant nuire au fonctionnement et aux performances du système. Parmi les solutions proposées à ces problèmes, on peut citer la commande par mode glissant à bande limitée qui consiste à remplacer la fonction de commutation par une fonction de saturation (figure IV.4) :



**Figure IV.4** Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte).

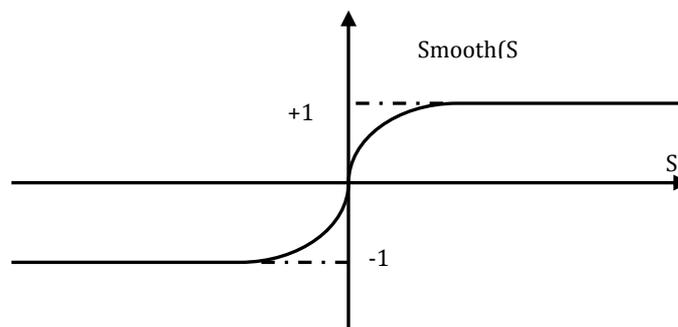
Ces deux fonctions sont respectivement définies par :

$$sat(S) = \begin{cases} -1, & si \quad S < -\epsilon \\ \frac{S}{\epsilon}, & si \quad |S| < \epsilon \\ 1, & si \quad S > \epsilon \end{cases} \quad (IV.17)$$

$$sat(S) = \begin{cases} 0, & si \quad |S| < \epsilon_1 \\ \frac{S - \epsilon_1}{\epsilon_2 - \epsilon_1}, & si \quad \epsilon_1 < |S| < \epsilon_2 \\ sign(s), & si \quad |S| > \epsilon_2 \end{cases} \quad (IV.18)$$

On peut aussi donner la fonction de *smooth* (figure IV.5) :

$$smooth(s) = \frac{s}{|s| + \mu} \quad (IV.19)$$



**Figure IV.5** Fonction *smooth* [84].

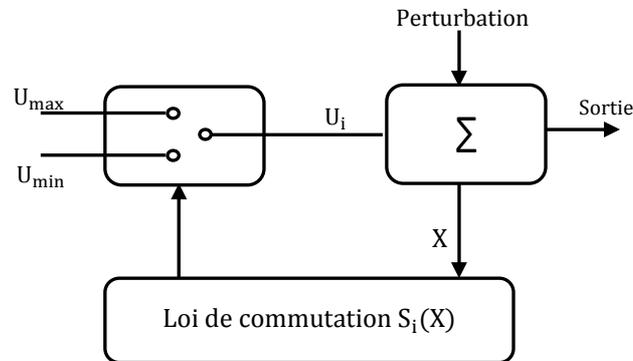
#### IV.2.6 Différentes Structures de Contrôle par Mode de Glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par les modes de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation est au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la

dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente".

#### IV.2.6.1 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure IV.6 :

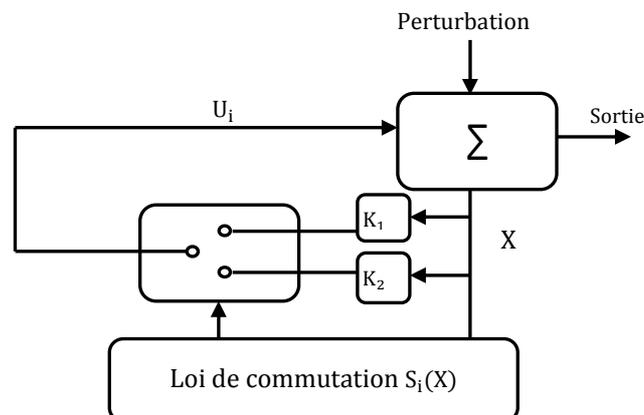


**Figure IV.6** Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande [87].

Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

#### IV.2.6.2 Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'Etat

Cette structure (figure IV.7) est utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents. Le réglage de la dynamique du système est réalisé via les gains de réglage. La non-linéarité provient de la commutation entre les gains, donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.



**Figure IV.7** Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état [87].

### IV.2.6.3 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Equivalente

Une telle structure dont le principe est montrée sur la figure IV.8, présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais la commande est plus dépendante des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente.

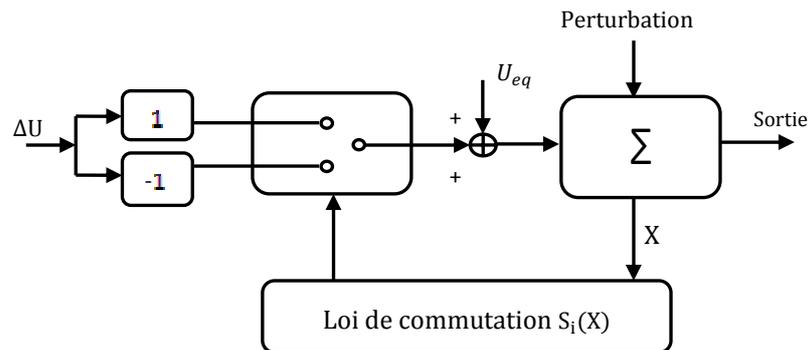


Figure IV.8 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [87].

## IV.3 Commande par mode glissant avec des surfaces de type PID

L'utilisation des surfaces de glissement linéaires dans la synthèse des lois de commande par modes glissants est jugée satisfaisante en termes de stabilité et robustesse [85,86]. La stratégie de commande utilisée dans notre travail est la commande décentralisée. Dans le prochain paragraphe, nous considérerons une surface linéaire PID pour la commande d'un hélicoptère octorotor coaxial dont le modèle dynamique est décrit et représenté par l'équation (II.37). Celle-ci, est inspirée du travail présenté dans [89].

### IV.3.1 La surface de glissement proposée

On définit  $s$  une surface de glissement linéaire type PID [88]:

$$s_j(t) = K_{pj}e_j(t) + K_{ij} \int_0^t e_j(\xi) d\xi + K_{dj} \frac{d}{dt} e_j(t) \quad (IV.20)$$

Où :  $e_j = x_j - x_{jd}$  est l'erreur de poursuite et  $(K_{pj}, K_{ij}, K_{dj}) > 0$ .  $j=1, \dots, 6$ .

### IV.3.2 Stratégie de commande

Toutes les commandes stabilisantes sont conçues afin d'assurer la poursuite des trajectoires désirées suivant les trois axes  $(X, Y, Z)$  et l'angle du lacet  $\psi$ . La stratégie de commande adoptée est basée sur la décomposition du

système original en deux sous systèmes : le premier concerne la commande en position, tandis que le second est celui de la commande en orientation [89]. Les angles de roulis et de tangage désirés sont calculés par :

$$\varphi_d = \arcsin (U_x \sin \Psi - U_y \cos \Psi) \quad (IV.21)$$

$$\theta_d = \arcsin \left( \frac{U_x}{\cos \varphi \cos \Psi} - \frac{\sin \varphi \sin \Psi}{\cos \varphi \cos \Psi} \right) \quad (IV.22)$$

Où  $U_x$  et  $U_y$  sont produits par l'équation (II.39).

Le schéma de la figure (IV.9) illustre la stratégie de commande adoptée :

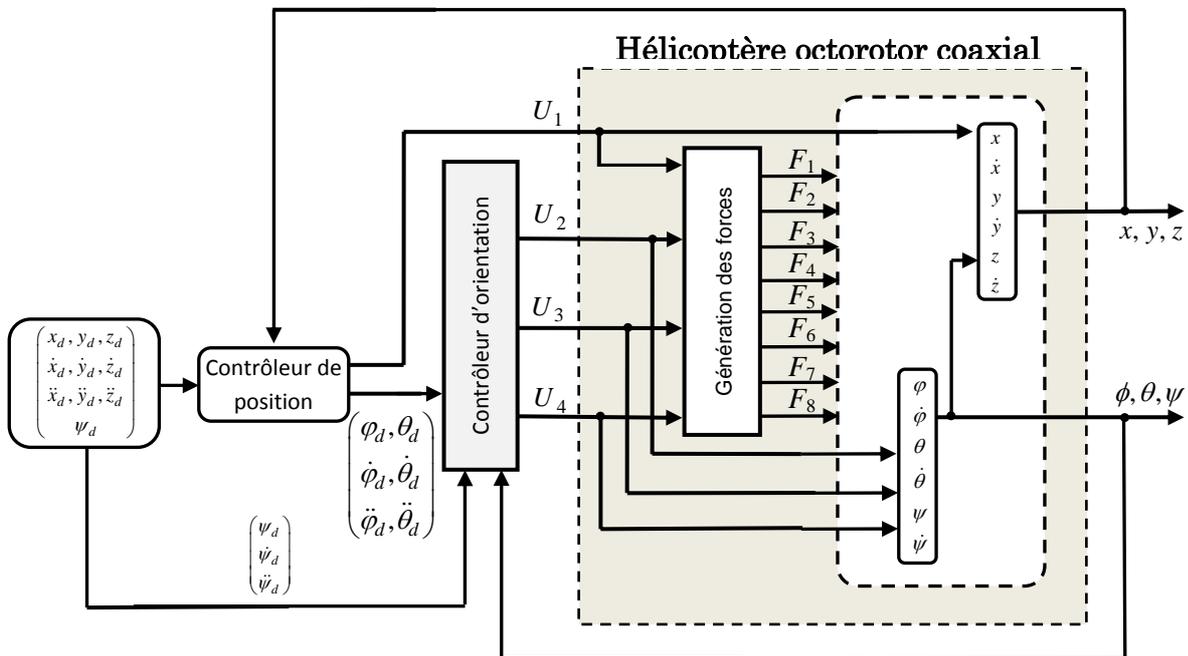


Figure IV.9 Schéma général de commande du l'ocrotor coaxial.

### IV.3.3 Synthèse de loi de commande

Etant donné, le modèle dynamique du système sous la forme d'état (II.37) et en choisissant une fonction de Lyapunov de la forme (IV.20) :

$$V(s_6) = \frac{1}{2} s_6^2 \quad (IV.23)$$

Où :

$$s_6(t) = K_{p6} e_6(t) + K_{i6} \int_0^t e_6(\xi) d\xi + K_{d6} \frac{d}{dt} e_6(t) \quad \text{et} \quad e_6 = x_{11} - x_{11d} \quad (IV.24)$$

D'après le théorème de Lyapunov si  $\dot{V}(s_\varphi) < 0$  est négative, la trajectoire d'état sera attirée vers la surface de glissement et commute autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre alors  $s_\varphi \dot{s}_\varphi < 0$ .

La commande équivalente peut être obtenue à partir de la dérivée temporelle de la surface qui est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{s}_6 &= -\lambda_6 \text{sign}(s_6) \\ \dot{s}_6 &= K_{p6} \dot{e}_6 + K_{i6} e_6 + K_{d6} \ddot{e}_6 \end{aligned} \quad (\text{IV.25})$$

$$\dot{s}_6 = K_{p6} (x_{12} - \dot{x}_{11d}) + K_{i6} (x_{11} - x_{11d}) + K_{d6} (a_2 \dot{x}_{12}^2 + a_1 x_{10} x_8 + a_3 \bar{\Omega} x_{10} + b_1 u_2 - \ddot{x}_{11d})$$

Alors

$$u_2 = \frac{1}{b_1 K_{d6}} \left\{ -\lambda_6 \text{sign}(s_6) - K_{p6} (x_{12} - \dot{x}_{11d}) - K_{i6} (x_{11} - x_{11d}) - K_{d6} (a_2 \dot{x}_{12}^2 + a_1 x_{10} x_8 + a_3 \bar{\Omega} x_{10} - \ddot{x}_{11d}) \right\} \quad (\text{IV.26})$$

$$u_2 = u_{2\text{attractive}} + u_{2\text{équivalente}} \quad (\text{IV.27})$$

De (IV. 26) et (IV. 27) il en résulte :

$$\begin{cases} u_{2\text{attractive}} = -\frac{1}{b_1 K_{d6}} \lambda_6 \text{sign}(s_6) \\ u_{2\text{équivalente}} = \frac{1}{b_1 K_{d6}} (-K_{p6} (x_{12} - \dot{x}_{11d}) - K_{i6} (x_{11} - x_{11d}) - K_{d6} (a_2 \dot{x}_{12}^2 + a_1 x_{10} x_8 + a_3 \bar{\Omega} x_{10} - \ddot{x}_{11d})) \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

Les mêmes étapes précédentes permettront d'obtenir  $u_1, u_x, u_y, u_3$  et  $u_4$

$$\begin{cases} u_x = \frac{1}{K_{d1}} \left\{ -\lambda_1 \text{sign}(s_1) - K_{p1} (x_2 - \dot{x}_{1d}) - K_{i1} (x_1 - x_{1d}) - K_{d1} (a_9 x_2 - \ddot{x}_{1d}) \right\} \\ u_y = \frac{1}{K_{d2}} \left\{ -\lambda_2 \text{sign}(s_2) - K_{p2} (x_4 - \dot{x}_{3d}) - K_{i2} (x_3 - x_{3d}) - K_{d2} (a_{10} x_4 - \ddot{x}_{3d}) \right\} \\ u_1 = \frac{m}{\cos x_9 \cos x_{11}} \left\{ -\lambda_3 \text{sign}(s_3) - K_{p3} (x_6 - \dot{x}_{5d}) - K_{i3} (x_5 - x_{5d}) - K_{d3} (a_{11} x_6 - g - \ddot{x}_{5d}) \right\} \\ u_4 = \frac{1}{b_3 K_{d4}} \left\{ -\lambda_4 \text{sign}(s_4) - K_{p4} (x_8 - \dot{x}_{7d}) - K_{i4} (x_7 - x_{7d}) - K_{d4} (a_8 x_8^2 + a_7 x_{10} x_{12} - \ddot{x}_{7d}) \right\} \\ u_3 = \frac{1}{b_2 K_{d5}} \left\{ -\lambda_5 \text{sign}(s_5) - K_{p5} (x_{10} - \dot{x}_{9d}) - K_{i5} (x_9 - x_{9d}) - K_{d5} (a_5 x_{10}^2 + a_4 x_8 x_{12} + a_6 \bar{\Omega} x_{12} - \ddot{x}_{9d}) \right\} \\ u_2 = \frac{1}{b_1 K_{d6}} \left\{ -\lambda_6 \text{sign}(s_6) - K_{p6} (x_{12} - \dot{x}_{11d}) - K_{i6} (x_{11} - x_{11d}) - K_{d6} (a_2 \dot{x}_{12}^2 + a_1 x_{10} x_8 + a_3 \bar{\Omega} x_{10} - \ddot{x}_{11d}) \right\} \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

telles que :  $(\cos x_9 \cos x_{11}) \neq 0$ .

