



Université Mohamed Boudiaf - M'Sila  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

Numéro de série : 225/2023

Numéro d'inscription : D.AUT/3C/02/17

## Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

## DOCTORAT Troisième Cycle

Filière : Automatique

Spécialité : Automatique et systèmes

### THEME

## Commandes tolérantes aux défauts d'un véhicule aérien autonome

Présenté Par

**SAGGAI ABDELMOULA**

**Soutenue le : 15/11/2023**

**devant le jury composé de :**

Abderrahmen BOUGUERRA	Professeur - Université Mohamed Boudiaf - M'Sila	Président
Samir ZEGHLACHE	Professeur - Université Mohamed Boudiaf - M'Sila	Rapporteur
Loutfi BENYETTOU	Professeur - Université Mohamed Boudiaf - M'Sila	Co-Rapporteur
Mabrouk KHEMLICHE	Professeur - Université Ferhat Abbas-Sétif 1	Examineur
Hemza MEKKI	Maitre de conférences (A) - Université Mohamed Boudiaf - M'Sila	Examineur
Samia LATRECHE	Maitre de conférences (A) - Université Ferhat Abbas-Sétif 1	Examineur
Ali DJERIOUI	Maitre de conférences (A) - Université Mohamed Boudiaf - M'Sila	Invité

# REMERCIEMENTS

*Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sien de Laboratoire d'Analyse des Signaux et Systèmes (LASS) de l'université de M'sila.*

*Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur **Samir ZEGHLACHE**, Professeur à l'université de M'sila, pour m'avoir encadré et soutenu durant ces années de thèse. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter. Il m'est difficile d'exprimer en quelques mots toute l'admiration que je lui porte.*

*Je suis extrêmement reconnaissant à Monsieur **Loutfi BENYETTOU**, Professeur à l'université de M'sila, pour avoir accepté d'être mon co-directeur de thèse. Ses très nombreux commentaires et suggestions ont considérablement amélioré à la fois le contenu et la présentation de cette thèse. Qu'il reçoit ici le témoignage de toute ma gratitude pour ses grandes qualités humaines et pour son soutien moral.*

*Je remercie Monsieur **Abderrahmen BOUGUERRA**, Professeur à l'université de M'sila pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury, et par son esprit scientifique de haut niveau, pour m'avoir orienté vers le plus approprié.*

*J'adresse également mes très sincères remerciements à l'ensemble des membres pour l'honneur qu'ils m'ont fait pour avoir accepté de faire partie de ce jury en acceptant d'examiner et d'évaluer cette thèse. J'exprime mes vifs respects au Monsieur **Mabrouk KHEMLICHE**, Professeur à l'université de Sétif 1, à Madame **Samia LATRECHE**, Maître de conférences (A) à l'université de Sétif 1, au Monsieur **Hemza MEKKI**, Maître de conférences (A) à l'université de M'Sila, au Monsieur **Ali DJERIOUI**, Maître de conférences (A) à l'université de M'Sila. Soyez assurés messieurs les membres du jury de ma profonde reconnaissance pour l'attention que vous avez portée à cette thèse et pour le temps que vous avez consacré à son évaluation.*

*Je tiens également à remercier l'ensemble des personnels administratifs et enseignants des départements d'Electronique et de Génie Electrique ainsi que le directeur et les membres du Laboratoire d'Analyse des Signaux et Systèmes de l'Université de M'Sila, qui resteront anonymes dans cette page, mais qui m'ont permis de mener à terme ce travail dans une ambiance très amicale.*

*Je tiens à remercier tous ceux qui ;  
D'une façon ou d'une autre, m'ont aidé pendant l'élaboration de cette thèse,  
Certains par leurs conseils et leurs connaissances scientifiques...  
D'autres par leur soutien permanent et leur disponibilité...*

[SAGGAI Abdelmoula]

## Dédicaces

*Dedicace À l'Éternel et Tout-Puissant, dont la grâce infinie a éclairé ma voie tout au long de ce périple intellectuel, je dédie respectueusement ce travail, humble témoignage de ma dévotion et de mon dévouement à l'acquisition du savoir.*

*À l'ensemble de ma chère famille SAGGAI et famille HANI, je souhaite exprimer ma profonde gratitude en dédiant cette thèse. Vos valeurs, votre soutien inébranlable et vos prières constantes ont été des éléments essentiels dans ma quête pour atteindre de nouveaux sommets académiques.*

*À mes collègues, dont la collaboration a enrichi mes réflexions, je vous adresse mes remerciements les plus sincères. Vos échanges intellectuels et vos contributions ont élargi ma perspective et ont contribué à la maturité de ce travail.*

*Aux amis qui ont partagé ce voyage avec moi et ont été une source d'encouragement, je vous exprime ma reconnaissance profonde. Votre amitié et votre appui ont été un élixir revitalisant dans les moments de doute et de challenge.*

*À toutes les âmes bienveillantes qui ont contribué de diverses manières à l'élaboration de cette thèse, vos conseils, vos discussions et vos encouragements ont été d'une importance cruciale.*

*Que cette dédicace témoigne de ma reconnaissance envers chaque personne qui a participé à cette réalisation. Puissent nos liens rester solides et nos chemins continuer de se croiser dans la poursuite du savoir et de l'excellence.*

*Avec une profonde reconnaissance,*

[SAGGAI Abdelmoula]

# Table des Matières

<b>TABLE DES MATIERES.....</b>	<b>I</b>
<b>LISTE DES FIGURES.....</b>	<b>VII</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX.....</b>	<b>VII</b>
<b>GLOSSAIRE.....</b>	<b>VIII</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
 <b>CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS</b>	
<b>I.1 Introduction.....</b>	<b>5</b>
I.1.1 Principe de la FTC.....	6
<b>I.2 Définitions générales.....</b>	<b>7</b>
I.2.1 Défaut.....	7
I.2.2 Défaillance.....	7
I.2.3 Panne.....	7
I.2.4 Dysfonctionnement.....	7
I.2.5 Perturbations.....	7
I.2.6 Tolérance aux défauts.....	7
I.2.6.1 L'accommodement des défauts.....	7
I.2.6.2 Reconfiguration du contrôleur.....	8
I.2.7 Diagnostic.....	8
I.2.7.1 Détection.....	8
I.2.7.2 Isolation.....	8
I.2.7.3 Identification.....	8
<b>I.3 Mode de fonctionnement.....</b>	<b>8</b>
I.3.1 Le mode sain.....	8
I.3.2 Le mode dégradé.....	8
I.3.3 Le mode défaillant.....	9
<b>I.4 Classification des défauts.....</b>	<b>9</b>
I.4.1 Type de défaut.....	9
I.4.1.1 Défauts actionneur.....	9
I.4.1.2 Défauts capteur.....	10
I.4.1.3 Défauts système.....	10
I.4.2 Sévérité des défauts.....	11

I.4.3	Durée du défaut.....	11
I.4.3.1	Défaut brusque .....	11
I.4.3.2	Défauts progressif .....	11
I.4.3.3	Défauts intermittents .....	12
I.4.4	Cause de défaut.....	12
I.4.5	Méthode de détection des défauts.....	12
I.4.5.1	Méthode à base des modèles .....	13
I.4.5.2	Méthodes basées sur les signaux.....	13
I.4.5.3	Méthodes basées sur les données .....	13
<b>I.5</b>	<b>Modélisation des défauts.....</b>	<b>13</b>
I.5.1	Défaut actionneur.....	13
I.5.2	Défauts intermittents.....	14
<b>I.6</b>	<b>Classification des méthodes de la FTC .....</b>	<b>16</b>
I.6.1	FTC Passive .....	17
I.6.2	FTC Active.....	18
<b>I.7</b>	<b>Methodes de la FTC .....</b>	<b>21</b>
I.7.1	Commande adaptative.....	21
I.7.1.1	La commande adaptative peut être abordée de deux manières.....	21
I.7.1.2	Commande adaptative indirecte.....	21
I.7.2	réseaux neuronaux .....	22
I.7.3	logique floue.....	22
I.7.4	Commande prédictive.....	23
I.7.5	pseudo-inverse .....	23
<b>I.8</b>	<b>Commandes tolérantes aux défauts d'un véhicule aérien autonome.....</b>	<b>25</b>
<b>I.9</b>	<b>Identification des modes de défaillance.....</b>	<b>26</b>
<b>I.10</b>	<b>FTC pour les UAV grâce à la redondance des actionneurs.....</b>	<b>28</b>
<b>I.11</b>	<b>Perturbations du vent sur la dynamique d'un multi rotor.....</b>	<b>29</b>
<b>I.12</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>30</b>

## **CHAPITRE II : MODELISATION D'OCTOROTOR A L'ETAT SEIN ET EN PRESENCE DES DEFAUTS**

<b>II.1</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>32</b>
<b>II.2</b>	<b>Modélisation de véhicule aérien autonome (multi rotor).....</b>	<b>33</b>
II.2.1	Modélisation à l'aide du formalisme de Newton-Euler .....	34

II.2.2 Angles d'Euler .....	36
II.2.3 Matrice de rotation.....	38
<b>II.3 Modèle dynamique de l'ocrotor a l'état sain .....</b>	<b>40</b>
<b>II.4 Modèle dynamique de l'ocrotor au mode dégradé.....</b>	<b>42</b>
<b>II.5 Dynamique de rotor.....</b>	<b>44</b>
<b>II.6 Conclusion .....</b>	<b>45</b>
<b>CHAPITRE III : COMMANDE HYBRIDE GLISSANT FLOUE EN PRESENCE DES DEFAUTS</b>	
<b>III.1 Introduction .....</b>	<b>46</b>
<b>III.1.1Systèmes à structure variables .....</b>	<b>46</b>
<b>III.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable.....</b>	<b>46</b>
III.2.1 Structure par commutation d'une contre réaction d'état.....	47
III.2.2 Structure au niveau de l'organe de commande.....	47
III.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente.....	48
<b>III.3 Théorie de la commande par mode glissant.....</b>	<b>49</b>
<b>III.4 Principe de la commande par mode glissant .....</b>	<b>49</b>
III.4.1 Le mode de convergence.....	49
III.4.2 Le mode de glissement.....	50
III.4.3 Le mode de régime permanent.....	50
<b>III.5 Synthèse de la commande par mode glissant.....</b>	<b>50</b>
III.5.1 Choix de la surface de glissement .....	50
III.5.2 condition nécessaire à l'existence d'un mode de glissement. ....	52
III.5.2.1 La Condition de commutation directe .....	52
III.5.2.2 Condition de Glissement .....	52
<b>III.6 Loi de commande .....</b>	<b>53</b>
III.6.1 Commande équivalente .....	54
III.6.2 Commande discontinue .....	55
<b>III.7 Elimination du phénomène de chattering .....</b>	<b>56</b>
<b>III.8 Application de la commande sur l'ocrotor. ....</b>	<b>58</b>
III.8.1 Stratégie de commande d'un hélicoptère type ocrotor. ....	59
III.8.2 Synthèse de la commande .....	59

<b>III.9 Résultats de simulation .....</b>	<b>62</b>
<b>III.10 Commande intelligente basée sur la logique floue .....</b>	<b>65</b>
III.10.1 Introduction à théorie de la logique floue .....	65
III.10.2 Les ensembles flous .....	65
III.10.3 Les propriétés d'un sous-ensemble flou .....	67
III.10.3.1 Type des fonctions d'appartenance .....	67
III.10.3.2 noyau .....	67
III.10.3.3 Support .....	67
III.10.3.4 La hauteur.....	68
<b>III.11 Les opérations fondamentale.....</b>	<b>68</b>
III.11.1 Union.....	68
III.11.2 Intersection .....	68
III.11.3 Complément .....	69
<b>III.12 Les différents systèmes d'inférence floue.....</b>	<b>69</b>
III.12.1 Systèmes flous de type Mamdani.....	69
III.12.2 Systèmes flous de type Sugeno .....	69
III.12.3 Systèmes flous de type Tsukamoto .....	69
<b>III.13 Définition d'un système de contrôle flou .....</b>	<b>69</b>
III.13.1 Fuzzification .....	71
III.13.2 Inférence .....	71
III.13.3 Défuzzification .....	71
<b>III.14 Développement d'un contrôleur hybride intelligent glissant floue.....</b>	<b>72</b>
III.14.1 Application de la commande hybride sur l'ocrotorotor .....	72
<b>III.15 Résultats de simulation .....</b>	<b>75</b>
<b>III.16 Conclusion.....</b>	<b>77</b>
 <b>CHAPITRE IV: COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS APPLIQUES SUR UN UAV TYPE OCTOROTOR</b>	
<b>IV.1 Introduction .....</b>	<b>78</b>
<b>IV.2 Commande par la méthode du backstepping .....</b>	<b>79</b>
IV.2.1 Cas des systèmes d'ordre n :.....	83
<b>IV.3 Développement d'un contrôleur flou type-2 adaptatif.....</b>	<b>84</b>
IV.3.1 Notion de base sur la logique floue type-2 .....	85
IV.3.1.1 fuzzification.....	85
IV.3.1.2 Base de règles.....	85
IV.3.1.3 Inférence.....	86
IV.3.1.4 Réduction de type.....	86
IV.3.1.5 Défuzzification .....	88

<b>IV.4 La stratégie de contrôle.....</b>	<b>89</b>
<b>IV.5 Conception d'un observateur à mode glissant .....</b>	<b>92</b>
<b>IV.6 Conception d'une commande Backstepping floue type 2 adaptatif basée sur un observateur de mode de glissement .....</b>	<b>95</b>
<b>IV.7 Resultats de simulations.....</b>	<b>100</b>
IV.7.1 Scénario 1 : vol idéal (absence de perturbations externes et d'incertitudes du modèle).....	101
IV.7.2 Scénario 2 : vol idéal (présence de perturbations externes et d'incertitudes du modèle).....	104
<b>IV.8 commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide .....</b>	<b>108</b>
<b>IV.9 Conception d'un GFDTSMC.....</b>	<b>108</b>
<b>IV.10 Conception d'un FAGFDTSMC pour un hélicoptère octorotor en présence de défauts de l'actionneur .....</b>	<b>110</b>
<b>IV.11 Résultats de simulation .....</b>	<b>120</b>
<b>IV.12 Conclusion.....</b>	<b>123</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>125</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>127</b>

# Liste des Figures

Figure I 1 Répartition temporelle des défauts.....	12
Figure I 2 a) Défaut additif    b) Défaut multiplicatif.....	16
Figure I 3 FTC passive.....	17
Figure I 4 FTC Active.....	20
Figure I 5 Principe d'un système de commande adaptative.....	21
Figure II 1 Configurations multiroteurs.....	34
Figure II 2 Configuration de l'ocotorotor.....	35
Figure II 3 Transformation entre la terre et le cadre fixe du corps à l'aide des angles d'Euler.....	36
Figure III 1 Structure par commutation d'une contre réaction d'état.....	47
Figure III 2 Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande .....	48
Figure III 3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente.....	49
Figure III 4 Les types des modes de la trajectoire dans le plan de phase.....	50
Figure III 5 Linéarisation exacte de l'écart.....	52
Figure III 6 Principe de la commande en mode glissant avec commande équivalent.....	54
Figure III 7 Interprétation de $U_{eq}$ .....	54
Figure III 8 Représentation de la fonction sign.....	55
Figure III 9 Phénomène de Chattering.....	56
Figure III 10 Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte).....	56
Figure III 11 Fonction smooth.....	57
Figure III 12 Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes(x,y,z,ψ).....	63
Figure III 13 Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon (φ,θ).....	63
Figure III 14 Les forces appliquées à l'ocotorotor pour les huit moteurs.....	64
Figure III 15 Trajectoire globale du l'ocotorotor en 3D.....	64
Figure III 16 Comparaison entre la logique binaire et logique floue.....	66
Figure III 17 Types de fonctions d'appartenance.....	67
Figure III 18 Propriétés d'un sous-ensemble flou.....	68
Figure III 19 La structure du système de contrôle flou.....	70
Figure III 20 Structure de la commande hybride.....	73
Figure III 21 Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes(x,y,z,ψ).....	75
Figure III 22 Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon (φ,θ).....	76
Figure III 23 Les forces appliquées à l'ocotorotor pour les huit moteurs.....	76
Figure III 24 Trajectoire globale du l'ocotorotor en 3D.....	77
Figure IV 1 Commande proposée basée sur le schéma de l'observateur de mode glissant .....	100
Figure IV 2 Effets des perturbations du vent et des couples.....	101
Figure IV 3 Trajectoire réalisée dans l'espace 3D (Scénario 1).....	101
Figure IV 4 Évolution de l'angle de lacet et des positions (x,y,z).....	102

Figure IV 5 L'Évolution des angles de roulis et de tangage.....	102
Figure IV 6 Évolution des vitesses linéaires et angulaires. ....	103
Figure IV 7 Evolution des signaux d'entrée de la commande.....	104
Figure IV 8 Evolution de la variation des inerties. ....	104
Figure IV 9 Trajectoire réalisée dans l'espace 3D. ....	105
Figure IV 10 Évolution de l'angle de lacet et des positions (x,y,z). ....	105
Figure IV 11 Évolution des angles de roulis et de tangage.....	105
Figure IV 12 Évolution des vitesses linéaires et angulaires. ....	106
Figure IV 13 Évolution des signaux d'entrée de la commande.....	107
Figure IV 14 Organigramme du système AFGFDTSMC.....	120
Figure IV 15 Trajectoire des variables de sortie (défaut du rotor 2,4,6,8 et défaillance du rotor 1,3). ....	121
Figure IV 16 Trajectoires des angles de roulis et de tangage (défaut des rotors 2,4,6,8 et défaillance des rotors 1,3).....	121
Figure IV 17 Vitesse du rotor (défaut des rotors 2,4,6,8 et défaillance des rotors 1,3)..	122
Figure IV 18 Position du système dans l'espace 3D (défaut des rotors 2,4,6,8 et défaillance des rotors 1,3).....	122

## Liste des Tableaux

Tableau I 1 Comparaison entre FTCA et FTCP .....	20
Tableau II 1 Définition des paramètres de l'hélicoptère octorotor.....	41
Tableau II 2 Paramètres du moteur.....	44
Tableau III 1 Les paramètres physiques de l'hélicoptère octorotor. ....	62
Tableau III 2 Matrice d'inférence du contrôleur flou .....	74
Tableau IV 1 Paramètres de l'observateur. ....	100

# Glossaire

FTC	Commande Tolérante aux Défauts
FTCA	Commande Tolérante aux Défauts Active
FTCP	Commande Tolérante aux Défauts Passive
FDI	Unité de Détection et d'Isolation des Défauts
SMC	Commande par Mode Glissant
IMU	Unité de Mesure Inertielle
UAV	Véhicules Aérien Autonome
DOF	Degrés de Liberté
LQG	Linear Quadratic Gaussian
MCD	Matrice Cosinus Directionnel
TSK	Système de Logique Floue de Takagi-Sugeno- Kang
SMO	Observateur à mode glissant
AT2FB	Commande par Backstepping Flou type 2 Adaptatif
GFDTSMC	Commande par Mode Glissant Dynamique Globale Terminale Rapide
TSMC	Commande par Mode Glissant Terminale
FTSMC	Commande par Mode Glissant Terminale Rapide
FAGFDTSMC	Commande Adaptative Floue à Mode Glissant Dynamique Globale Terminale Rapide.

# Introduction générale

## Introduction générale

L'octorotor UAV est un drone avancé équipé de huit rotors pour la propulsion et la maniabilité. Cette configuration améliore la stabilité, la capacité de levage et la redondance, ce qui le rend adapté à un large éventail d'applications. Les octorotor sont couramment utilisés dans des secteurs tels que la photographie et la vidéographie aériennes, l'agriculture, la cartographie, l'arpentage, l'inspection des infrastructures, les opérations de recherche et de sauvetage et la recherche scientifique. Ils offrent un contrôle précis, des temps de vol prolongés et la possibilité de transporter diverses charges utiles telles que des caméras haute résolution, des capteurs et même des cargaisons légères. Grâce aux progrès technologiques, Les octorotor continuent de jouer un rôle important dans l'amélioration de l'efficacité de la sécurité et des capacités de collecte des données dans divers secteurs [1].

Bien que les octorotors offrent de nombreux avantages, ils sont toujours susceptibles de présenter diverses défaillances ou pannes au cours des missions. Parmi les pannes le plus courantes : défauts de l'actionneur, Problèmes de batterie, défauts de système et défauts de capteur [2].