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} s_1(t) = K_{p1}e_1(t) + K_{i1} \int_0^t e_1(\xi)d\xi + K_{d1} \frac{d}{dt} e_1(t) \quad \text{et} \quad e_1 = x_1 - x_{1d} \\ s_2(t) = K_{p2}e_2(t) + K_{i2} \int_0^t e_2(\xi)d\xi + K_{d2} \frac{d}{dt} e_2(t) \quad \text{et} \quad e_2 = x_3 - x_{3d} \\ s_3(t) = K_{p3}e_3(t) + K_{i3} \int_0^t e_3(\xi)d\xi + K_{d3} \frac{d}{dt} e_3(t) \quad \text{et} \quad e_3 = x_5 - x_{5d} \\ s_4(t) = K_{p4}e_4(t) + K_{i4} \int_0^t e_4(\xi)d\xi + K_{d4} \frac{d}{dt} e_4(t) \quad \text{et} \quad e_4 = x_7 - x_{7d} \\ s_5(t) = K_{p5}e_5(t) + K_{i5} \int_0^t e_5(\xi)d\xi + K_{d5} \frac{d}{dt} e_5(t) \quad \text{et} \quad e_5 = x_9 - x_{11d} \end{array} \right. \quad (\text{IV.30})$$

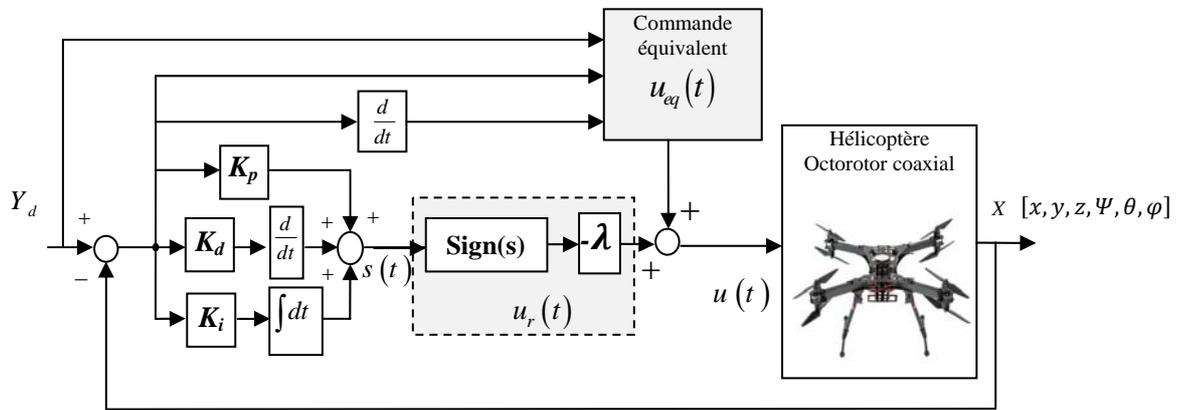


Figure IV.10 Schéma bloc de la commande par mode glissant (CMG) appliquée au système de l'ocotorotor coaxial

#### IV.3.4 Résultats de simulation

La stratégie des lois de commande développées ci-dessus, pour la commande du modèle dynamique du l'ocotorotor coaxial, a été testée par simulation afin de vérifier l'efficacité et les performances atteintes concernant la poursuite d'une trajectoire et les problèmes y associés. Les paramètres du système octorotor sont explicités dans le tableau II.2 [7]:

Le modèle dynamique de l'ocotorotor coaxial soumis aux techniques de contrôle proposées, est simulé sur Matlab / Simulink en utilisant la méthode d'Euler avec un pas de simulation  $h=0,01$ . Les valeurs initiales de position et d'angle d'Euler de l'ocotorotor (pour les tests de simulation) sont les suivantes:

$$[\psi(0)=0, \theta(0)=0, \varphi(0)=0] \text{ et } [x(0)=0, y(0)=0, z(0)=0].$$

Nous avons effectué une simulation en imposant une trajectoire de poursuite carrée comme illustrée dans les figures IV.11 à IV.13. On remarque que la loi de commande utilisée a permis la stabilisation et la poursuite d'une

trajectoire désirée. Néanmoins, le phénomène de 'Chattering' est toujours présent dans les signaux de commande comme le montrent les figures IV.14 et IV.15.

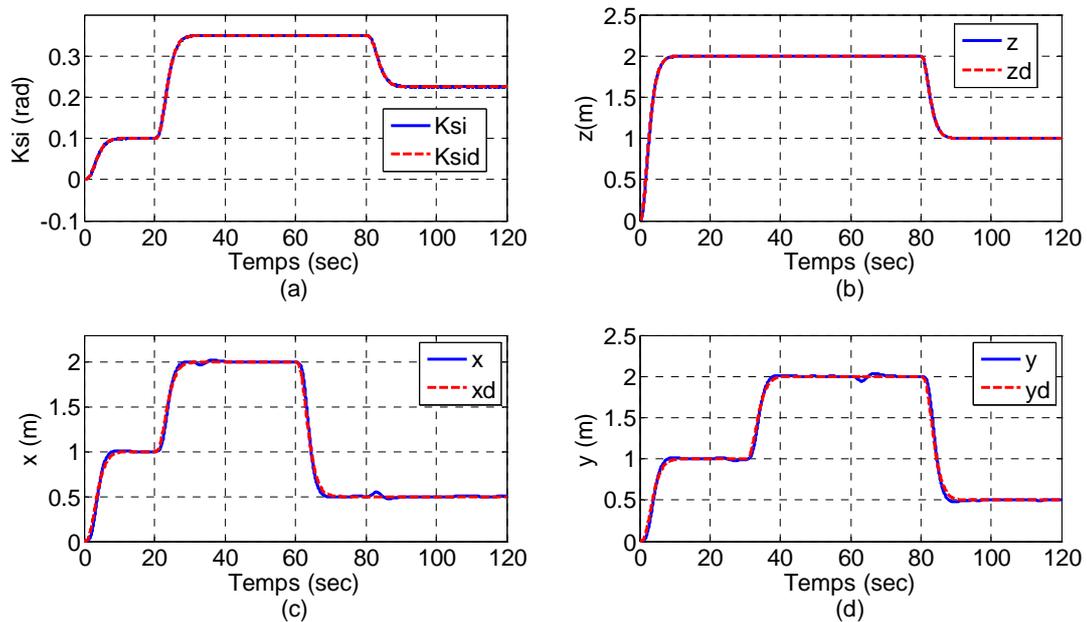


Figure IV.11 Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes  $(X, Y, Z, \psi)$

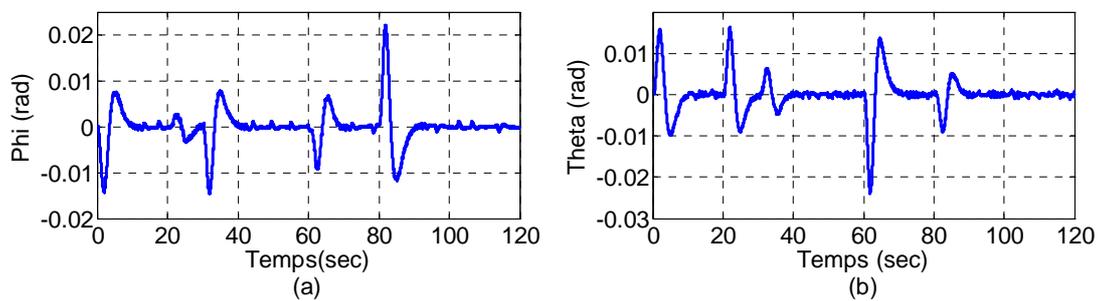


Figure IV.12 Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon  $(\phi, \theta)$

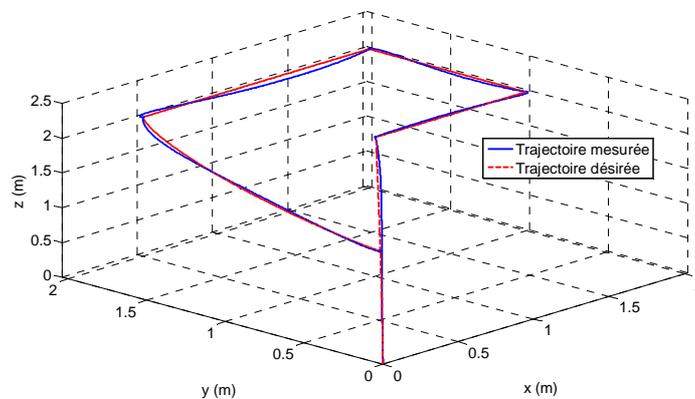


Figure IV.13 Trajectoire globale de l'ocrotor en 3D.

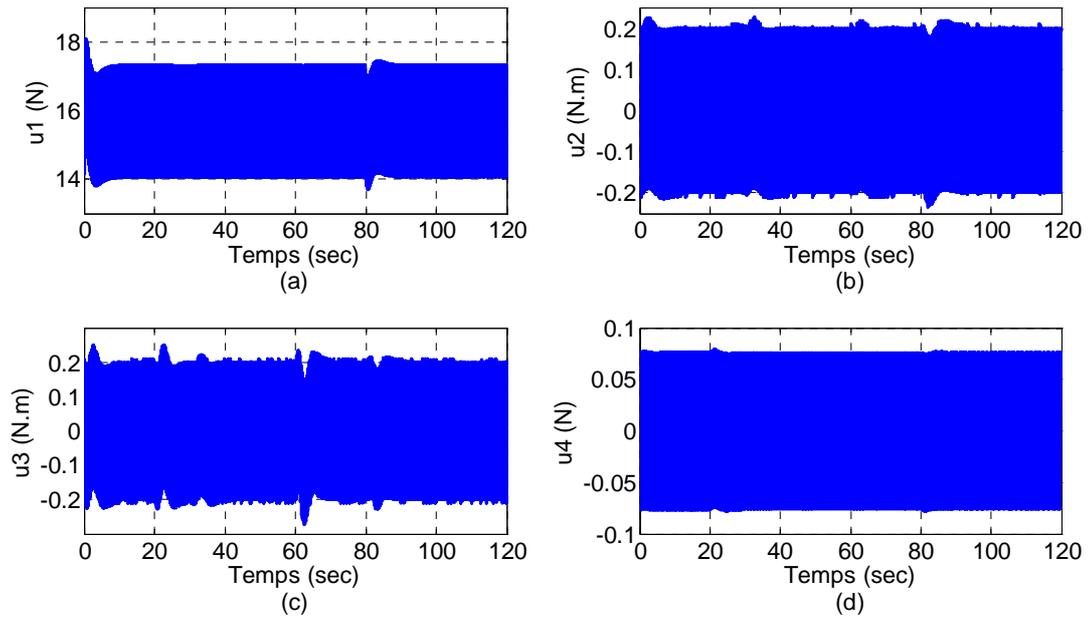


Figure IV.14 Signaux de commande.

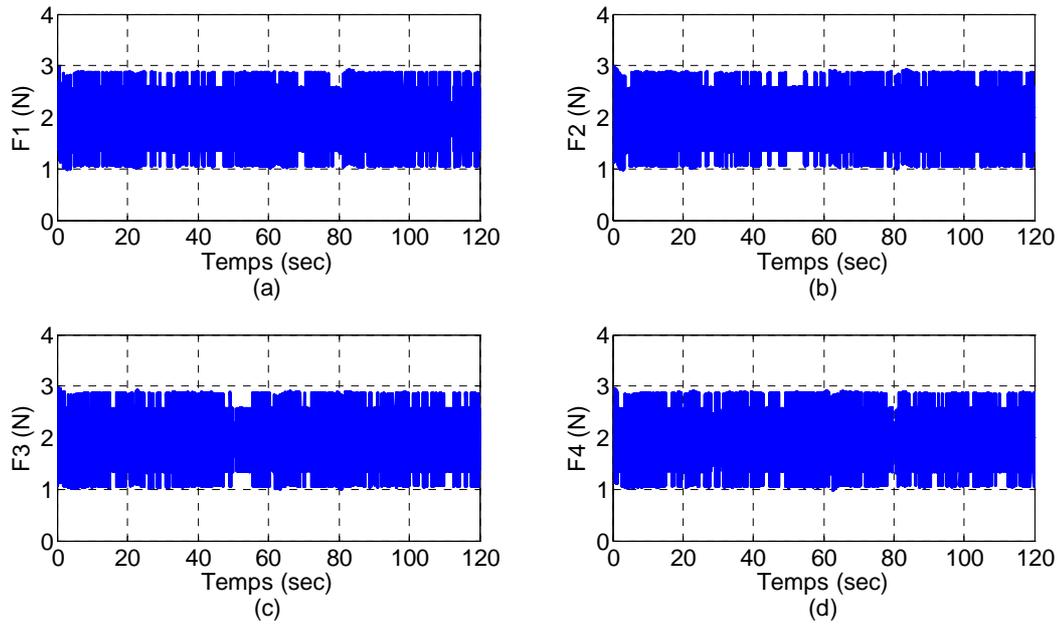
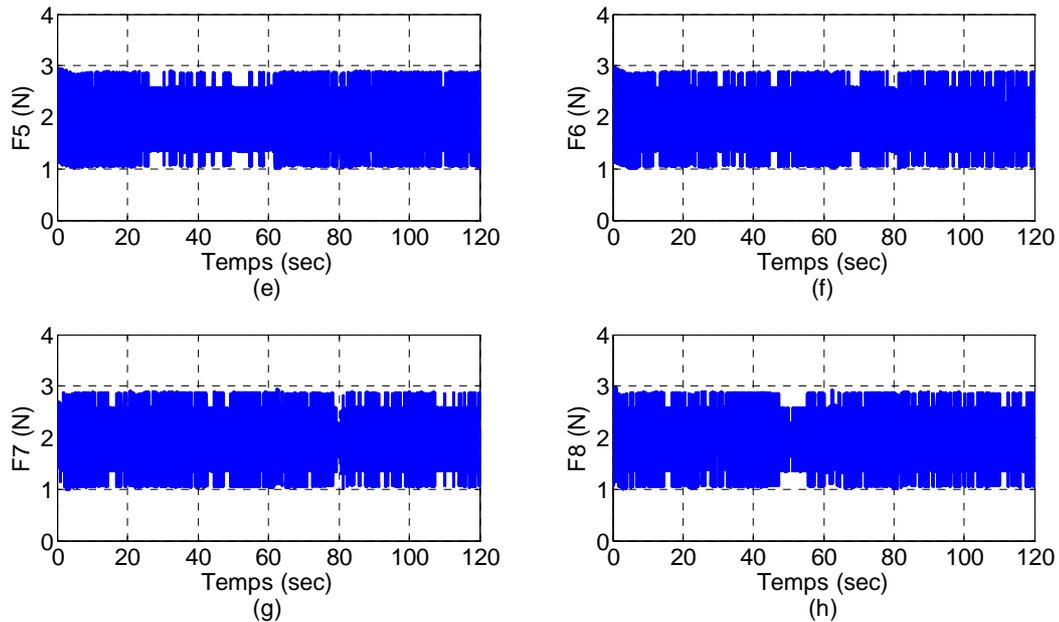


Figure IV.15 (a-b-c-d) Les forces appliquées pour les deux rotors coaxiaux.



**Figure IV.15** (e-f-g-h) Les forces appliquées pour les deux rotors coaxiaux.

## IV.4 Développement d'un contrôleur hybride mode glissant flou avec un superviseur flou type-2

### IV.4.1 Notion de base sur la logique floue type-2

La logique floue de type 1 et de type 2 sont principalement similaires, le concept des ensembles flous type-2 est une extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelé ensemble flou type-1. Cependant, il existe deux différences essentielles entre elles, la forme des fonctions d'appartenance, c'est à dire, la valeur d'appartenance (degré d'appartenance) de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans  $[0, 1]$  et ensuite le processeur de sortie.

On fait appelle à la nouvelle classe de systèmes flous appelée systèmes flous type-2 dans laquelle les ensembles flous type-2 sont très efficaces dans les circonstances où il est difficile de déterminer exactement les fonctions d'appartenance pour les ensembles flous, par conséquent, ils sont très efficaces pour l'incorporation des incertitudes [66].

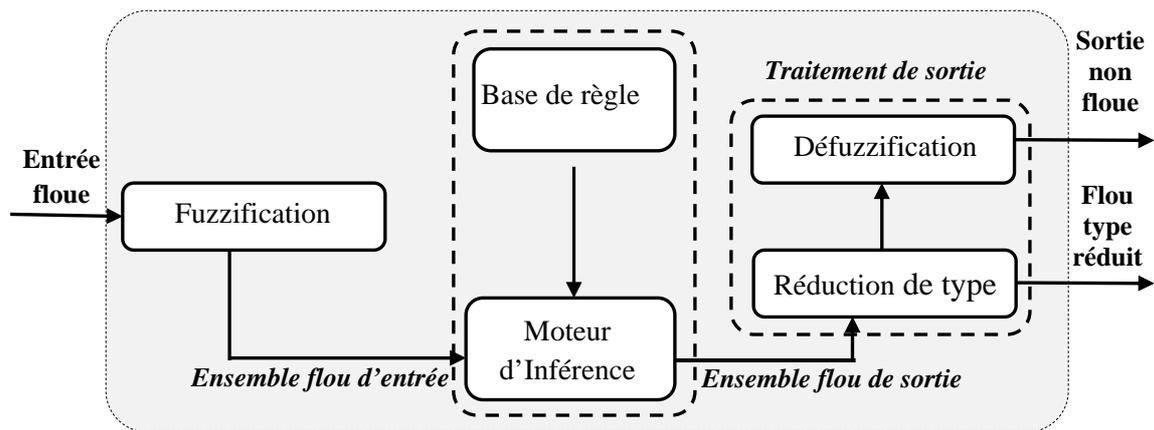
Les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude, alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre. Donc, idéalement, nous aurons besoin d'utiliser des ensembles flous type 2 pour compléter la représentation de l'incertitude.

Un ensemble flou type-2, est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, contrairement à la fonction d'appartenance type-1, la fonction

d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée.

Selon la forme de l'appartenance primaire, on distingue principalement trois sortes d'ensembles flous type-2 : intervalle, Gaussienne, et triangulaire. Dans ces types d'ensembles, le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle  $[0, 1]$ .

La structure d'un système flou type-2 est représentée dans la figure IV.16 [90,91]:



**Figure IV.16** Structure d'un système flou type 2 avec deux sorties (L'ensemble de type réduit et la sortie défuzzifiée).

En effet, un contrôleur flou type-2 est similaire à celui classique avec la particularité de l'utilisation d'un réducteur de type pour convertir les ensembles flous type-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type-1 avant la phase de défuzzification.

- **Fuzzification**

La fuzzification du vecteur d'entrée sur un système flou de type 2 est très similaire à la procédure effectuée dans un système à logique floue type 1 ; une fonction d'appartenance type-2 peut être vue comme une fonction à deux variables, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire.

- **Base de règles**

Comme on peut le constater, la structure de règles d'un système à logique floue de type 2 est similaire à celle d'un système à logique floue de type 1 ; la différence est que les fonctions d'appartenance de type 1 sont remplacées par leurs équivalentes de type 2.

La forme générale de la règle du système de logique floue de type 2 peut s'écrire comme suit:

$$\text{si } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^i \text{ et } x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^i \text{ et } \dots x_n \text{ est } \tilde{F}_n^i, \text{ alors } y^i = \tilde{G}^i \quad i = 1, \dots, M \quad (\text{IV.31})$$

Où:  $i (i=1, 2, \dots, n)$  représentent les entrées du système flou de type 2,  $\tilde{F}_j^i$  est l'ensemble flou type 2,  $\tilde{G}^i$  est la sortie du système flou de type 2 pour la règle  $i$ , et  $M$  est le nombre de règles.

- **Inférence**

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (VI.31) pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée  $X = (x_1, \dots, x_n)^T$  et la sortie scalaire  $y$ . Dans l'intervalle de système flou de type 2 utilisant les opérations minimum ou t-norms produit, la règle active  $F^i(x_1, \dots, x_n)$  nous donne l'intervalle déterminé par deux extrêmes  $\underline{f}^i(x_1, \dots, x_n)$  et  $\bar{f}^i(x_1, \dots, x_n)$ :

$$F^i(x_1, \dots, x_n) = [\underline{f}^i(x_1, \dots, x_n), \bar{f}^i(x_1, \dots, x_n)] \equiv [\underline{f}^i, \bar{f}^i] \quad (\text{IV.32})$$

Avec:  $\underline{f}^i$  et  $\bar{f}^i$  sont données par:

$$\begin{aligned} \underline{f}^i &= \underline{\mu}_{F_1^i}(x_1) * \dots * \underline{\mu}_{F_n^i}(x_n) \\ \bar{f}^i &= \bar{\mu}_{F_1^i}(x_1) * \dots * \bar{\mu}_{F_n^i}(x_n) \end{aligned} \quad (\text{IV.33})$$

- **Réduction de type**

Dans le cas d'un système d'inférence floue type-2, les ensembles de sortie sont de type-2 ; donc nous devons utiliser des versions étendues (en utilisant le principe d'extension) des méthodes de defuzzification type 1. Puisque la defuzzification type-1 nous donne un nombre ordinaire à la sortie du système flou, l'opération de defuzzification est étendue au système flou type 2 obtenu, résultant donc en un système flou de type 1 à la sortie. Puisque cette opération transforme un ensemble flou type-2 en un ensemble flou type-1, on l'appellera alors "Réduction de type" [92]. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2.

Dans cette partie, en utilisant le principe d'extension pour calculer l'expression réduite par la méthode du centroïde d'un système flou de type 1 [93] :

$$C_A = \frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (\text{IV.34})$$

Si chaque  $z_i$  et  $w_i$  sont remplacés par un système flou de type 1 avec ses fonctions d'appartenance associées, l'expression réduite par la méthode du centroïde d'un système flou de type 2 donnée par :

$$GC_{\bar{A}} = \int_{z_1 \in Z_1} \dots \int_{z_n \in Z_n} \int_{w_1 \in W_1} \dots \int_{w_n \in W_n} \left( \frac{[T_{i=1}^n \mu_z(z_i) * T_{i=1}^n \mu_w(w_i)]}{\frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i}} \right) \quad (IV.35)$$

Où  $T$  indique les t-normes choisies (produit ou min).  $w_i \in W_i$  et  $z_i \in Z_i$  pour  $i=1,2,\dots, n$ , puisque les ensembles flous utilisés sont type-2 intervalle, alors chaque  $z_i$  et  $w_i$  est un ensemble type-1 intervalle.

Finalement l'équation (VI.35) devient :

$$GC_{\bar{A}} = [y_l(x), y_r(x)] = \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \dots \int_{y^M \in [y_l^M, y_r^M]} \int_{f^1 \in [\underline{f}^1, \bar{f}^1]} \dots \int_{f^M \in [\underline{f}^M, \bar{f}^M]} \left( \frac{1}{\frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i}} \right) \quad (IV.36)$$

L'ensemble flou de type réduit doit ensuite être défuzzifiée pour obtenir un nombre ordinaire.

- **Défuzzification**

Pour obtenir une sortie ordinaire du système flou type-2, nous devons défuzzifier l'ensemble de type réduit ; l'expression suivante donne le centre de gravité de l'ensemble en caractères réduit:

$$y_{sortie}(x) = \frac{\sum_{i=1}^M y^i \mu(y^i)}{\sum_{i=1}^M \mu(y^i)} \quad (IV.37)$$

Pour obtenir la sortie non floue, nous allons transformer l'ensemble flou type-2 en un ensemble flou type-1, en appliquant la méthode du centroïde au type réduit de Karnik Mendel Algorithmes [94,95]. Par conséquent, la sortie défuzzifiée d'un système floue type-2 d'intervalle est la suivante:

$$Y_{sortie}(x) = \frac{y_l(x) + y_r(x)}{2} \quad (IV.38)$$

$$\text{Avec: } y_l(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i y_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i} \quad \text{et } y_r(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i y_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} \quad (IV.39)$$

Où  $f_l^i, f_r^i$  désignent le degré d'activation (soit  $f_l^i$  ou  $f_r^i$ ) contribuant au point extrême de gauche  $y_l$ , et (soit  $f_l^i$  ou  $f_r^i$ ) contribuant au point extrême au point droit  $y_r$ .