Pour atténuer ces défauts et garantir la réussite de la mission, les opérateurs effectuent généralement des contrôles avant le vol, respectent les programmes de maintenance, utilisent des systèmes redondants dans la mesure du possible et ont recours à des procédures d'urgence pour faire face à des circonstances imprévues. En outre, les progrès constants de la technologie des drones visent à améliorer la fiabilité, l'autonomie et la tolérance aux défauts (FTC) afin de minimiser la probabilité et l'impact des défauts au cours des missions [3].

La commande tolérante aux défauts (FTC) prend une importance cruciale pour assurer le fonctionnement sûr et fiable des systèmes dynamiques, en particulier dans les applications critiques telles que les aéronefs octorotors. Pour relever ces défis, les chercheurs ont proposé diverses stratégies de commande tolérante aux défauts pour les octorotors. Une approche prometteuse associe l'observateur à mode glissant à une commande tolérante aux défauts basés sur les systèmes d'inférences floues type 2 adaptatives afin d'améliorer les capacités de tolérance aux défauts du système. Ce schéma

de contrôle intégré vise à assurer la robustesse contre les incertitudes, les perturbations et les défauts, garantissant ainsi une sûreté de fonctionnement fiable pour l'ocrotor [4].

Avant d'aborder la stratégie de contrôle, il est essentiel de comprendre le modèle dynamique de l'ocrotor. Le modèle dynamique décrit la relation entre les entrées (forces et moments du rotor) et les états du système (position, vitesse et orientation). L'aéronef octoror peut être représenté par un modèle mathématique basé sur les principes de la dynamique des corps rigides.

Le modèle dynamique d'un octoror prend généralement en compte les mouvements de translation et de rotation. Le mouvement de translation comprend la position et la vitesse le long de trois axes orthogonaux, tandis que le mouvement de rotation implique l'orientation ou l'attitude de l'ocrotor, généralement représentée à l'aide d'angles d'Euler ou de quaternions. La dynamique de l'ocrotor est influencée par des facteurs tels que les forces du rotor, les moments, les effets aérodynamiques et les perturbations externes [5].

Mathématiquement, le modèle dynamique de l'ocrotor peut être représenté à l'aide des équations du mouvement, qui sont dérivées des lois du mouvement de Newton et des équations d'Euler. Ces équations décrivent les relations entre les entrées (forces et moments du rotor), les états (position, vitesse et orientation) et la dynamique du système [6].

En analysant le modèle dynamique, les chercheurs peuvent concevoir des algorithmes de commande qui régulent les forces et les moments du rotor en fonction des états désirés et qui compensent les défauts et/ou les perturbations. L'observateur à mode glissant est utilisé pour estimer avec précision les états du système, même en présence d'incertitudes et de perturbations. Une commande hybride backstepping flou type 2 adaptative est utilisée pour générer des entrées de commande qui s'adaptent aux conditions variables du système et gèrent efficacement les non-linéarités [7]. La combinaison de l'observateur par mode glissant et la commande hybride backstepping flou type 2 adaptative dans les systèmes de commande tolérante aux défauts pour les octorors présente plusieurs avantages, tel que l'observateur à mode glissant assure une estimation fiable de l'état, ce qui facilite la détection et l'isolation des défauts. La commande

backstepping flou type 2 adaptative compense les incertitudes, les perturbations et les défauts, ce qui garantit la robustesse et la stabilité des performances de l'ocotorotor.

Dans la commande par mode de glissement avec l'ajout de la commande équivalente est considérée comme une commande complète [8]. Celle-ci contient un terme continu (commande équivalente) pour pré-positionner l'état futur de système et un terme discontinu de hautes fréquences (commande discontinue) pour assurer l'attractivité de la surface et la compensation des erreurs de modélisation, et aussi pour réduire l'effet des perturbations exogènes et les effets des défauts. Dans notre travail nous avons utilisé une autre approche de commande hybride basée sur la commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide avec les systèmes d'inférences flous type 1 adaptatives. Cette hybridation a été proposée pour améliorer la propriété de convergence asymptotique de la commande par mode glissant conventionnel et pour compenser les effets des défauts sans utilisé l'observateur. En comparaison avec l'approche conventionnel du mode glissant, l'algorithme de commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide offre des propriétés supérieures telles que : la rapidité et la convergence en temps fini.

Les différents points motivants notre recherche sont, principalement, les suivants :

1) Utiliser les outils de l'intelligence artificielle, notamment les systèmes d'inférence flous type 1 et type 2 pour remédier aux problèmes des erreurs de modélisation.

2) La combinaison de l'observateur non linéaire et la commande hybride backstepping flou type 2 adaptative dans les systèmes de commande tolérante aux défauts pour les octorotors présente plusieurs avantages, tel que l'observateur à mode glissant assure une estimation fiable de l'état, ce qui facilite la détection et l'isolation des défauts.

3) Synthétiser des surfaces de glissement non linéaires stables, en se basant sur le critère de stabilité au sens de Lyapunov. Ces surfaces doivent garder les mêmes propriétés cruciales que celles d'une surface linéaire et assure la rapidité et la convergence en temps fini.

4) synthèse une commande tolérante aux défauts en se basant sur l'algorithme de commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide et les systèmes d'inférences flous type 1 adaptatives afin de composer les effets des défauts.

## **Contributions**

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

- 1) Application d'une commande hybride glissant floue type 1 sur le modèle dynamique de l'ocrotor en présence des défauts d'actionneur.
- 2) Synthèse d'une loi de commande hybride backstepping flou type 2 adaptative basée sur un observateur non linéaire afin de faciliter la détection et l'isolation des défauts. Cette loi a été validée, en simulation sur un modèle d'un octorotor à six degrés de liberté.
- 3) développement d'une commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide avec les systèmes d'inférences flous type 1 adaptatives en présence des défauts d'actionneur sans utiliser l'observateur. Nous avons appliqué cette commande sur le modèle dynamique de l'ocrotor.

## **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 sur les commandes tolérantes aux défauts
- Le second chapitre est consacré à la modélisation d'un hélicoptère à six degrés de liberté de type octorotor.
- La synthèse et les résultats de simulation de la commande par mode glissant conventionnelle et la commande hybride glissant floue type 1 sont présentés dans le troisième chapitre.
- Dans le quatrième chapitre, nous proposons une commande hybride backstepping flou type 2 adaptative basée sur un observateur non linéaire et une commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide avec les systèmes d'inférences flous type 1 adaptatives en présence des défauts.
- Nous terminons ainsi cette thèse par une conclusion générale avec des perspectives.

# **Chapitre I:**

Etat de l'art sur la Commande  
tolérante aux défauts

## I.1 Introduction

La commande tolérante aux défauts (FTC) est devenue un élément de plus en plus essentiel des systèmes modernes d'ingénierie. Avec la complexité et l'interconnexion croissantes des systèmes, le risque de défaillances et de pannes a augmenté, qui crée des graves difficultés sur le plan de la sécurité, d'économie et d'environnement. Dans de nombreuses applications, telles que l'aérospatiale, l'automobile et le contrôle industriel, une panne ou un dysfonctionnement du système peut avoir de graves conséquences, notamment des pertes humaines, des dommages matériels et des pertes financières. Il est donc essentiel de s'assurer qu'un système peut fonctionner de manière fiable et sûre en présence de défauts [9].

La FTC implique l'utilisation de diverses techniques pour détecter, diagnostiquer et atténuer les défauts qui peuvent survenir dans un système. Ces techniques comprennent la détection, diagnostic, isolation et la reconfiguration des défauts. L'objectif de la FTC est de maintenir les performances et la stabilité du système en présence de défauts, tout en minimisant leurs effets sur le système fonctionnement [10].

Au fil du temps, des avancées importantes ont été effectuées dans le domaine de la FTC, avec de nouvelles méthodes et techniques développées pour traiter différents types de défauts et de configurations de systèmes. Les premières approches du FTC étaient souvent ad hoc et reposaient sur une intervention manuelle, mais avec l'avènement de la méthode moderne de la commande et de calcul, des approches plus sophistiquées et automatisées ont été développées.

Un défi majeur de la FTC est le développement de ses stratégies efficaces. Ces stratégies impliquent l'utilisation de composants ou de lois de commande redondants pour maintenir les performances et la stabilité du système en présence des défauts. Les approches de la FTC comprennent la commande passive (FTCP) et la commande active (FTCA) [11]. La FTCP implique l'utilisation de composants redondants qui ne sont activés qu'en cas de défaillance, tandis que la FTCA implique l'utilisation de lois de commande conçues pour éliminer les effets des défaillances en temps réel.

Un autre défi est l'intégration de la FTC avec d'autres stratégies de commande, par exemple la commande basée sur l'apprentissage et la commande adaptative, afin

d'améliorer les performances et l'efficacité globales du système [12]. Cela nécessite le développement de nouvelles approches de la conception des commandes qui peuvent équilibrer efficacement les performances, la fiabilité et la complexité.

En outre, le développement de systèmes plus complexes et intelligents tolérants aux défauts est un domaine de recherche actif. Les techniques d'intelligence artificielle et d'apprentissage automatique seront impliquées pour développer des systèmes adaptatifs et autonomes tolérants aux défauts, capables d'apprendre par l'adaptation et l'expérience à des conditions changeantes.

Ce chapitre donne un rappel de l'état de l'art de la tolérance aux défauts, y compris les différents types de défauts, les méthodes de détection et de diagnostic des défauts, les approches de la tolérance aux défauts et les méthodes d'évaluation de la performance.

### **I.1.1 Principe de la FTC**

La FTC fait l'objet d'un ensemble de techniques utilisées pour maintenir les systèmes fonctionnels et performants en présence de défauts. Ces défauts peuvent se produire dans divers composants du système, notamment les capteurs, les actionneurs et les unités de commande. Les techniques de FTC sont conçues pour détecter la présence de défauts, diagnostiquer leurs causes profondes et compenser leurs effets afin que le système reste stable et remplisse les fonctions prévues [13].

La FTC est particulièrement importante dans les systèmes critiques pour la sécurité, comme les avions, les engins spatiaux et les centrales nucléaires, où une défaillance peut avoir des conséquences désastreuses. Elle est toutefois de plus en plus utilisée dans d'autres domaines, tels que l'automobile et la fabrication, où les temps d'arrêt dus aux défaillances des systèmes peuvent être coûteux. Pour être efficace, la FTC nécessite une compréhension approfondie de la dynamique des systèmes sous-jacents, ainsi qu'une notion des principes de la commande et des techniques de diagnostic des défauts.