#### IV.4.2 La logique floue et la commande à structure variable

La commande par mode glissant est caractérisée par une robustesse vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes pour la commande de drones. Cependant, l'inconvénient principal associé à cette méthodologie est l'apparition des vibrations (phénomènes de Chattering) dans les actionneurs qui peut endommager le système. Pour remédier au problème du phénomène de Chattering, nous avons combiné les systèmes d'inférence flous avec la commande à régime glissant qui est insensible aux perturbations extérieures pouvant agir sur la stabilité de l'hélicoptère à huit rotors (ou quatre rotor coaxiaux).

Comme nous l'avons montré déjà dans la partie précédente, le terme de correction dans une commande à structure variable est donné par :

$$\Delta u_j = -\lambda_j \cdot \text{sign}(s_j) \quad ; j = 1, \dots, 6 \quad (\text{IV.40})$$

Théoriquement, il faut noter que le mode glissant est idéal. Dû au retard de commutation, il est rare, dans le cas d'un système réel, que ce modèle idéal se produit, en particulier à cause de broutement autour de la surface de glissement. Cette situation est corrigée par un lissage de la commande discontinue à l'intérieur d'une bande limite (autour de la surface de glissement).

Donc en introduisant une bande limite,  $\Phi$  la loi de contrôle VSC est modifiée comme [87] :

$$\Delta u_j = \begin{cases} \lambda_j & ; s_j > \Phi_j \\ -\lambda_j \frac{s_j}{\Phi_j} & ; -\Phi_j \leq s_j \leq \Phi_j \\ -\lambda_j & ; s_j < -\Phi_j \end{cases} \quad ; j = 1, \dots, 6 \quad (\text{IV.41})$$

L'objectif est de remplacer la commande discontinue  $u$ , donnée par (V.41), par une loi de commande floue  $u_{ff}$ .

Avec :  $u_{ff} = \lambda_j FLCT2(s_j, \dot{s}_j)$  (IV.42)

Dans le but de fuzzifier l'espace autour de la surface de glissement  $s$ , et sa dérivée, on définit sept sous ensembles flous pour la surface  $s_j$  et les mêmes sept sous ensembles flous pour la dérivée de la surface  $\dot{s}_j$ , tels que: {negative big (NB), negative medium (NM), negative small (NS), zéro (ZE), positive big (PB), positive medium (PM), positive small (PS)}.

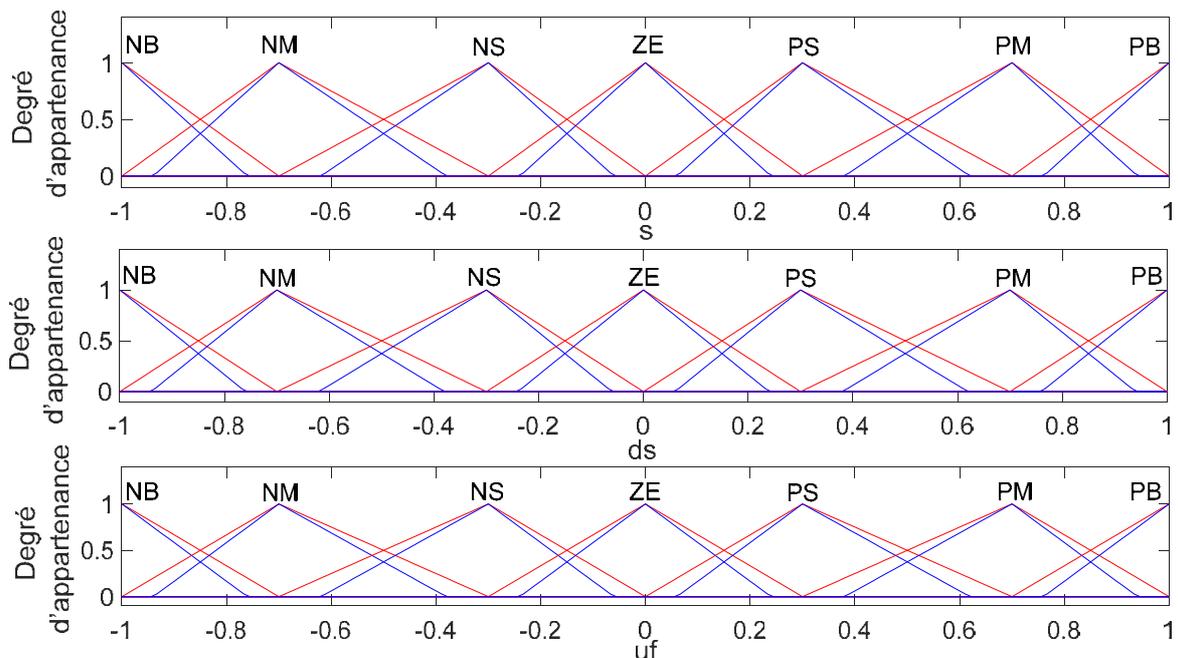
En ce qui concerne la commande attractive  $U_f$ , nous définissons sept sous ensembles flous représentés par des variables linguistiques: {negative big (NB), negative medium (NM), negative small (NS), zéro (ZE), positive big (PB), positive medium (PM), positive small (PS)}. Le tableau IV.1 présente la base de règles.

**Tableau IV.1** Règles d'inférence pour le contrôleur CMGFT2 [88]

$U_f(t)$	$s(t)$						
$ds(t)$	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>NB</i>
<i>NM</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>
<i>NS</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>
<i>ZE</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>PS</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
<i>PM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
<i>PB</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>

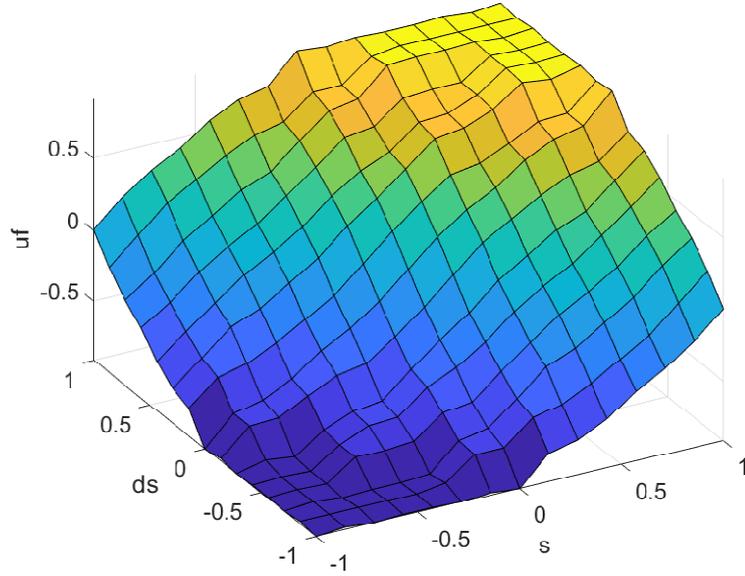
Les fonctions d'appartenance des entrées et des sorties des variables  $s_j$ ,  $ds_j$  et  $u_f$ , sont détaillées dans la figure (IV.17). Les fonctions d'appartenance pour les entrées définies dans la plage  $[-1, 1]$  sont de formes triangulaires, qui présentent de meilleures performances que les autres types de fonctions d'appartenance [88], comme indiqué sur la figure IV.21.

Avec : {negative big (NB), negative medium (NM), negative small (NS), zéro (ZE), positive big (PB), positive medium (PM), positive small (PS)}, sont des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées dans les figures IV.17 :



**Figure IV.17** Fonctions d'appartenance : Entrées  $s$  et  $ds(t)$  et Sortie  $U_f$

La surface générée de la commande attractive  $U_f$  est présentée sur la figure IV.18.



**Figure IV.18** Surface de la commande  $U_f$ .

La loi de commande est donnée par:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_x = \frac{1}{K_{d1}} \{-\lambda_1 FLCT2(s_1, \dot{s}_1) - K_{p1}(x_2 - \dot{x}_{1d}) - K_{i1}(x_1 - x_{1d}) - K_{d1}(a_9 x_2 - \ddot{x}_{1d})\} \\ u_y = \frac{1}{K_{d2}} \{-\lambda_2 FLCT2(s_2, \dot{s}_2) - K_{p2}(x_4 - \dot{x}_{3d}) - K_{i2}(x_3 - x_{3d}) - K_{d2}(a_{10} x_4 - \ddot{x}_{3d})\} \\ u_1 = \frac{m}{\cos x_9 \cos x_{11}} \{-\lambda_3 FLCT2(s_3, \dot{s}_3) - K_{p3}(x_6 - \dot{x}_{5d}) - K_{i3}(x_5 - x_{5d}) - K_{d3}(a_{11} x_6 - g - \ddot{x}_{5d})\} \\ u_4 = \frac{1}{b_3 K_{d4}} \{-\lambda_4 FLCT2(s_4, \dot{s}_4) - K_{p4}(x_8 - \dot{x}_{7d}) - K_{i4}(x_7 - x_{7d}) - K_{d4}(a_8 x_8^2 + a_7 x_{10} x_{12} - \ddot{x}_{7d})\} \\ u_3 = \frac{1}{b_2 K_{d5}} \{-\lambda_5 FLCT2(s_5, \dot{s}_5) - K_{p5}(x_{10} - \dot{x}_{9d}) - K_{i5}(x_9 - x_{9d}) - K_{d5}(a_5 x_{10}^2 + a_4 x_8 x_{12} + a_6 \bar{\Omega} x_{12} - \ddot{x}_{9d})\} \\ u_2 = \frac{1}{b_1 K_{d6}} \{-\lambda_6 FLCT2(s_6, \dot{s}_6) - K_{p6}(x_{12} - \dot{x}_{11d}) - K_{i6}(x_{11} - x_{11d}) - K_{d6}(a_2 x_{12}^2 + a_1 x_{10} x_8 + a_3 \bar{\Omega} x_{10} - \ddot{x}_{11d})\} \end{array} \right. \quad (IV.43)$$

### IV.5 Commande hybride floue de type-2 mode glissant adaptatif :

Dans la partie précédente, on a supposé que le gain  $\lambda_j$  de la commande par mode glissant peut être déterminé. Cependant, en pratique, on n'a pas une méthode qui permet le calcul de ce gain [96]. Pour résoudre ce problème, on a utilisé dans cette section, une commande à gain adaptatif optimisé par la logique floue type 2.

Cette stratégie de réglage proposée contient des opérations de connaissance sous la forme de règles « SI-ALORS » qui décident des valeurs des gains  $\lambda_f$  de commande en fonction de la condition de fonctionnement simultané du système à commander. Les règles du superviseur flou sont développées en fonction de l'erreur et sa variation pour faire une adaptation du gain  $\lambda_f$  à chaque pas d'échantillonnage [88]. Cette approche permet de faire converger la commande attractive vers la commande attractive optimale. Pour se faire nous proposons un schéma de superviseur donné par la figure IV.19.

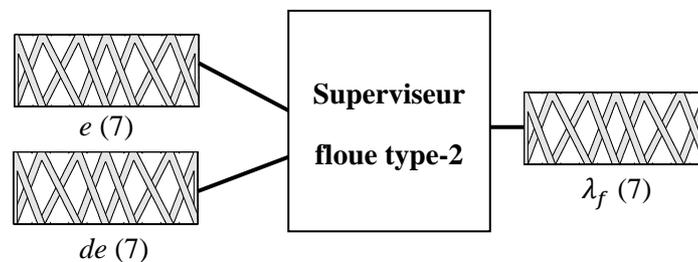


Figure IV.19 Contrôleur flou type-2 de supervision

Les fonctions d'appartenance des trois variables  $e_j$ ,  $de_j$  et  $\lambda_{fj}$ , sont illustrées par la figure IV.20. On définit des fonctions d'appartenance de formes triangulaires pour les entrées  $e_j$  et  $de_j$  et la sortie  $\lambda_{fj}$  qui sont définies respectivement dans les plages  $[-0.01, 0.01]$ ,  $[-0.01, 0.01]$  et  $[0.2, 2]$  avec les variables linguistiques suivantes :

$(e, de) = \{NB \text{ (Negative Big), NM (Negative Medium), NS (Negative Small), ZE (Zero), PS (Positive Small), PM (Positive Medium), PB (Positive Big)}\}$ ;  
 $\lambda_f = \{VVS \text{ (Very Very Small), VS (Very Small), S (Small), M (Medium), B (Big), VB (Very Big) and VVB (Very Very Big). (Small), M (Medium), B (Big), VB (Very Big) and VVB (Very Very Big)}\}$ .