## **I.2 Définitions générales**

### **I.2.1 Défaut**

Un défaut est un événement qui affecte un système, entraînant une modification de ces caractéristiques et de sa dynamique, ce qui se traduit par une dégradation des performances du processus, voire une instabilité [14].

### **I.2.2 Défaillance**

La fonctionnalité d'un système dans des conditions opérationnelles déterminées est interrompue de façon permanente [15].

### **I.2.3 Panne**

Une panne est un état de dysfonctionnement matériel ou logiciel d'un système, qui est en général provoqué par une défaillance. Le dispositif est incapable d'exécuter la fonction requise ; la défaillance peut être permanente ou intermittente [16].

### **I.2.4 Dysfonctionnement**

Pendant le développement d'une fonctionnalité d'un système, le service rendu n'est pas disponible ou est délivré de manière incomplète [15].

### **I.2.5 Perturbations**

Les perturbations sont des signaux d'entrée indésirables et incontrôlables qui doivent être tolérés [17].

### **I.2.6 Tolérance aux défauts**

La capacité d'un système contrôlé à maintenir les objectifs de commande malgré d'apparition des défauts. Il peut être possible d'accepter une réduction de la performance de contrôle. La tolérance aux défauts peut être obtenue par l'accommodement des défauts et/ou reconfiguration du contrôleur [18].

#### **I.2.6.1 L'accommodement des défauts**

Modification des paramètres ou de la structure du contrôleur pour éviter les conséquences d'un défaut. L'entrée-sortie entre le contrôleur et l'installation est invariable.

### **I.2.6.2 Reconfiguration du contrôleur**

Modification des entrées-sorties entre le contrôleur et l'installation par la variation de la structure et des paramètres du contrôleur.

### **I.2.7 Diagnostic**

Le diagnostic du défaut est une opération qui intervient après la détection du défaut et qui nous fournit des informations sur le type, l'amplitude, localisation et le temps d'apparition du défaut. Le diagnostic du défaut est divisé en trois étapes : détection, isolation et identification [19].

#### **I.2.7.1 Détection**

Détermination des défauts présents dans un système et du temps de leur détection.

#### **I.2.7.2 Isolation**

Détermination du type, la position et le moment de la détection d'un défaut

#### **I.2.7.3 Identification**

Détermination du comportement d'un défaut en fonction de la taille et du temps [19].

## **I.3 Mode de fonctionnement**

Le mode de fonctionnement peut être classé en trois catégories principales : mode sain, mode dégradé et mode défaillant [20].

### **I.3.1 Le mode sain**

Correspond à l'état de fonctionnement normal d'un système où tous les composants fonctionnent correctement et où le système fonctionne comme prévu.

### **I.3.2 Le mode dégradé**

Désigne un état dans lequel le système fonctionne toujours, mais avec un niveau de performance ou de fonctionnalité réduit en raison de la présence de défauts ou de défaillances dans certains de ses composants. En mode dégradé, le système peut encore être en mesure de remplir sa fonction prévue, mais avec une efficacité ou une capacité réduite.

### **I.3.3 Le mode défaillant**

Fait référence à une condition dans laquelle le système a complètement cessé de fonctionner ou n'est plus en mesure de remplir sa fonction prévue en raison de la défaillance d'un ou de plusieurs composants critiques. En mode défaillance, le système peut devoir être arrêté, réparé ou remplacé avant de pouvoir reprendre son fonctionnement normal.

## **I.4 Classification des défauts**

La classification des défauts est le processus de catégorisation des défauts ou des défaillances dans un système. Dans la commande tolérance aux défauts, la classification des défauts est une phase essentielle du processus de détection et de diagnostic des défauts, car elle permet d'identifier la nature, la cause et la complexité d'un défaut. La classification des défauts peut également aider à déterminer la stratégie de commande tolérance aux défauts appropriée à appliquer [21].

Il existe différentes façons de classer les défauts, selon le type de système, le niveau de détail requis et le domaine d'application. Nous présentons ici quelques approches courantes de la classification des défauts.

### **I.4.1 Type de défaut**

Les défauts peuvent être classés selon leur type ou leur nature, comme les défauts de capteur, les défauts d'actionneur et les défauts de système.

#### **I.4.1.1 Défauts actionneur**

Les défauts d'actionneur font référence au dysfonctionnement ou à la défaillance d'un actionneur dans un système de commande. Un actionneur est un composant d'un système qui convertit le signal de commande en une action physique, telle que le mouvement ou le positionnement d'un dispositif mécanique. Les actionneurs sont utilisables dans une large zone d'applications industrielles, notamment dans les domaines de la fabrication, robotique, des systèmes de transport et aérospatiale.

Les défauts des actionneurs peuvent être dus à diverses raisons, telles que l'usure, les dommages mécaniques, les défaillances des composants électriques ou électroniques, ou les erreurs logicielles. Les défauts des actionneurs peuvent entraîner un comportement

imprévisible ou dangereux du processus commandé, ce qui peut compromettre les performances, la stabilité ou la sécurité du système de commande.

#### **I.4.1.2 Défauts capteur**

Les défauts de capteur font référence aux problèmes ou aux défaillances qui se produisent avec les capteurs utilisés dans un système de commande. Les capteurs sont des composants essentiels d'un système de commande, car ils fournissent des informations sur l'état ou le comportement du processus physique ou du dispositif contrôlé. Les défaillances des capteurs peuvent être dues à diverses raisons, telles que le vieillissement du capteur, un dysfonctionnement, un dommage ou un mauvais alignement. Les défauts plus communs sont :

- **Dérive** : Il s'agit d'un changement progressif de la sortie du capteur au cours du temps, bien que le processus ou le dispositif mesuré reste constant. La dérive du capteur peut être causée par des facteurs tels que les changements de température, le vieillissement ou l'exposition à des contaminants.
- **Biais** : Ce phénomène se produit lorsque la sortie du capteur est déplacée ou décalée par rapport à sa valeur réelle. Le biais du capteur peut être causé par des facteurs tels que les erreurs d'étalonnage, le bruit électrique ou les défauts de fabrication.
- **Le bruit (perturbations)** : Il s'agit de la présence de fluctuations ou de variations aléatoires dans la sortie du capteur, qui peuvent être causées par le bruit électrique, des facteurs environnementaux ou une conception imparfaite du capteur.
- **Saturation** : Cela se produit lorsque la sortie du capteur atteint sa limite maximale ou minimale, et ne peut plus fournir un retour d'information précise sur le processus ou le dispositif contrôlé. La saturation du capteur peut être causée par une surcharge, des conditions extrêmes ou un capteur endommagé.

#### **I.4.1.3 Défauts système**

Les défauts du système font référence à des problèmes qui peuvent résulter de changements dans les propriétés physiques ou le comportement du système commandé, pouvant avoir des conséquences négatives sur les rendements, la stabilité ou la sécurité du

système de commande. Ses défauts peuvent inclure des changements dans la dynamique du système dus à l'usure, aux dommages ou au vieillissement des composants du système [22]. L'humidité ou la température ou des changements dans le comportement de fonctionnement du système sont des conditions qui affectent la stabilité de système.

#### **I.4.2 Sévérité des défauts**

Les défauts peuvent être classés en fonction de leur sévérité ou de leur impact sur les performances ou la sécurité du système, tel que les défauts mineurs, les défauts majeurs [23].

#### **I.4.3 Durée du défaut**

Les défauts peuvent être classés en fonction de leur durée ou de leur persistance, comme les défauts brusque, les défauts progressifs ou les défauts intermittents [24]. La figure I.1 représente la répartition temporelle des défauts.

##### **I.4.3.1 Défaut brusque**

Désigne une défaillance inattendue et complète d'un système ou d'un composant sans aucun avertissement ou indication préalable. Ce type de défaut peut se produire lorsqu'un système ou un composant est soumis à des contraintes excessives ou lorsqu'il y a une défaillance catastrophique d'un composant critique. Les défauts brusques peuvent avoir des conséquences graves, en particulier dans les systèmes ou applications critiques pour la sécurité, et il est essentiel pour la mise en œuvre des pratiques de conception et d'essai robustes et fiables pour les prévenir, notamment en effectuant une maintenance régulière, en surveillant les signes avant-coureurs de défaillances imminentes et en mettant en place des systèmes de secours ou de redondance pour garantir le maintien des fonctions critiques en cas de défaillance .

##### **I.4.3.2 Défauts progressif**

Fais référence à un type de défaut qui se produit progressivement avec le temps, souvent en cas d'usure de la corrosion ou d'autres facteurs. Contrairement à un défaut brusque, un défaut progressif peut donner des signes d'avertissement ou des symptômes signalant que quelque élément ne fonctionne pas correctement où se détériore.

Si un défaut progressif n'est pas identifié et éliminé, elle peut éventuellement conduire à une défaillance complète du système ou d'un composant, ce qui peut avoir des conséquences plus graves.

### I.4.3.3 Défauts intermittents

Un défaut intermittent fait référence à un problème ou à une difficulté qui se produit de manière incohérente ou sporadique plutôt que de manière constante ou cohérente. Ce type de défaut peut être difficile à identifier et à dépanner, car le problème peut ne pas être présent lors du test ou du diagnostic du système.

Les défauts intermittents peuvent être générés par une série de raisons telles que des connexions lâches, des composants défectueux, des pannes de courant ou des pannes d'alimentation. Ils peuvent se produire dans n'importe quel type de système, des dispositifs électroniques aux systèmes mécaniques.

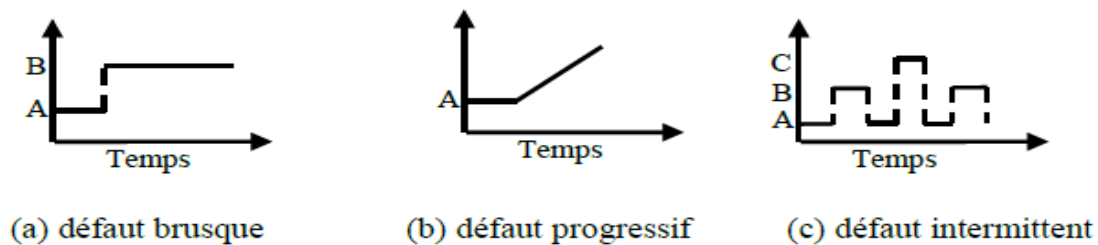


Figure I 1 Répartition temporelle des défauts.