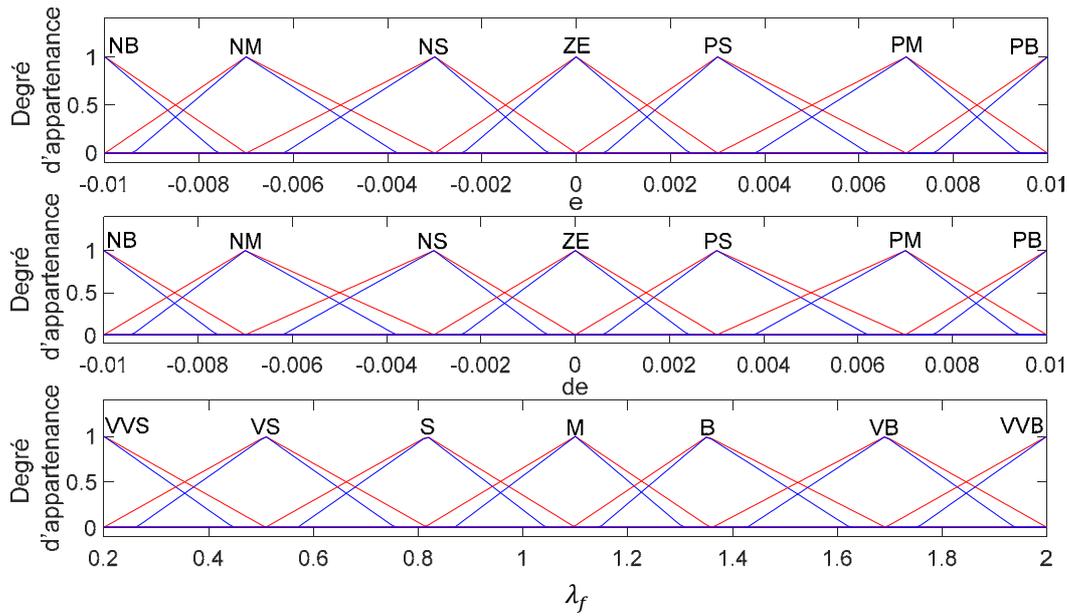


Figure IV.20 Fonctions d'appartenance pour les entrées ( $e$  et  $de$ ) et la sortie  $\lambda_f$ .

Le tableau IV.2 présente la base des règles floues du superviseur.

Tableau IV.2 Règles d'inférence pour superviseur du contrôleur CMGFT2A [88]

$\lambda_f$	$e$						
$de$	$NB$	$NM$	$NS$	$ZE$	$PS$	$PM$	$PB$
$NB$	$M$	$S$	$VS$	$VVS$	$VS$	$S$	$M$
$NM$	$B$	$M$	$S$	$VS$	$S$	$M$	$B$
$NS$	$VB$	$B$	$M$	$S$	$M$	$B$	$VB$
$ZE$	$VVB$	$VB$	$B$	$M$	$B$	$VB$	$VVB$
$PS$	$VB$	$B$	$M$	$S$	$M$	$B$	$VB$
$PM$	$B$	$M$	$S$	$VS$	$S$	$M$	$B$
$PB$	$M$	$S$	$VS$	$VVS$	$VS$	$S$	$M$

La surface générée du superviseur flou est présentée sur la figure IV.21.

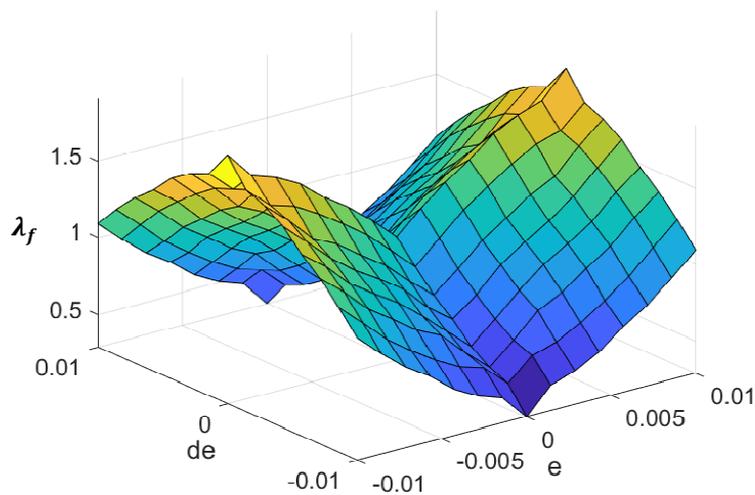
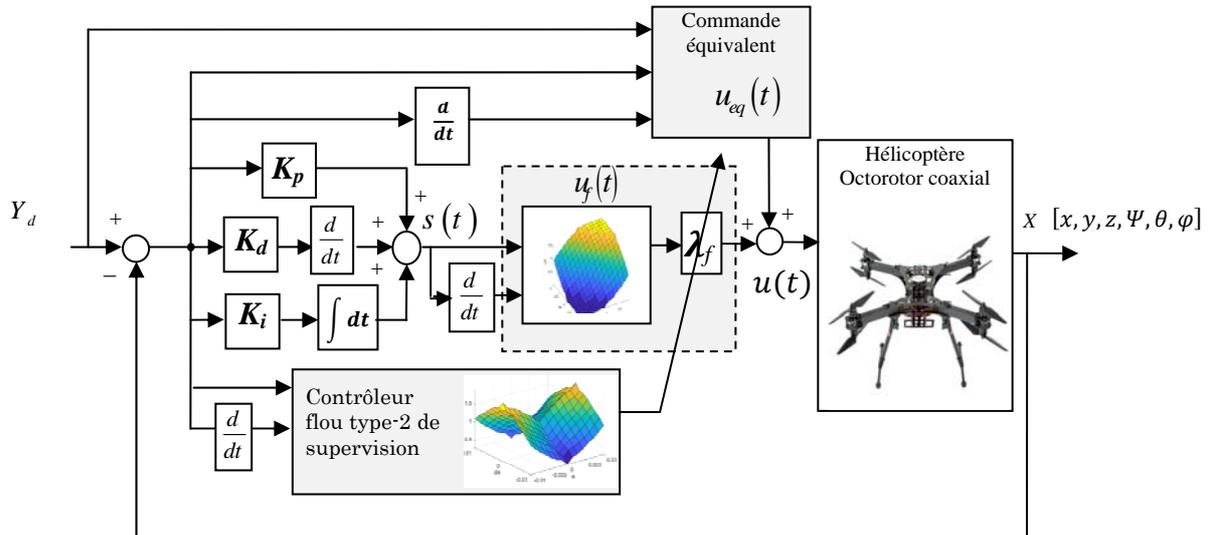


Figure IV.21 Surface du contrôle flou-type 2 de gain  $\lambda_f$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} u_x = \frac{1}{K_{d1}} \{-\lambda_{f1} FLCT2(s_1, \dot{s}_1) - K_{p1}(x_2 - \dot{x}_{1d}) - K_{i1}(x_1 - x_{1d}) - K_{d1}(a_9 x_2 - \ddot{x}_{1d})\} \\ u_y = \frac{1}{K_{d2}} \{-\lambda_{f2} FLCT2(s_2, \dot{s}_2) - K_{p2}(x_4 - \dot{x}_{3d}) - K_{i2}(x_3 - x_{3d}) - K_{d2}(a_{10} x_4 - \ddot{x}_{3d})\} \\ u_1 = \frac{m}{\cos x_9 \cos x_{11}} \{-\lambda_{f3} FLCT2(s_3, \dot{s}_3) - K_{p3}(x_6 - \dot{x}_{5d}) - K_{i3}(x_5 - x_{5d}) - K_{d3}(a_{11} x_6 - g - \ddot{x}_{5d})\} \\ u_4 = \frac{1}{b_3 K_{d4}} \{-\lambda_{f4} FLCT2(s_4, \dot{s}_4) - K_{p4}(x_8 - \dot{x}_{7d}) - K_{i4}(x_7 - x_{7d}) - K_{d4}(a_8 x_8^2 + a_7 x_{10} x_{12} - \ddot{x}_{7d})\} \\ u_3 = \frac{1}{b_2 K_{d5}} \{-\lambda_{f5} FLCT2(s_5, \dot{s}_5) - K_{p5}(x_{10} - \dot{x}_{9d}) - K_{i5}(x_9 - x_{9d}) - K_{d5}(a_5 x_{10}^2 + a_4 x_8 x_{12} + a_6 \bar{\Omega} x_{12} - \ddot{x}_{9d})\} \\ u_2 = \frac{1}{b_1 K_{d6}} \{-\lambda_{f6} FLCT2(s_6, \dot{s}_6) - K_{p6}(x_{12} - \dot{x}_{11d}) - K_{i6}(x_{11} - x_{11d}) - K_{d6}(a_2 x_{12}^2 + a_1 x_{10} x_8 + a_3 \bar{\Omega} x_{10} - \ddot{x}_{11d})\} \end{array} \right. \quad (IV.44)$$

Afin d'éliminer le phénomène de 'Chattering' et optimiser le gain de commutation  $\lambda_{fj}$  en utilisant le système d'inférence flou type-2, la structure générale proposée de la commande par mode glissant flou type-2 adaptatif avec des surfaces de glissement type PID basée sur un superviseur flou type-2 est illustrée dans la figure IV.22.



**Figure IV.22** Schéma fonctionnel de la commande par 'mode glissant flou type-2 adaptatif' avec surface de glissement PID.

#### IV.5.5 Résultats de simulation

Nous avons effectué des simulations en mode de régulation pour les sous systèmes de translation et d'orientation en utilisant des trajectoires de

référence carrée. Les résultats obtenus sont présentés dans les figures IV.23 à IV.25.

D'après les résultats de simulation, il apparaît clairement que les erreurs de poursuite sont faibles et les valeurs des dépassements acceptables. En outre, les temps de réponses, qui caractérisent le régime transitoire, sont aussi faibles. Les figures IV.26 de (a) à (d), IV.27 de (a) à (h) montrent que les signaux de commandes obtenus présentent particulièrement une forme suffisamment lisse. Ceci, permet donc d'améliorer la précision en régime établi et éliminer le phénomène de Chattering fortement souhaité.

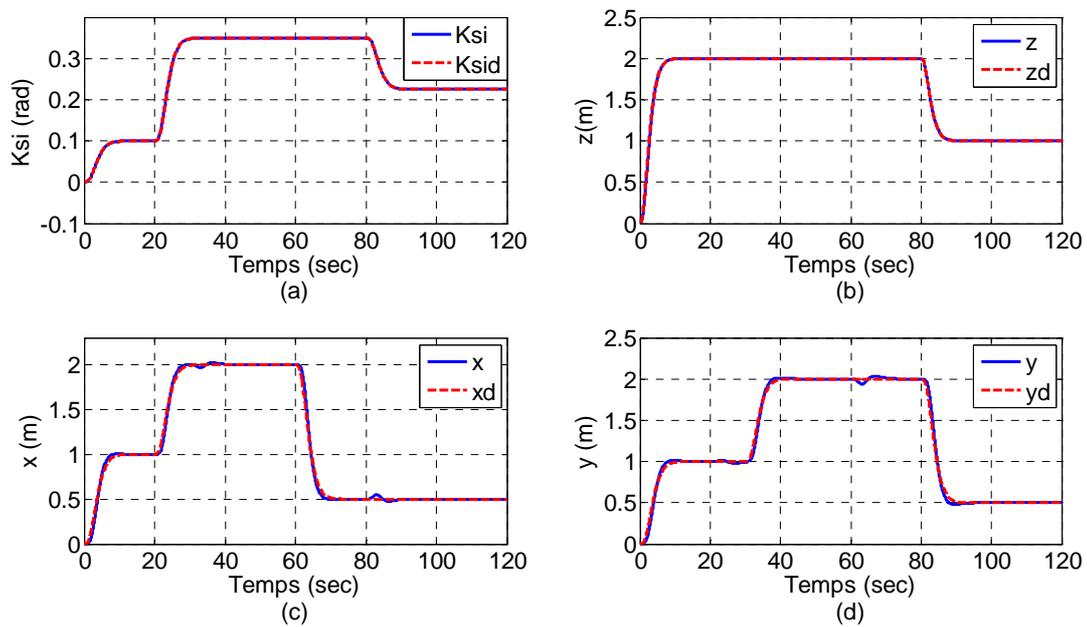


Figure IV.23 Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes  $(X, Y, Z, \psi)$

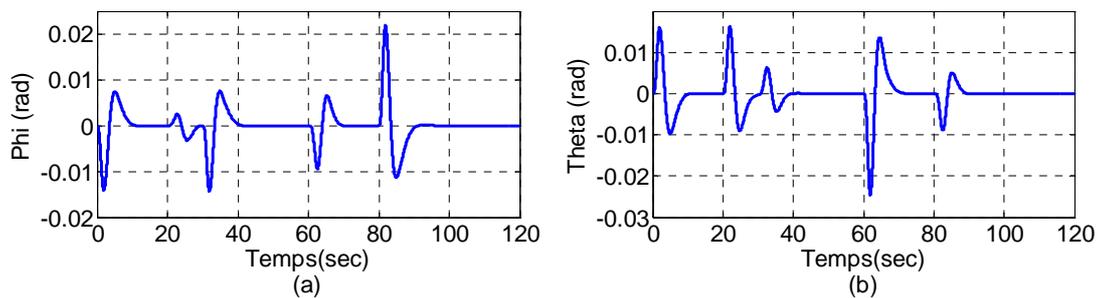


Figure IV.24 Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon  $(\phi, \theta)$

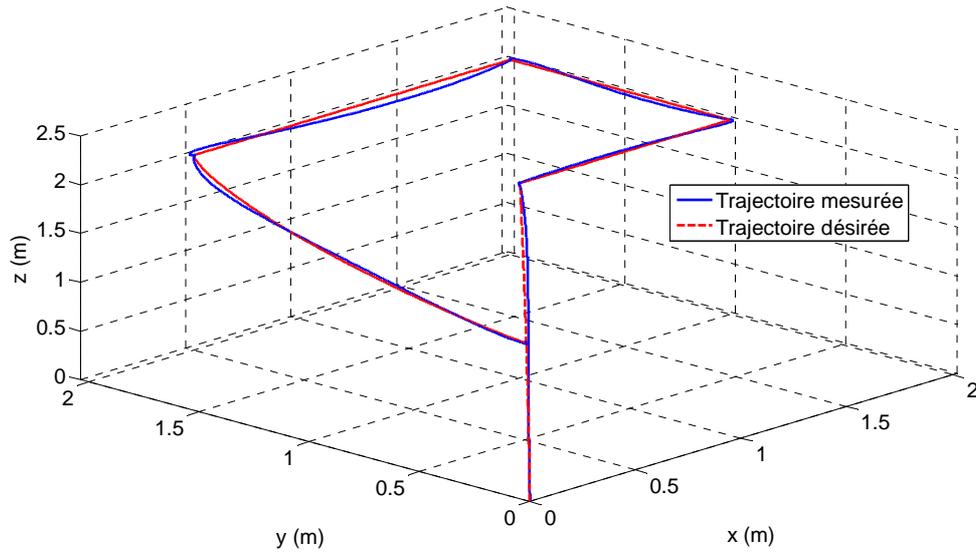


Figure IV.25 Trajectoire globale du l'ocrotor en 3D.

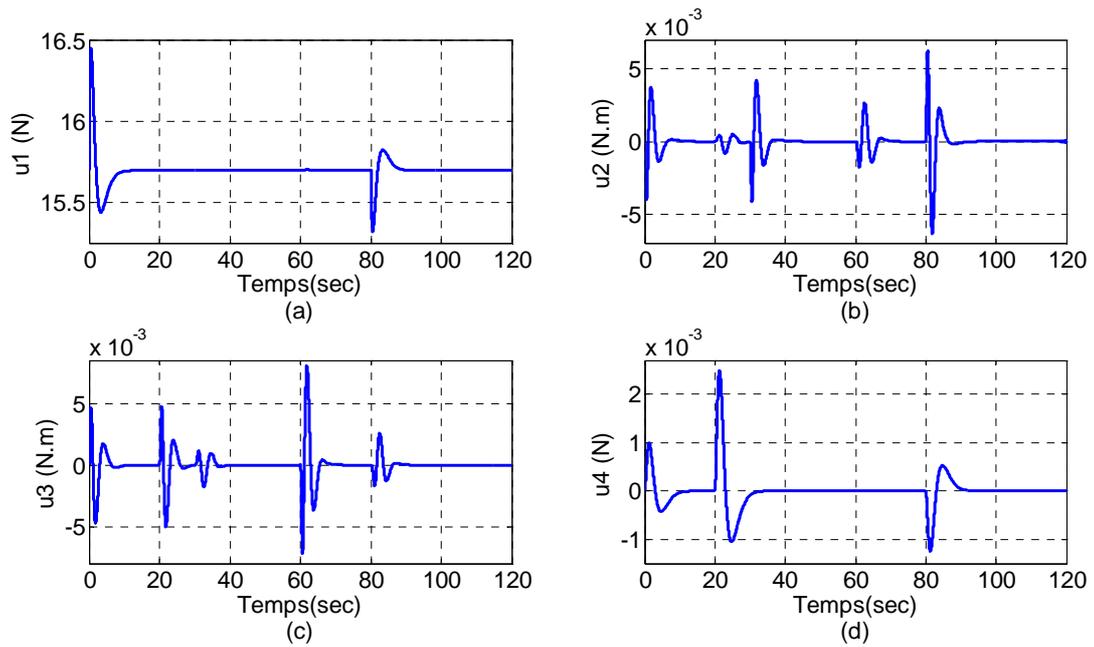


Figure IV.26 Signaux de commande.

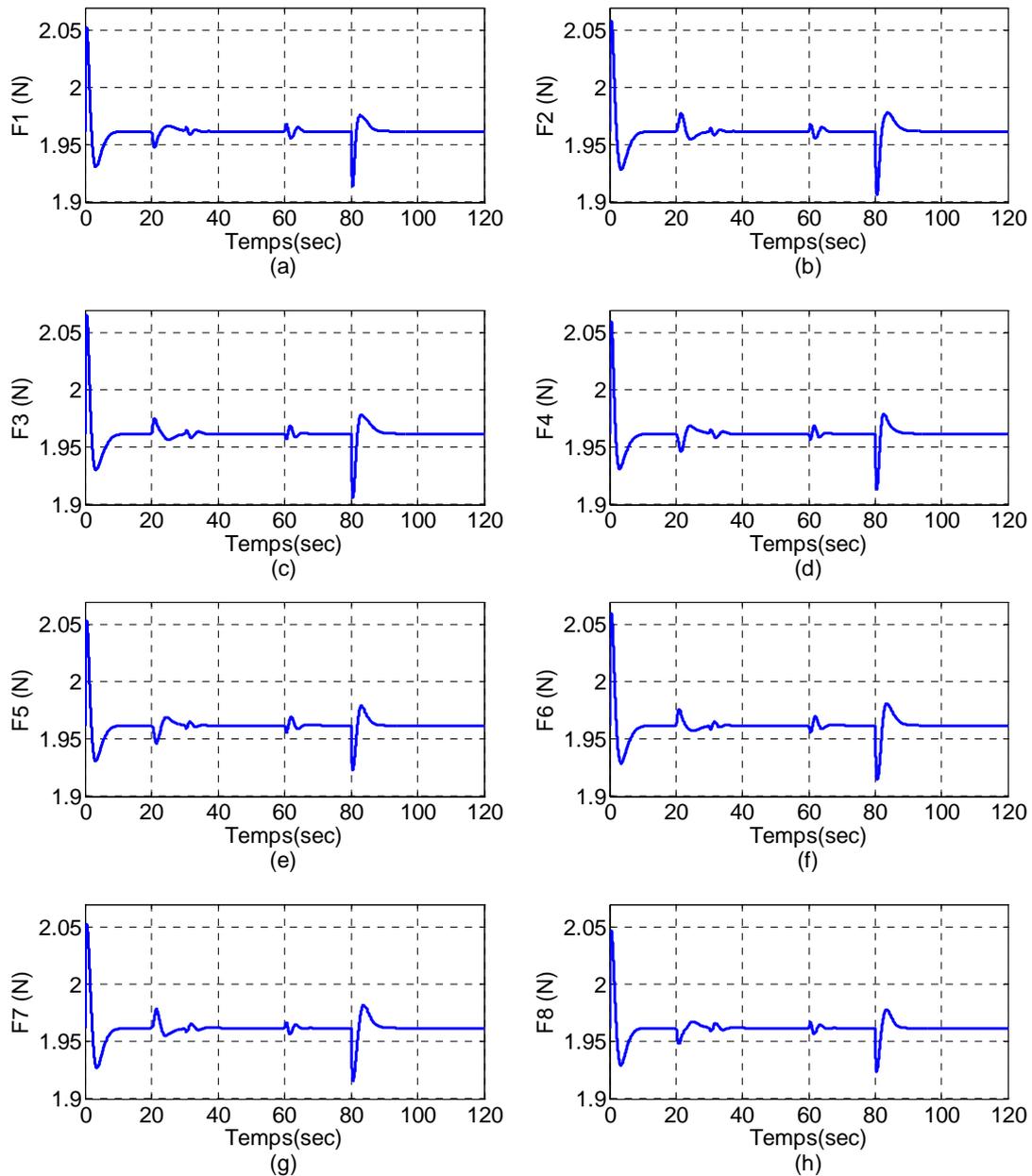


Figure IV.27 Les forces appliquées à l’octorotor coaxial pour les huit moteurs.

### IV.6 Etude comparative :

Cette étude nous permet de conclure sur les performances des différentes lois de commande développées pour la commande du l’octorotor coaxial en se basant sur deux critères (IAE) et (ITAE) exprimés par le système d’équation (IV.45).

$$\begin{cases} IAE = \int_0^t |e(\tau)| d\tau \\ ITAE = \int_0^t t |e(\tau)| d\tau \end{cases} \quad (IV.45)$$

D’après le Tableau IV.3, nous constatons que la commande CMGFT2A présente des indices de performance IAE et ITAE les plus faibles en comparaison à ceux

produits par la commande CMG, ce qui prouve l'efficacité du contrôleur proposé (CMGFT2A).

**Tableau IV.3** Comparaison des performances des commandes CMG et CMGFT2A

Critère	IAE					
	$x$	$y$	$z$	$\varphi$	$\theta$	$\psi$
CMG	3.96	4.74	0.36	0.56	0.66	0.45
CMGFT2A	1.62	1.84	0.012	0.21	0.23	0.01
Critère	ITAE					
	$x$	$y$	$z$	$\varphi$	$\theta$	$\psi$
CMG	5.66	6.77	0.51	0.8	0.94	0.64
CMGFT2A	0.53	0.60	0.003	0.06	0.05	0.002

A partir des résultats présentés dans le tableau IV.3, nous pouvons conclure, que la commande CMGFT2A est, en générale, la plus performante du point de vue minimisation des deux critères. Néanmoins, il faut noter que les performances de cette commande hybride dépendent des paramètres du système flou utilisé.

## IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nos résultats de simulation montrent que la commande par mode glissant pour l'hélicoptère à six degrés de liberté de type octorotor coaxial possède des avantages certains mais l'inconvénient majeur de cette technique est le phénomène de Chattering qui peut nuire et dégrader ainsi les actionneurs. Pour contourner ce problème, une commande hybride intelligente adaptative (CMGFT2A) a été proposée ; cette loi de commande intègre des paramètres adaptatifs pour compenser les variations paramétriques.

Les résultats de simulation montrent que la commande (CMGFT2A) pour l'hélicoptère à six degrés de liberté de type octorotor coaxial sont très satisfaisants pour la stabilisation et la poursuite de trajectoires. De plus, le phénomène de Chattering qui apparaît fréquemment dans la commande par mode glissant, est également éliminé sans dégradation de la robustesse du système. En outre, l'étude comparative avec la commande par mode glissant (CMG) a montré l'efficacité de l'approche de contrôle proposée (CMGFT2A).

## Conclusion générale

L'ocrotor coaxial et le TRMS 33-949 sont des systèmes complexes non linéaires, multi-variables, instables notamment en mode de vol quasi-stationnaire, et présentent une dynamique fortement couplée. Le problème traité consiste à garantir, en premier lieu, la stabilité de ces systèmes ainsi que la poursuite de trajectoires avec des performances acceptables en relation avec le milieu de navigation.

Souvent la commande de tels systèmes évoque de près les problèmes de la modélisation dynamique ainsi que le problème de la fidélité du modèle au comportement dynamique du système, dans tous les modes de vol. Dans ce travail, nous nous sommes intéressés au développement d'un modèle dynamique de l'ocrotor coaxial en s'appuyant sur les travaux de recherche relatifs à l'identification expérimentale des paramètres d'un octorotor coaxial prototype existant au niveau de l'université de technologie de la Sorbonne. Pour aboutir à un modèle, le plus réaliste et le plus représentatif possible, nous avons pris en considération toutes les forces et tous les moments influant sur le système.

Pour le TRMS 33-949 nous avons utilisé le modèle dynamique délivré par la société feedback.

Le TRMS, étant un système non linéaire fortement couplé, complexe, multi-variable d'entrées/sorties, son asservissement nécessite l'emploi d'une technique de commande à la fois puissante et facile à implémenter telle que la commande PID. Notre objectif est le passage à la commande PIDFA qui permet d'améliorer les résultats obtenus par le régulateur classique PID surtout lors des grandes variations de consigne et de perturbations extérieures. Par ailleurs, les résultats obtenus montrent que la commande PIDFA appliquée au TRMS assure une meilleure robustesse.