### I.4.4 Cause de défaut

Les défauts peuvent être classés selon leur cause ou leur source, comme les défauts de conception, fabrication ou les défauts environnementaux.

### I.4.5 Méthode de détection des défauts

Les défauts peuvent être selon la méthode utilisée pour la détection, comme les méthodes à base des modèles, les signaux ou les données [25].

### I.4.5.1 Méthode à base des modèles

Ces méthodes s'appuient sur des modèles mathématiques du système pour détecter les défauts. Elles comparent la sortie mesurée du système à la sortie attendue sur la base du modèle. S'il y a une différence significative entre les sorties mesurées et attendues, un défaut est détecté.

### I.4.5.2 Méthodes basées sur les signaux

Ces méthodes analysent les signaux générés par le système pour détecter les défauts. Elles recherchent des anomalies ou des changements dans les signaux qui peuvent indiquer la présence d'un défaut. Les vibrations, la température et la pression sont des exemples de signaux qui peuvent être analysés.

### I.4.5.3 Méthodes basées sur les données

Ces méthodes utilisent l'apprentissage automatique et les techniques statistiques pour analyser les données du système et détecter les défauts. Elles ne nécessitent pas de modèle mathématique du système, mais s'appuient sur des modèles dans les données pour identifier les défauts.

## I.5 Modélisation des défauts

### I.5.1 Défaut actionneur

Le système que nous considérons est un type de système non linéaire avec des entrées multiples et une seule sortie (MISO), qui peut être définie par les formules ci-dessous [26] :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f_0(x) + \sum_{l=1}^p \theta_l f_l(x) + \sum_{i=1}^m b_i g_i(x) u_i \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{I.1})$$

où  $x \in \mathfrak{R}_n$ ,  $y \in \mathfrak{R}$  sont l'état et la sortie,  $u_i \in \mathfrak{R}$  pour  $i = 1, 2, \dots, m$  est l' $i^{\text{ème}}$  entrée du système, c'est-à-dire la sortie de l' $i^{\text{ème}}$  actionneur,  $f_l(x) \in \mathfrak{R}_n$  pour  $l = 0, 1, \dots, p$ ,  $g_i(x) \in \mathfrak{R}_n$  pour  $i = 1, 2, \dots, m$  et  $h(x)$  sont des fonctions non

linéaires lisses connues,  $\theta_l$  pour  $l = 0, 1, \dots, p$  et  $b_i$  pour  $i = 1, 2, \dots, m$  sois des paramètres inconnus et des coefficients de contrôle.

Nous dénotons  $u_{ci}$  comme l'entrée de l'actionneur, et nous définissons un actionneur défaillant comme celui dont l'entrée et la sortie diffèrent, c'est-à-dire  $u_i = u_{ci}$ . Pour modéliser les défaillances des actionneurs, nous présentons les équations suivantes.

$$\rho_i \in [0, 1) + u_{ki}, \forall t \geq t_{iF} \quad (I.2)$$

$$\rho_i u_{ki} = 0, i = 1, 2, \dots, m \quad (I.3)$$

Où  $\rho_i \in [0, 1)$ ,  $u_{ki}$  et  $t_{iF}$  sont tous des constantes inconnues. (2) montre que le  $i^{\text{ème}}$  actionneur tombe en panne soudainement à partir du temps  $t_{iF}$ . (3) implique les trois cas suivants :

1. Si  $\rho_i \neq 0$  et  $u_{ki} = 0$ , alors l'actionneur I est partiellement inefficace, c'est-à-dire que sa sortie est proportionnelle à son entrée avec une constante de proportionnalité  $\rho_i$ .
2. Si  $\rho_i = 0$  et  $u_{ki} \neq 0$ , alors l'actionneur I est totalement inefficace, c'est-à-dire que sa sortie est fixée à une valeur inconnue  $u_{ki}$ .
3. Si  $\rho_i = 0$ , et  $u_{ki} = 0$ , alors l'actionneur I est dans un état flottant, ce qui signifie que sa sortie est incontrôlée et inconnue.

### I.5.2 Défauts intermittents

Un défaut intermittent peut être modélisé comme :

$$y(t) = \sum_{c=1}^{\infty} \delta_C(t_{2c-1}, t_{2c}) \psi_c(t - t_{2c-1}) \quad (I.4)$$

Où  $\psi_c \in \mathbb{R}$  est la fonction de défaut.  $\delta_C \in \mathbb{R}$  est le profile temporel peut être représenté par:

$$\delta_C(T_1, T_2) = \delta_{C1}(t - T_1) - \delta_{C2}(t - T_2) \quad (I.5)$$

Où  $\delta_{C1}$  est le mode d'évolution de l'apparition du défaut à  $T1$  et  $\delta_{C2}$  est le mode d'évolution de la disparition à  $T2$ , avec  $T1 < T2$ . Le mode d'évolution  $\delta_{Ck}$   $k=1,2$  peut être modélisé comme suit :

$$\delta_{Ck}(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 - e^{-k_{ck}t} & t \geq 0 \end{cases} \quad (I.6)$$

Où  $k_{ck} > 0$  est le taux d'évolution. Lorsque  $k_{ck} \rightarrow \infty$ , l'apparition de la défaillance est caractérisée comme brusque. Le paramètre  $C$  est le nombre d'intervalles de temps de la présence du défaut ( $C=3$  est le cas d'un défaut intermittent dans l'équation I.4). Les cas particuliers de défauts intermittents sont les défauts transitoires, permanents  $C=1$ ,  $t_2 \rightarrow \infty$  en particulier, les défauts transitoires peuvent être modélisés comme suit :

$$y(t) = \delta_1(t_1, t_2) \psi_1(t - t_1) \quad (I.7)$$

Et les défauts permanents peuvent être représentés par :

$$y(t) = \delta_1(t_1, \infty) \psi_1(t - t_1) \quad (I.8)$$

La fonction de défaut  $\delta_c$  est généralement variable dans le temps. Certains cas particuliers de fonctions de défaut sont :

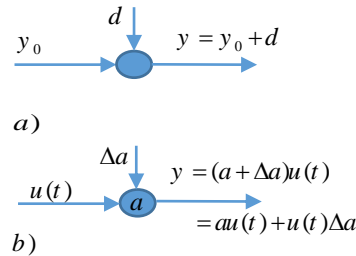
(1) offset, c'est-à-dire  $\delta_c(t) = \delta_c^\circ$ , où  $\delta_c^\circ$  désigne une grandeur constante.

(2) dérive, c'est-à-dire  $\delta_c(t) = R_c t$  où  $R_c$  est la pente constante.

(3) la dégradation de la précision, la fonction de défaut  $\delta_c(t)$  étant une variante aléatoire d'une distribution donnée.

- Les variables de modélisation peuvent être catégorisées en deux catégories en considérant leur traitement mathématique : additives et multiplicatives. Les perturbations non modélisées et le bruit agissent comme des entrées externes additives. Par contre, les écarts de paramètres se multiplient avec des variables d'état ou des variables d'entrée et

sont donc multiplicatifs. La figure I.2 montre la différence. Par simplification, considérons un système avec un facteur de gain scalaire  $\alpha$ . remarquons que l'effet de l'incertitude  $u(t)\Delta\alpha$ , peut être considéré comme une variation de paramètre  $\Delta\alpha$  (généralement constante dans le temps) avec un coefficient  $u(t)$  variant dans le temps. Une autre difficulté est que  $\Delta\alpha$  a un effet sur la stabilité du système.



**Figure I 2** a) Défaut additif    b) Défaut multiplicatif.

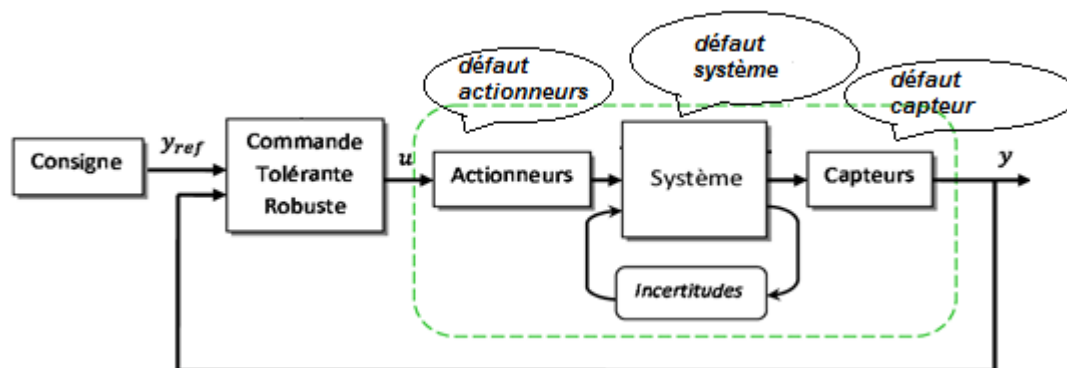
## I.6 Classification des méthodes de la FTC

Il existe deux méthodes de la FTC : la FTC passive et la FTC active. La FTC passive est un type de système FTC qui, comme la commande robuste, ne dépend pas d'informations défectueuses pour commander le système. Dans cette approche, un contrôleur fixe est conçu pour être robuste face à un défaut prédéfini du système, et la redondance est intégrée dans la conception pour rendre le système tolérant aux défauts. Les systèmes FTCA, par contre, sont destinés à répondre à l'apparition de défauts dans le système. Une unité de détection et d'isolation des défauts (FDI) est utilisée dans ces systèmes pour localiser et mesurer la taille du défaut, et un contrôleur de supervision détermine comment modifier la structure et les paramètres de contrôle pour compenser le défaut. Les modifications peuvent inclure la reconfiguration du contrôle, la gestion des redondances et la redondance analytique. Les approches passives et actives utilisent des techniques différentes pour atteindre le même objectif, et chaque approche peut donner lieu à des propriétés uniques en raison de son approche de conception. Dans la section suivante, une brève explication de la FTC passive et active sera présentée [27].

### I.6.1 FTC Passive

Dans FTCP, des méthodes de commande robuste utilisées pour maintenir la structure en boucle fermée sans défaut.

La tolérance aux défauts est assurée sans modifier la conception des commandes de base, l'utilisation en ligne des informations correspondant aux perturbations qui affectent le système. Les défauts, considérés comme étant des sources de perturbations, sont utilisés dans la conception du système de commande. Les méthodes de commande et d'analyse de la FTCP, est basée à l'utilisation des techniques de commande robustes vis-à-vis des obstacles extérieurs et des incertitudes de mesure (SMC, Commande linéaire quadratique,  $H_\infty$ ,...). Cette méthode ne nécessite pas de module de reconfiguration de la loi de commande et/ou des paramètres du système, ni d'unité de diagnostic pour reconnaître l'existence de défaut et la figure I.3 illustre la conception générale de FTCP.



**Figure I 3** FTC passive.

De nombreuses méthodes passives de FTC, utilisant des techniques de commande robustes, ont été développées une méthodologie basée sur la minimisation d'un critère LQG (Linear Quadratic Gaussian) pour synthétiser le correcteur FTC a été proposée dans cette méthodologie, l'effet des défauts sur le système a été modélisé par un processus aléatoire. Dans [28] les auteurs ont utilisé la paramétrisation du critère LQG pour synthétiser le correcteur FTC. "Youla" et la technique "loop shapin" de la commande  $H_\infty$  pour concevoir une FTC loi pour minimisation d'un critère  $H_\infty$  afin de synthétiser des lois de FTC a été considérée dans plusieurs travaux.

En particulier, la résolution des équations algébriques de Riccati et les inégalités Matrice linéaire [29] ont été appliqués pour la solution du problème de minimisation  $H_\infty$ . Bien que les lois de FTC de la méthode passive soient simples à appliquer, elles présentent un faible niveau de performance.

En effet, la robustesse à certains défauts, peu fréquents, se fait au coût d'une dégradation des performances en mode "sain". Il est évident que cette dégradation des performances sera plus importante si le nombre de défauts prédéfinis est élevé. Les techniques passives peuvent être suffisantes dans certaines applications où le nombre de défauts est faible.

### **I.6.2 La FTC Active**

Les méthodes de commande tolérante aux défauts dites actives réagissent à la présence des défauts en modifiant la commande en ligne de façon à stabiliser le système pour détecter et isoler les défauts affectant le système en ligne, des technologies puissantes de détection et d'isolation des défauts sont nécessaires [30].

La figure I.4 illustre la conception générale de FTCA. Les deux étapes principales de la commande sont les deux blocs FDI et FTC.

- Les variables de défaut et d'état du système sont détectées et estimées par le bloc FDI, qui mesure les entrées et les sorties du système. Lorsqu'un défaut s'est présenté, le bloc "FDI" transmet au bloc "FTC" des données en ligne sur l'état du système et les défauts.

-Le module FDI doit être capable de considérer les différentes catégories des défauts du système et d'assurer l'exactitude de ces données afin d'activer le processus de reconfiguration dans les plus courts délais possibles.

- Le bloc FDI transmet des informations au bloc FTC, en se basant sur la technique utilisée et le degré de défaut fourni, il reconfigure ou adapte les règles de commande en ligne pour préserver la stabilité, les performances nominales et la dynamique du système.

La figure I.4 montre que la FTCA utilise un superviseur. Le concept est le suivant: dans le mode sain, la méthode de contrôle nominale initialement identifiée dans le système "idéal" élimine les anomalies et assurée la stabilisation du système en boucle fermée,

Le bloc FDI ne signale pas de l'existence d'un défaut et la loi de contrôle n'est pas ajustée. Le bloc FDI détecte, isole et identifie les défauts s'ils se produisent. Le bloc FTC fournit une Loi de contrôle qui stabilise le système défaillant.

En général, les types de configurations possibles :

- Défauts accommodation.
- Système reconfiguration
- La restructuration.

Dans le cas de la reconfiguration, les défauts de faible amplitude sont les seuls à être pris en considération. Le système à contrôler reste inchangé tandis que la nouvelle loi de contrôle est créée par la modification en ligne des paramètres d'entrée et de sortie du contrôleur.

Dans les situations où les composants défectueux ne peuvent pas être pris en charge, on a recours à la reconfiguration du système, elle est identifiée par le changement de la structure du système pour compenser une défaillance ou un défaut

Le processus de restructuration implique la création d'une nouvelle loi de commande en ajustant à la fois les paramètres et la structure de l'autorité de régulation.

Dans les situations où ni l'accommodation ni la reconfiguration ne peuvent résoudre le problème de contrôle, la restructuration est utilisée comme méthode alternative.

L'un des inconvénients les plus graves de FTCA est la durée limitée pour recalculer la nouvelle loi de commande lors de la détection de chaque défaut.

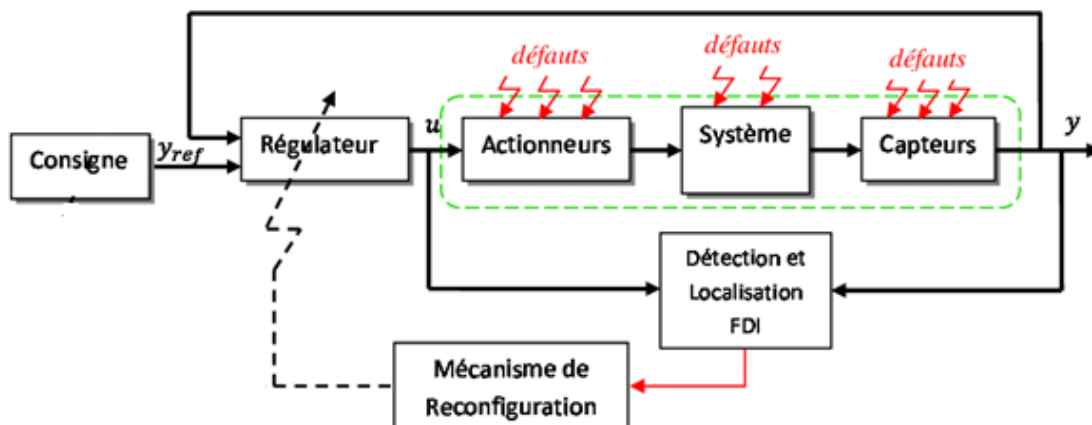


Figure I 4 FTC Active.

La différence entre FTCA et FTCP est illustré dans le Tableau I.1.

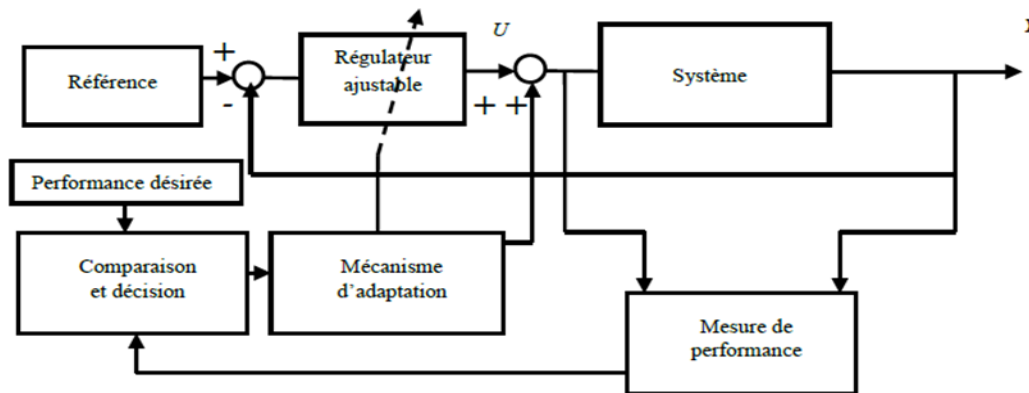
Tableau I 1 Comparaison entre FTCA et FTCP

Propriété du système	FTCA	FTCP
Architecture	Complexe	Simple
FDI	essentiel,	n'est pas nécessaire
Structure de commande	Variable	Fixe
Nature des défauts	Diverses	Les défauts fixes prédéfinis sont pris en compte
Effet du bruit	Peut être affecté par le bruit et une mauvaise décision	Robuste au bruit
Reconfiguration du contrôleur	Nécessaire	Pas nécessaire
Le traitement de l'information	Grandes	Relativement petites
Détection des défauts	En ligne/Temps réel	Hors ligne
Temps de réponse	Lent	Rapide
Délai d'attente	Possible en cas de bruit	Non

## I.7 Methodes de la FTC

### I.7.1 Commande adaptative

Cette approche regroupe plusieurs techniques utilisées pour modifier automatiquement les contrôleurs en temps réel, dans le but de maintenir un niveau de performance désiré, même en présence de paramètres de processus inconnus ou variant dans le temps. Elle fait appel à des techniques d'identification en ligne pour estimer les paramètres du processus à réguler et résoudre le problème de la régulation en cas de changement de ces paramètres [31]. Le concept d'un système de commande adaptatif est illustré dans la Figure I.5.



**Figure I 5** Principe d'un système de commande adaptative.

#### I.7.1.1 La commande adaptative peut être abordée de deux manières

Commande adaptative directe : est une approche de commande qui modifie directement les paramètres d'un contrôleur en temps réel afin de compenser les changements dans la dynamique d'un processus contrôlé, dans le but d'atteindre et de maintenir le niveau de performance désiré.

#### I.7.1.2 Commande adaptative indirecte

L'estimation des paramètres du processus par le biais d'une stratégie d'identification est une façon de commander les systèmes de manière adaptative. C'est ce que montre le régulateur à réglage automatique "adaptive pole-placement command". Ce

type de contrôle adaptatif est préférable à l'autre solution, car il prend en compte les variations des caractéristiques du processus.

Cependant, ces approches ont une tolérance aux défauts limitée. Les techniques de FTC sont plus efficaces que les approches passives, car le calcul de la règle de commande dépend de la situation réelle des caractéristiques du processus.

### **I.7.2 réseaux neuronaux**

Au niveau de la détection et le diagnostic, l'accommodation des défauts basée sur les méthodes de réseaux neuronaux est une méthode puissante. L'utilisation de réseaux neuronaux pour apprendre les corrélations qui concerne les intrants et les extrants du système, puis l'utilisation de ces informations pour détecter et diagnostiquer les défauts du système, est le principe de cette méthode. Cette méthode est très utile pour les systèmes présentant une dynamique complexe et un comportement non linéaire.

Les réseaux neuronaux adaptatifs sont une technique typique d'accommodation des défauts basée sur l'apprentissage des réseaux neuronaux. Les réseaux neuronaux adaptatifs sont capables d'apprendre en permanence à partir des données du système et d'ajuster leurs paramètres pour s'adapter aux conditions changeantes du système. Ces réseaux peuvent être utilisés pour découvrir et traiter les défauts du système, améliorant ainsi les performances globales et la fiabilité du système.