Un autre objectif de cette thèse était d'envisager la commande d'un hélicoptère octorotor coaxial à structure variable avec une nouvelle vision permettant d'améliorer ses performances. Pour cela, des méthodes de commande par mode glissant ont été développées et pour lesquelles des surfaces de glissement linéaires type PID ont été proposées. L'autre direction que nous avons suivie, pour améliorer les performances de cette technique de commande, est celle qui consiste à associer la commande floue type-2 et la commande par mode de glissement.

Les résultats obtenus ont montré le bon fonctionnement des lois de commande proposées à travers les performances enregistrées, aussi bien pour les expérimentations en temps réel effectuées sur le modèle du TRMS 33-949 que pour celles des simulations effectuées sur l'ocrotor coaxial.

Cette étude nous a permis de tirer les conclusions suivantes :

- La commande PIDFA nous permet d'ajuster en temps réel les paramètres du régulateur PID à l'aide d'un superviseur flou qui conduit à de bonnes performances avec une robustesse contre les perturbations extérieures.
- En plus de l'amélioration des performances de commande, les avantages de la commande à structure variable classique avec des surfaces de glissement linéaires classiques ; à savoir la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations exogènes et la simplicité de synthèse, sont préservées dans la commande à structure variable basée sur des surfaces de glissement linéaire type PID.
- L'association de la commande floue type-2 à la commande par mode de glissement a permis d'atténuer l'effet du Chattering qui, désormais, représente l'inconvénient principal de la commande à structure variable.

A l'issue des travaux réalisés, cette thèse ouvre de nouvelles perspectives de recherche parmi lesquelles nous citons :

- Mise en œuvre expérimentale des lois de commande développées sur l'octorotor coaxial.
- Généralisation de l'étude des lois de commande proposées pour le cas discret.
- Utilisation des algorithmes d'optimisation pour la détermination des différents paramètres de la loi de commande.
- Validation des commandes proposées sur d'autres types d'avions sans pilote.

## Références Bibliographiques

- [1] Twin Rotor MIMO System Manual, Feedback Instruments Ltd., UK, 2006.
- [2] S. M. Ahmed, M. H. Shaheed, A. J. Chipperfield et M. O. Tokhi, “Non-linear Modelling of a Twin Rotor MIMO System Using Radial Basis Function Networks”, Proc. IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON2000), Dayton, Ohio, USA, 10-12 Oct., pp 313-320, 2000.
- [3] B. Kadmiry et D. Driankov, “A fuzzy Gain-Scheduler for the Attitude Control of an Unmanned Helicopter”, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 12, no. 4, PP 502-515, August 2004.
- [4] S. M. Ahmed, A. J. Chipperfield et M. O. Tokhi, “Dynamic modeling of a two degree-of-freedom Twin Rotor Multi-Input Multi-output System”, Proc. IEEE United Kingdom Automatic Control Conference (UKACC2000), Cambridge, UK, 2000.
- [5] I. Z. Mat Darus, F. M. Aldebrez et M. O. Tokhi, “ Parameteic Modelling of A Twin Rotor System Using Genetic Algorithms”, IEEE British Crown Copyright, PP 115-118, 2004.
- [6] J. P. Su, C.C. Wang, “Fuzzy Gain-Scheduled Integral Control and its Application To a Twin Rotor System”, International Journal of Fuzzy Systems, vol 2, no. 3, September. pp 205-219, 2000.
- [7] M. Saied, B. Lussier, I. Fantoni, C.Francis, H. Shraim et G. Sanahuja, “Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control Strategy for Rotor Failure in an Octorotor”, IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), Seattle, Washington, USA, May 26-30, pp 5266-5271, 2015
- [8] J.M. Pflimlin, “Commande d’un mini drone à hélice carénée : De la stabilisation dans le vent à la navigation autonome ”, Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Systèmes de Toulouse, France, 2006.
- [9] J.F.G. Castellanos , “Estimation de l’attitude et commande bornée en attitude d’un corps rigide : application a un mini hélicoptère à quatre rotors ”, Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier – Grenoble I, France, 2005.
- [13] T. Hamel, R. Mahony, R. Lozano and J.P. Ostrowski, “Dynamic modeling and configuration stabilization for an X4-flyer”, Proceedings of the Triennial World Congress on Automatic Control, Barcelona, Spain, 21-26, pp. 846-851, Jul 2002.
- [14] C. Diao, B. Xian, X. Gu, B. Zhao and J. Guo, “Nonlinear Control for An Underactuated Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle with Parametric Uncertainties”, Proceedings of the IEEE International Conference on control Hefei, China, 25-27, pp. 998 – 1003, July 2012.

- [10] KAFI Mohamed Radouane, “Commande robuste et non linéaire: Application à un simulateur d’hélicoptère”, mémoire de magister, école militaire polytechnique, Alger, 1999.
- [11] A. Koehl, “Modélisation, Observation et Commande d'un Drone Miniature à Birotor Coaxial ”, Thèse de doctorat, Département de formation doctorale en automatique Ecole doctorale IAEM Lorraine UFR Sciences et Technologies, Centre de Recherche en Automatique de Nancy, France, 2012.
- [12] A. Bouguerra, “Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical”, Thèse de doctorat, Université de M’sila, 2015.
- [15] Morse, W.D. and Ossman, K.A. , “Model-following reconfigurable flight control system for the AFTI/F-16 ”, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Vol. 13, No. 2, pp. 969-976, 1990.
- [16] Marcos, A. and Balas G. “A robust integrated controller/diagnosis aircraft application ”, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 15, pp. 531-551, 2005.
- [17] A. Budiyo and S.S. Wibowo, “Optimal Tracking Controller Design for A Small Scale Helicopter”, *Proceeding of the International Conference on Intelligent Unmanned Systems*, Bali, Indonesia, pp. 91-99, 24-25 Oct 2007.
- [18] S. Bouabdallah, A. Noth and R. Siegwart, “PID vs LQ Control Techniques Applied to an Indoor Micro Quadrotor”, *Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, Sendai, Japan, pp. 2451-2456, 28 Sept-2 Oct 2004.
- [19] J.J.E. Slotine and W. Li, “Applied nonlinear control”, Prentic-Hall, Inc, 1991.
- [20] A. Isidori, ”Nonlinear Control Systems”, Springer-Verlag, Berlin, 3rd edition edition, 1995.
- [21] T.J. Koo and S. Sastry, “Output tracking control design of a helicopter model based on approximate linearization”, *Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and Control*, Florida, USA, pp. 3635-3640, 16-18 Dec 1998.
- [22] I. Kanellakopoulos, P.V. Kokotovic and A.S. Morse, “Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 36(11), pp. 1241-1253, 1991.
- [23] S.A. Al-Hiddabi, “Quadrotor control using feedback linearization with dynamic extension”, *Proceedings of the IEEE International on Mechatronics and its Applications*, Sharjah (UAE), pp. 1- 3, 23-26 March 2009.
- [24] R. Mahony, T. Hamel, and A. Dzul, “Hover control via approximate lyapunov control for an autonomous model helicopter”, *Proceedings of the IEEE*

- International Conference on Decision and Control, Phoenix, USA, pp. 3490-3495, 07-10 Dec 1999.
- [25] F. Mazenc, R. Mahony, and R. Lozano, “Forwarding control of scale model autonomous helicopter : A lyapunov control design”, Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and Control, Maui, USA, pp. 3960-3965, 09-12 Dec 2003.
- [26] M.L. Martíez, C. Vivas, and M.G. Ortega, “A multivariable nonlinear Hinf control for a laboratory helicopter”, Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and Control, Seville, Spain, pp. 4065-4070, 12-15 Dec 2005.
- [27] M.L. Martíez, J.M. Diaz, and M.G. Ortega, “Control of a laboratory helicopter using switched 2-step feedback linearization”, Proceedings of the IEEE International Conference on American Control Conference, Boston, USA, pp. 4330-4336, 30 Jun-2 Jul 2004.
- [28] K. J. Astrom, B. Wittenmark, “Adaptive control”, Addison Wesley, 1989.
- [29] A. Nait Seghir, “Contribution a la commande adaptative et neuronale d’une machine synchrone a aimants permanents”, Thèse doctorat, Ecole nationale polytechnique, Alger, 2007.
- [30] Yao, L. and Lin, C. “Design of gain scheduled fuzzy PID controller ”, World Academy of Science, Engineering and Technology, No. 1, pp. 152-156, 2005.
- [31] Amoozgar, M. H., Chamseddine, and A. Zhang, Y. “Fault-Tolerant Fuzzy Gain-Scheduled PID for a Quadrotor Helicopter Testbed in the Presence of Actuator Faults ”, IFAC Conference on Advances in PID Control, PID’12, Brescia (Italy), March 28-30, 2012.
- [32] Milhim, A. B. and Zhang, Y. M, “Gain scheduling based PID controller for fault tolerant control of a quad-rotor UAV”, in AIAA Infotech@Aerospace2010, AIAA 2010-3530, pp. 1-13, April 2010.
- [33] A. Verma, K. Subbarao, and J. L. Junkins, “A novel trajectory tracking methodology using structured adaptive model inversion for uninhabited aerial vehicles”, Proceedings of the IEEE International Conference on American Control Conference, Chicago, USA, pp. 859-863, 28-30 Jun 2000.
- [34] H. Nakanishi and K. Inoue, “Development of autonomous flight control systems for unmanned helicopter by use of neural networks”, Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, Portland, USA, pp. 2626-2631, 12-17 May 2002.
- [35] S. Lee, C. Ha, and B.S. Kim, “Adaptive nonlinear controller design for helicopter robust command augmentation”, Aerospace science and technology, 9(3), pp. 241-251, 2005.

- [36] E.N. Johnson and S.K. Kannan, “Adaptive trajectory control for autonomous helicopters”, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 28(3), pp. 524–538, 2005.
- [37] J. G. Juang, M. T. Huang, and W. K. Liu, “PID control using researched genetic algorithms for a MIMO system”, *IEEE Transaction. on Systems, Man and Cybernetics: Part C*, 38(5), pp.716-727, 2008.
- [38] R. Boukkezzoula, “Commande floue d’une classe de systems non-linéaires: application au problem de suivi de trajectoire”, Thèse de doctorat, Université de Savoie, Mars 2000.
- [39] K. Laroussi, “Développement d’un superviseur flou appliqué à la commande d’un moteur à induction”, Thèse de doctorat, Université M’hamed Bougara, Boumerdes, 2013.
- [40] Tito G. B. Amaral, Manuel M. Cridstomo, “Automatic Helicopter Motion Control using Fuzzy Logic”, *IEEE International Fuzzy Systems Conference*, pp.860-863, 2001.
- [41] B. Szlachetko, M. Lower, “On Quadrotor Navigation Using Fuzzy Logic Regulators”, *International Conference on Computational Collective Intelligence, Part I, LNAI 7653*, pp. 210–219, 2012.
- [42] V.I. Utkin, “Variable structure systems with sliding modes”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol, 22, No 2, pp 212-222, 1977.
- [43] Edwards, C. et Spurgeon, S. K., “Sliding mode control - Theory and application”, Taylor & Francis, 1998.
- [44] Slotine, J.J.E., “Sliding controller design for nonlinear systems”, *International Journal of Control*, vol. 40, pp. 421, 1984.
- [45] J. C. Lo and Y. H. Kuo “Decoupled Fuzzy Sliding-Mode Control ”, *IEEE transactions On Fuzzy systems*, Vol. 6, N° 3, pp. 426-435, 1998.
- [46] S. Zeghlache, **M. Z. Ghellab**, A. Bouguerra, “Adaptive Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control Using Supervisory Type-2 Fuzzy Control for 6 DOF Octorotor Aircraft”, *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, Vol.10, No.3, 2017
- [47] D.J. McGeoch and E.W. McGookin, “MIMO sliding mode attitude command flight control system for helicopter”, *Proceeding of Guidance, Navigation, and Control conference and exhibit*, San Francisco, USA, pp. 2005-6350, 15-18 August 2005.
- [48] A. Mokhtari, A. Benallegue, and Y. Orlov, “Exact linearization and sliding mode observer for a quadrotor unmanned aerial vehicle”, *International Journal*