La nécessité de disposer de données de formation précises et fiables constitue toutefois un défi majeur de ces techniques. L'efficacité de la méthode de réseau neuronal est essentiellement dépendante à la qualité et la quantité des données de formation, et toute erreur ou imprécision dans les données peut entraîner une dégradation des performances ou une instabilité du système [32].

### **I.7.3 logique floue**

Pour concevoir des techniques de correction des défauts dans divers domaines, la technique de la logique floue a été appliquée. Les techniques d'accommodation des défauts fondées sur la logique floue utilisent des ensembles flous et des règles floues pour modéliser les intrants et les extrants du système, et pour prendre des décisions concernant

la détection, l'isolation et la compensation des défauts. Ses techniques ont l'avantage de pouvoir traiter les incertitudes et les informations imprécises, et peuvent être facilement intégrées à d'autres techniques de contrôle et de diagnostic des défauts. Les systèmes d'inférence floue et le regroupement flou sont couramment utilisés dans la détection des défauts par logique floue. Les systèmes d'inférence flous utilisent un ensemble de règles floues pour prendre des décisions basées sur les intrants et les extrants du système, tandis que le regroupement flou est utilisé pour identifier et classer les défauts dans le système [33].

#### **I.7.4 Commande prédictive**

Le principe de la commande prédictive est une approche de la commande qui utilise un modèle mathématique du processus pour prédire son comportement sur un horizon temporel futur. Sur la base de ces prévisions, on calcule une séquence de contrôle optimale qui minimise un critère de performance spécifié, sous réserve de contraintes sur les entrées et les sorties du système. La première action de contrôle de la séquence optimale est alors appliquée au système, et le processus est répété à chaque pas de temps.

La commande prédictive peut gérer un large éventail de contraintes, notamment des limites d'entrée et de sortie, des contraintes de sécurité et des contraintes dynamiques, ce qui la rend particulièrement utile pour contrôler des processus complexes. Elle peut également gérer des modèles de processus non linéaires, variables dans le temps et incertains.

Cependant, la commande prédictive nécessite généralement une grande quantité de ressources informatiques et peut être sensible aux erreurs de modélisation et aux incertitudes. Il est donc important de concevoir et d'ajuster soigneusement l'algorithme de commande prédictive pour atteindre le niveau de performance désiré [34].

#### **I.7.5 pseudo-inverse**

La méthode pseudo-inverse est une technique bien connue pour la commande tolérante aux défauts qui est largement référencée. L'un de ses principaux atouts est son efficacité en matière de calcul, ainsi que sa polyvalence dans le traitement d'un large éventail de défauts du système, à condition qu'ils aient été déterminés à l'avance.

La méthode pseudo-inverse consiste à calculer le gain de la loi de commande par le biais d'un retour d'état de manière à ce que le fonctionnement du système en boucle fermée, en présence d'un défaut, ressemble étroitement au comportement du système nominal selon une norme spécifiée [35].

La représentation d'état ci-dessous décrit le système. En situation de fonctionnement nominal :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \alpha x(t) + \beta u(t) \\ y(t) = \zeta x(t) \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Lorsque :  $x(t)$  se réfère à le vecteur d'état,  $u(t)$  le vecteur de commande et  $y(t)$  le vecteur de sortie du système, tels que  $x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m$  et  $y \in \mathbb{R}^p$ .  $\alpha, \beta$  et  $\zeta$  sont des matrices de dimensions respectives  $n \times n, n \times m$  et  $p \times n$ .

Étant donné que l'état est mesurable, la loi de commande employée dans la situation nominale est la commande par retour d'état linéaire, qui est formulé comme suit :

$$u(t) = \Omega x(t) \quad (\text{I.10})$$

Avec  $\Omega$  le gain de retour d'état, la manière ci-dessous représente le système en mode défaillant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \alpha_f x(t) + \beta_f u_\ell(t) \\ y(t) = \zeta_f x(t) \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Avec la nouvelle vecteur de commande  $u_\ell(t) \in \mathbb{R}^m$ ,  $\alpha_f, \beta_f$  et  $\zeta_f$  sont des matrices de dimensions respectives .

$$u_\ell(t) = \Omega_\ell x(t) \quad (\text{I.12})$$

L'équation (I.12) représente la nouvelle loi de commande reconfigurée. L'objectif est de localiser la matrice de gain de retour d'état  $\Omega_\ell$  de telle sorte que la différence exprimée par la norme de Frobenius entre les matrices d'état du système nominal et du système défectueux soit réduite au minimum. :

$$\begin{cases} \Omega_\ell = \arg_{\Omega_\ell} \min \|(\alpha + \beta \Omega) - (\alpha_f + \beta_f \Omega_\ell)\|_f \\ = \beta_f^+ (\alpha + \beta \Omega - \alpha_f) \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Avec le pseudo-inverse de la matrice  $\beta_f$  est  $\beta_f^+$

L'une des limites importantes de cette méthode est que la loi de commande optimale ne garantit pas la stabilité du système en boucle fermée en présence de défauts. Cela signifie que même si nous trouvons une matrice de gain de retour d'état optimal, il n'y a aucune garantie que le système restera stable dans tous les scénarios de défaut possibles.

Il est important de noter que la stabilité du système en boucle fermée dépend de plusieurs facteurs, notamment le type et la sévérité du défaut, la stratégie de contrôle choisie et la dynamique du système. Par conséquent, la conception d'une stratégie de contrôle robuste capable de gérer divers scénarios de défaut est essentielle pour garantir la stabilité et les performances du système.

## **I.8 Commandes tolérantes aux défauts d'un véhicule aérien autonome**

Aujourd'hui, plusieurs domaines d'application reposent sur l'utilisation de drones ou d'UAV, comme ils sont petits, légers et maniables, les drones ont de nombreuses utilisations dans les domaines militaire et civil, comme la détection des incendies, l'inspection des lignes électriques, la surveillance aérienne, la photographie aérienne,

L'inspection des toits et des panneaux solaires, la cartographie 3D, etc. Afin d'accomplir ces missions en toute sécurité, les drones doivent être équipés d'un système informatique embarqué ou d'un pilote automatique, de différents capteurs (GPS, IMU, magnétomètre, baromètre...) et d'actionneurs pour assurer la pleine fonctionnalité du drone [36].

Les stratégies de commande tolérante aux défauts (FTC) pour les drones avaient dernièrement fait l'objet d'une grande attention dans les domaines de la recherche, en conséquence de la prise de conscience du danger résultant des défaillances des composants et de la nécessité de disposer de systèmes fiables et sûrs dans les applications critiques.

## I.9 Identification des modes de défaillance

Pour commencer le processus d'analyse des risques d'un drone multi rotor, il est essentiel d'identifier tous les modes de défaillance possibles qui pourraient se produire dans le système. Ces modes de défaillance peut être classée en deux catégories principales : les modes liés au matériel et les modes liés au logiciel, et ils peuvent être classés par sous-système.

- Les modes de défaillance associés aux capteurs d'altitude peuvent entraîner une instabilité de l'axe vertical du drone multi rotor, ce qui peut potentiellement entraîner une perte de contrôle. L'un de ces modes de défaillance se produit lorsque le capteur d'altitude ne renvoie pas de données valides, qui peut survenir pour plusieurs facteurs. Par exemple, le capteur peut dépasser sa limite de portée si le drone est trop haut ou s'il survole un obstacle. Un mauvais filtrage ou des vibrations provenant de la cellule peuvent également entraîner une perte de données valides provenant du capteur, ce qui peut conduire à une instabilité et à une perte de contrôle potentielles. Il est essentiel d'identifier et de traiter ces modes de défaillance au niveau du traitement de l'analyse des différents types de risques afin de garantir un fonctionnement sûr et fiable de l'UAV [37].
- L'unité de mesure inertielle (IMU) est un composant essentiel d'un drone multirotor, et sa défaillance peut avoir de graves conséquences. L'un de ces modes de défaillance se produit lorsque l'unité de mesure inertielle ne fournit pas d'informations précises sur l'attitude ou ne fournit pas d'informations du tout. Il est alors impossible de contrôler le véhicule, ce qui peut entraîner des accidents ou d'autres situations dangereuses. Il est essentiel d'identifier et de traiter ces modes de défaillance au niveau du traitement de l'analyse des différents types de risques afin de garantir un fonctionnement sûr et fiable de l'UAV. Des systèmes de redondance et de sauvegarde appropriés doivent également être mis en œuvre pour éviter que la défaillance de l'IMU n'entraîne un résultat catastrophique [38].
- La défaillance du moteur est un mode de défaillance grave et catastrophique pour les drones multi rotors. Dans certaines configurations, telles que les quadrotors ou les configurations octorotor spécifiques, une seule défaillance de moteur peut conduire à une

perte de commande, qui peut être inévitable. La défaillance peut être due à diverses raisons, telles qu'une utilisation longue entraînant une dégradation progressive du moteur, la présence de particules dans le moteur ou un contact brusque avec des obstacles environnementaux tels que des branches d'arbre ou des débris qui tombent. Une autre cause de défaillance du moteur peut être la surchauffe du contrôleur électronique de vitesse (ESC), résultant d'une surconsommation de courant ou d'un fonctionnement dans un environnement chaud. L'identification et le traitement des modes de défaillance du moteur sont essentiels au niveau du traitement de l'analyse des différents types de risques afin de garantir la sécurité de fonctionnement du drone. La mise en œuvre de systèmes de redondance et de secours peut contribuer à atténuer le risque de défaillance catastrophique en cas de défaillance du moteur.

- Les modes de défaillance associés aux algorithmes de navigation et de stabilisation peuvent avoir de graves conséquences pour le drone multi rotor. Un mode de défaillance de l'algorithme de navigation peut entraîner une localisation erronée du système, causée par des informations incorrectes provenant des capteurs ou des défauts logiciels dans le processus de navigation. D'autre part, un mode de défaillance de ces algorithmes peut entraîner un système instable qui ne peut pas être stabilisé. Ce mode de défaillance peut se produire lorsqu'une loi de contrôle linéaire est combinée à un vol dynamique rapide (ce qui entraîne des effets non linéaires) ou en raison de mauvais gains de contrôle lorsque les propriétés du système changent (par exemple, en raison d'une charge utile). L'identification et en prenant en considération ces modes de défaillance au niveau du traitement de l'analyse des différents types de risques sont cruciaux pour garantir un fonctionnement sûr et fiable de l'UAV. Des tests et des vérifications appropriées des algorithmes peuvent également contribuer à prévenir l'apparition de ces modes de défaillance [39].