- of Robotics and Automation, 21(1), pp.39-49, 2006.
- [49] D.Stoten, “Modelling and control of elastic joint robot ”, ASME, Journal of dynamics system Measurement and control, Vol.109, pp 310-319, 1987.
- [50] R. Lozano, P. Castillo and A. Dzul, “Stabilization of a mini rotorcraft having four rotors”, Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems, Sendai, Japan, pp. 2693-2698, 28 Sept-2 Oct 2004.
- [51] S. Bouabdallah, P. Murrieri and R. Siegwart, “Design and control of an indoor micro quadrotor”, Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, New Orleans, USA, pp. 4393-4398, 26 Apr-1 May 2004.
- [52] I. Z. Mat Darus, F. M. Aldebrez et M. O. Tokhi, “ Parameteic Modelling of A Twin Rotor System Using Genetic Algorithms”, IEEE British Crown Copyright, PP 115-118, 2004.
- [53] T. Hamel, R. Mahony, R. Lozano and J.P. Ostrowski, “Dynamic modeling and configuration stabilization for an X4-flyer”, Proceedings of the Triennial World Congress on Automatic Control, Barcelona, Spain, pp. 846-851, 21-26 Jul 2002.
- [54] T. Hamel and R. Mahony, “Visual servoing of a class of under-actuated dynamic rigidbody systems”, Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and Control, Sydney, Australia, pp. 3933-3938, 12-15 Dec 2000.
- [55] R. Mahony, T. Hamel, and S.H. Cha, “A coupled estimation and control analysis for attitude stabilisation of mini aerial vehicles”, Proceedings of the Australasian Conference on Robotics and Automation, Australia, pp.1-10, 20 Nov 2006.
- [56] S. M. Ahmed, A. J. Chipperfield et M. O. Tokhi, “Dynamic modeling of a two degree-of-freedom Twin Rotor Multi-Input Multi-output System”, Proc. IEEE United Kingdom Automatic Control Conference (UKACC2000), Cambridge, UK, 2000.
- [57] S. M. Ahmed, M. H. Shaheed, A. J. Chipperfield et M. O. Tokhi, “Non-linear Modelling of a Twin Rotor MIMO System Using Radial Basis Function Networks”, Proc. IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON2000), Dayton, Ohio, USA, 10-12 Oct., pp 313-320, 2000.
- [58] Sumit K.P, Vijaya L, “Control of twin rotor MIMO system using PID controller with derivative filter coefficient”, IEEE International Conference on Electrical, Electronics and Computer Science, Bhopal, India, March 2014, Proc. pp 1-6, 2014
- [59] Juang J.G, Lin R.W, Liu W.K, “Comparison of classical control and intelligent

- control for MIMO system”, Applied Mathematics and Computation, vol. 205, pp. 778-791, 2008.
- [60] Ziegler J.G., Nichols N.B, “Optimum settings for automatic controllers”, ASME Trans, vol. 64, pp. 759-768, 1942.
- [61] ALOUANI Fouad, ”Commande par Logique Floue Appliquée aux pendules inversés et au Simulateur de Vol d’hélicoptère : Simulation et Expérimentation ”, mémoire de magister, université de M’sila, 2006.
- [62] B. Kosko, “Neural networks and fuzzy systems: A dynamical system approach to machine intelligence”, Prentice-Hall, Englewood cliffs, N.J., 1991.
- [63] L. Zadeh, “Fuzzy set”, Information and control, vol. 8, pp. 338-354, 1965.
- [64] E.H. Mamdani, “Application of Fuzzy Logic to Approximate Reasoning Using Linguistic Synthesis”, IEEE Trans on Computers, vol. 26, No. 12, pp. 1182-1191, December 1977.
- [65] T. Takagi, M. Sugeno, “Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modeling and Control”, IEEE Trans on Systems, Man and Cybernetics, 15:116-132, 1985.
- [66] K. Chafaa, “structures d’identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues”, Thèse de doctorat, université de Batna, Juillet 2006.
- [67] B. Bouchon-Meunier, “La logique floue et ses applications”, Addison-Wesley, France, SA, 1995.
- [68] P. J. MacVicar-Whelan, “Fuzzy sets for man machine interaction”, International Journal of man-machine studies, N° 8, pp.687-697, 1976.
- [69] Yu K, Hsu J, “Fuzzy gain scheduling PID control design based on particle swarm optimization method”, IEEE International Conference on Innovative Computing, Information and Control, Kumamoto, Japan, September 2007, Proc. pp 1-6, 2008.
- [70] Zulfatman, Rahmat M. F, “Application of self-tuning fuzzy PID controller on industrial hydraulic actuator using system identification approach”, Int. J. on Smart Sensing and Intelligent Systems, vol. 2, pp. 246-261, 2009.
- [71] Guo Y, Yang T, “A new type of computational verb gain-scheduling PID controller”, IEEE International Conference on Counterfeiting Security and Identification in Communication, Chengdu, China, July 2010, Proc. pp 1-6 ,2010.
- [72] Yao L, Lin C, “Design of gain scheduled fuzzy PID controller”, World Academy of Science, Engineering and Technology, vol. 1, pp. 152-156, 2005.

- [73] El Emary I M M, Emar W, Aqel M J, “The adaptive fuzzy designed PID controller using wavelet network”, *Journal of Computer Science and Information System*, vol. 1, pp. 6141-6163, 2009.
- [74] Jih-Gau J, Kai-Ti T, “Design and realization of a hybrid intelligent controller for a twin rotor MIMO system”, *Journal of Marine Science and Technology*, vol. 21, pp. 333-341, 2013.
- [75] Meliani B, Meroufel A, Khoudmi H, “Fuzzy gain scheduling of PI controller for dual star induction machine fed by a matrix converter”, *Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering*, vol. 6, pp. 77-82, 2012.
- [76] Hazzab A, Bousserhane I.K, Zerbo M, Sicard P, “Real Time Implementation of Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller for Induction Motor Machine Control”, *Neural Processing Letters*, vol. 24, pp. 203-215, 2006.
- [77] Jeyalakshmi V, Murugan S, “On Line Tuning of intelligent controller for induction drive system”, *International Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 10, pp. 5350-5356, 2010.
- [78] **M. Z. Ghellab**, S. Zeghlache, A. Bouguerra, “Real time implementation of fuzzy gain-scheduled PID controller for twin rotor MIMO system (TRMS) ”, *Advances in Modelling and Analysis C*, Vol. 73, No. 4, pp.137-149, December, 2018.
- [79] Castillo O, Melin P, “Type-2 fuzzy logic. Theory and applications”, Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2008.
- [80] J. M. Yang, I. H. Choi, J. H. Kim, “Sliding mode motion control of non holonomic mobile robots”, *IEEE control system*, Vol. 19, N° 19, pp. 15-23, 1999.
- [81] A. Ishigame, T. Furukawa, “Sliding mode controller design based on fuzzy inference for nonlinear systems”, *IEEE transactions on industrial Electronics*, Vol. 40, N° 1, February 1993.
- [82] H. BÜHLER, “Réglage par Mode de Glissement”, Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse, 1986.
- [83] M. A. KJAER, “Sliding Mode Control”, Department of Automatic Control Lund Institute of Technology Sweden. February, 2004.
- [84] A. P. GARCIA, J. L. D. RODRÍGUEZ, “Fuzzy Logic Controller Design Applied to Servo-Drive Systems”, *Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems*, Athens, Greece, 2005.
- [85] EL. Ghezawi, O. M. E. Zinober, A.S.I, and Billings, S.A., “Analysis and design of variable structure systems using a geometric approach”, *ibid*, pp.657-671, 1983.

- [86] V. I. Utkin, K. D. Young, “Methods for constructing discontinuity planes in multidimensional variable structure systems”, *Auto. & Remote control*, pp.1466-1470, 1978.
- [87] Boubakir Ahcene, “Méthodes de commande par mode de glissement appliquées au bras manipulateur et au système hydraulique CE105 à réservoirs couplés”, Mémoire de magister, école militaire polytechnique, Alger, 2007.
- [88] A. Amer, E. Sallam, W. Elawady, “Adaptive fuzzy sliding mode control using supervisory fuzzy control for 3 DOF planar robot manipulators”, *Applied Soft Computing*, vol. 11, pp. 4943–4953, 2011.
- [89] S. Zeghlache, “Commande non linéaire d’un appareil à vol vertical”, Thèse de doctorat, Université de M’sila, 2014.
- [90] N. Ezziani, “Commande adaptative floue backstepping d’une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique”, Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, 2010.
- [91] A. Hussain, “Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants”, Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne Ardenne, France, 2009.
- [92] K. Loukal, “Commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a base des systèmes flous type deux”, Thèse de Doctorat, Université de M’sila, Algerie 2017.
- [93] J. Mendel, “Uncertain rule-based fuzzy logic systems, introduction and new directions”, Vol.1, Prentice-Hall, New Jersey, USA, 2001.
- [94] O. Castillo, and P. Melin, “A review on the design and optimization of interval type-2 fuzzy controllers”, *Applied Soft Computing*, Vol.12, No.4, pp.1267-1278, 2012.
- [95] O. Castillo, M. Marroquín, P. Melin, F. Valdez, and J. Soria, “Comparative study of bio-inspired algorithms applied to the optimization of type-1 and type-2 fuzzy controllers for an autonomous mobile robot”, *Information Sciences*, Vol. 192, pp.19-38, 2012.
- [96] J. C. Lo and Y. H. Kuo, “Decoupled Fuzzy Sliding-Mode Control”, *IEEE transactions On Fuzzy systems*, Vol. 6, N° 3, pp. 426-435, 1998.

**ملخص :** تتعلق الأعمال المقدمة في هذه الأطروحة بشرح وتوضيح نموذج طائرات المروحيات, ألا وهي طائرة ذات مروحتين و طائرة ثمانية المرواح المحورية. قمنا بتطبيق التحكم بال PID , بالمنطق الغامض و ال PID التكيفي الغامض على نظام TRMS: معاملات ال PID يتم تكيفها بواسطة نظام المراقبة الغامض. النتائج التجريبية المحصلة تثبت متانة التحكم على جهاز ال TRMS , مع قيادة بواسطة التحكم المقترح كانت فعالة. تليها, التحكم على طائرة ثمانية مرواح المحورية اعتمدنا فيها بتهجين تقنية المنطق الغامض نوع 2 مع تقنية التحكم بالنمط الإنزلاقي ذو مساحة انزلاقية خطية PID . بغية التخلص من ظاهرة الشاترينغ. بالإضافة إلى ذلك أدرجنا ملاحظ غامض من نوع 2 يعمل على تكيف معامل الموجود على مستوى مخرج التحكم. في الأخير قمنا بتطبيق جميع أنظمة التحكم المحصل عليها على جهاز الهليكوبتر ذات ثمانية مرواح المحورية مرفوقة بالنتائج الموضحة, والتي أثبتت فعالية التقنيات المقترحة .

**كلمات مفتاحية:** طائرة عمودية ذات مروحتين TRMS – طائرة عمودية ذات ثمانية مرواح محورية – المنطق الغامض – PID التكيفي الغامض – النمط الإنزلاقي – مساحة انزلاقية PID – ملاحظ غامض نوع 2 – معامل تكيفي .

**Abstract:** The works presented in this thesis deal with the description of models of vertical flight aircrafts, the TRMS and the octorotor coaxial helicopters. The PID, the fuzzy logic and adaptive fuzzy PID controllers have been applied to the TRMS system and where the PID controller parameters are optimized using a fuzzy system. Experimental results have showed that the robustness of TRMS angles driven by the proposed controller is guaranteed. The control of the octorotor coaxial helicopter is built through coupling interval type-2 fuzzy logic control and sliding mode control (SMC) using a proportional-integral-derivative (PID) sliding surface. The main purpose is the elimination of the chattering phenomenon. Moreover the output gain of the type-2 fuzzy sliding control is tuned on-line via a supervisory type-2 fuzzy system, and hence ‘Chattering’ is reduced. Simulation results compared to those of conventional SMC with PID sliding surface have indicated that the control performance of the octorotor aircraft is satisfactory and the proposed adaptive interval type-2 fuzzy sliding mode control (CMGFT2A) can efficiently achieve favorable tracking performance.

**Key words :** TRMS model– Octorotor coaxial – Adaptive Fuzzy PID – Sliding mode – PID Sliding surface – Fuzzy type 2 Supervisor – Adaptive gain.

**Résumé:** Les travaux présentés dans cette thèse portent sur la description et la modélisation des hélicoptères multi rotors tels que l’hélicoptère birotor type TRMS et l’hélicoptère octorotor coaxial. Des commandes par régulateur PID, par logique floue et par une commande PID floue adaptatif (PIDFA) ont été appliquées au système TRMS et où les paramètres du régulateur PID sont optimisés à l’aide d’un système d’inférence floue. En suite, des lois de commande ont été synthétisées telles que la commande par mode glissant (CMG) avec des surfaces linéaires type PID et l’association de la commande floue type-2 à la commande par mode glissant qui est sollicitée pour éliminer l’effet de Chattering, qui se manifeste et représente l’inconvénient majeur de la commande à structure variable appliquée au modèle dynamique de l’octorotor coaxial. Les résultats de simulation obtenus montrent le bon fonctionnement des lois de commande proposées à travers les performances enregistrées, aussi bien pour les expérimentations en temps réel effectuées sur le modèle du TRMS que pour celles des simulations effectuées sur l’octorotor coaxial.

**Mots clés :** TRMS – Octorotor coaxial – PID Floue Adaptative – mode glissant – surface de glissement PID – superviseur flou type 2 – Gain adaptatif.