- Les modes de défaillance de la communication avec la station terrestre peuvent avoir un effet important sur le fonctionnement de l'UAV multi rotor. Les pertes de communication peuvent entraîner une perte de visibilité du système, ce qui peut conduire à des situations dangereuses. Ces défaillances peuvent être causées par différents facteurs, tels que des interférences de signal, des problèmes de routeur, le fait d'être hors de portée,

ou encore la latence et le retard dans la transmission des données. Il est essentiel d'identifier et de traiter ces modes de défaillance au niveau du traitement de l'analyse des différents types de risques afin de garantir un fonctionnement sûr et fiable de l'UAV. L'installation des méthodes de redondance de la communication et de secours, tels que des antennes multiples, peut contribuer à atténuer le risque de défaillance des communications. Des tests et un entretien régulier de l'équipement de communication peuvent également contribuer à prévenir ces modes de défaillance.

- La défaillance de la batterie est un problème important pour les drones multi rotors, car elle peut entraîner une perte de puissance, susceptible de provoquer des chutes ou d'autres situations dangereuses. La défaillance de la batterie peut être due à diverses raisons, telles que l'endommagement de la batterie, un court-circuit, une surchauffe causée par un courant dépassant les limites de la batterie, ou une défaillance des connexions électriques due aux vibrations et aux forces exercées pendant le vol. Il est essentiel d'identifier et de traiter ces modes de défaillance au niveau du traitement de l'analyse des différents types de risques afin de garantir un fonctionnement sûr et fiable de l'UAV. Un entretien, une surveillance et des tests appropriés de la batterie peuvent contribuer à prévenir les défaillances de celle-ci. L'installation des méthodes de redondance et d'alimentation de secours, tels que des batteries multiples, peut également contribuer à atténuer le risque de défaillance catastrophique due à une défaillance de la batterie.

### **I.10 FTC pour les UAV grâce à la redondance des actionneurs.**

La FTC pour les UAV grâce à la redondance des actionneurs est un domaine de recherche actif. L'objectif de la FTC est de garantir qu'un UAV puisse continuer à fonctionner de manière sûre et efficace même si un ou plusieurs de ses actionneurs tombent en panne. Il existe plusieurs approches pour obtenir une commande tolérante aux défauts grâce à la redondance des actionneurs dans les drones. L'une d'entre elles consiste à utiliser plusieurs actionneurs pour contrôler chaque degré de liberté du drone, de façon à ce que, si l'un d'entre eux est défaillant, les autres peuvent encore assurer le contrôle nécessaire. Une autre méthode consiste à appliquer des techniques de détection et d'isolation des défauts (FDI) pour détecter la défaillance d'un actionneur, puis à reconfigurer le système de commande pour compenser la défaillance [40].

La recherche récente s'est principalement intéressée à la mise au point d'algorithmes de commande avancés qui peuvent fournir une commande tolérante aux défauts en temps réel. Ces algorithmes utilisent souvent des techniques d'apprentissage automatique pour apprendre le comportement du drone et prédire les effets des défaillances des actionneurs. Ils peuvent ensuite utiliser ces informations pour adapter les signaux de commande en temps réel afin de compenser les défaillances. Un autre domaine de recherche est le développement de nouvelles technologies d'actionneurs plus fiables et tolérants aux défauts. Par exemple, plusieurs scientifiques étudient l'utilisation de matériaux intelligents, comme les alliages à mémoire de forme. Ou les matériaux piézoélectriques, qui peuvent changer de forme ou de taille en réponse à un courant électrique. Ces matériaux peuvent fournir une action sans nécessiter de composants mécaniques traditionnels, qui peuvent être sujets à des défaillances.

En général, l'état de l'art en matière de commande tolérante aux défauts pour les drones grâce à la redondance des actionneurs est en constante évolution, car de nouvelles technologies et techniques sont développées et testées. Bien que des défis subsistent, comme les compromis entre la redondance et le poids, les chercheurs progressent vers le développement de drones qui peuvent fonctionner efficacement et en sécurité, même en cas de panne de l'actionneur.

### **I.11 Perturbations du vent sur la dynamique d'un multi rotor.**

L'objectif du contrôle d'un drone est de stabiliser son orientation et sa position dans l'espace, de suivre avec succès une trajectoire désirée et d'assurer le décollage et l'atterrissage automatiques. Afin d'obtenir des solutions au niveau du contrôleur, il est nécessaire d'avoir un modèle représentatif des effets incontrôlables sur la trajectoire du drone.

L'influence des conditions météorologiques doit donc être considérée pour rechercher une solution. Au problème de contrôle d'un multi rotor, Ces conditions peuvent être résumées ci-dessous [41].

- Les changements de température qui peuvent affecter les mesures du capteur.
- Changements dans la densité de l'air qui peuvent partiellement affecter les forces de friction agissant sur l'hélice.
- Les changements dans les mouvements, les directions et la vitesse du vent qui peuvent être considérés comme des perturbations externes de la dynamique du système.

## **I.12 Conclusion**

En conclusion, la commande tolérante aux défauts est un aspect critique des systèmes de commande modernes, en particulier dans les applications où la fiabilité du système est de la plus haute importance. Le développement d'algorithmes et de techniques de commande tolérante aux défauts a beaucoup progressé au fil des ans, avec des avancées significatives dans des domaines tels que la détection des défauts, le diagnostic des défauts et leur accommodation. L'utilisation de la redondance, de techniques de commande robustes et de méthodes de commande adaptatives s'est avérée efficace pour assurer la stabilité du système et maintenir ses performances même en présence de défauts.

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude de la littérature sur la commande tolérante aux défauts, en mettant l'accent sur les différentes techniques et algorithmes qui ont été proposés. Nous avons discuté des avantages et des limites de chaque technique, ainsi que des principaux défis qui restent à relever dans ce domaine. Notre analyse a montré que la commande tolérante aux défauts est un problème complexe et difficile qui nécessite l'intégration de plusieurs disciplines, notamment la théorie de la commande, le traitement des signaux et la modélisation des systèmes.

Dans le cas général, la commande tolérante aux défauts est un domaine de recherche actif qui est essentiel pour assurer le fonctionnement sûr et fiable des systèmes de contrôle modernes. Avec l'apparition de nouvelles technologies et applications, le développement de techniques de commande tolérante aux défauts plus avancées et plus efficaces sera essentiel pour répondre aux exigences croissantes en matière de fiabilité

et de performance des systèmes. Le chapitre suivant fait l'objet de la modélisation de l'hélicoptère à six degrés de liberté type octorotor à l'état sein et en présence des défauts.

# **Chapitre II :**

Modélisation d'octorotor à l'état  
sein et en présence des défauts

## II.1 Introduction

L'utilisation des véhicules aériens sans pilote (UAV) s'est rapidement développée ces dernières années, révolutionnant la manière dont nous abordons un large éventail de tâches. Des missions de reconnaissance militaires aux opérations de recherche et de sauvetage, en passant par l'inspection des infrastructures, les drones nous offrent un moyen sûr, rentable et efficace de collecter des données et d'effectuer des tâches qui étaient autrefois impossibles ou d'un coût prohibitif [42].

L'objectif de ce chapitre est de présenter une vue générale des principes fondamentaux de la technologie des drones, en mettant l'accent sur les différents types de drones, leur modèle dynamique, leur fonctionnement et leurs capacités, ainsi que sur les défis et les limites liés à leur utilisation. Nous aborderons également les différents systèmes de propulsion et les capteurs utilisés dans les drones, ainsi que leur impact sur les performances et l'efficacité, les différents aspects opérationnels des drones, y compris les systèmes de communication et de contrôle, la planification et l'exécution des missions. Nous aborderons également les différentes applications des drones, notamment la surveillance et la reconnaissance, la cartographie et l'arpentage, la recherche et le sauvetage, ainsi que les applications commerciales, telles que la livraison et le transport [43].

Ce chapitre propose une introduction aux principes fondamentaux de la technologie des drones, couvrant les différents types de drones, leur conception et leur modèle dynamique, leur fonctionnement et leurs capacités, ainsi que les défis et les limites liés à leur utilisation. À la fin de ce chapitre, le lecteur aura une compréhension de base de la technologie des drones, de ses applications potentielles et de ses limites, ainsi que des efforts de recherche et de développement en cours visant à améliorer la technologie des drones.

## II.2 Modélisation de véhicule aérien autonome (multi rotor)

Un système de drone multirotor est un système hautement non linéaire, multivariable, fortement couplé et instable. Dans la pratique, il existe plusieurs modèles des drones multi rotors : quadrotors, tricoptères, hexarotors, octorotors coaxiaux.

Dans cette thèse, seul l'ocotorotor est considéré pour valider nos contributions. Notez que dans les octorotors, les actionneurs sont empilés par paires contrarotatives de manière à ressembler à un quadrotor comme sur la Figure II.1.

En général, un drone multirotor est un corps rigide symétrique à 6 degrés de liberté (DOF) qui comprennent plusieurs actionneurs attachés aux extrémités des bras du système et sur lesquels sont fixées les hélices. Chaque moteur peut être contrôlé individuellement via un contrôleur électronique de vitesse (ESC), modifiant ainsi les états (position et orientation) du drone et lui permettant de manœuvrer dans l'espace tridimensionnel [44].

Dans la littérature, deux formalismes principaux sont utilisés pour dériver le modèle dynamique d'un drone multi rotor

- Le concept d'Euler-Lagrange
- Le concept de Newton-Euler

L'approche du formalisme de Newton-Euler est exprimée en termes de coordonnées du cadre du corps, puis est dérivée en termes de coordonnées du cadre de la terre à l'aide de la transformation cinématique. Par contre, le formalisme d'Euler-Lagrange utilise directement des coordonnées généralisées dans les coordonnées du cadre, mais les équations du mouvement nécessitent la formulation de potentiel et des énergies cinétiques du système dans ce cadre. Ce qui conduit à une formulation plus complexe. Cependant, le résultat final des deux approches est équivalent, qui est écrit aussi avec des notations différentes. Dans [45], un modèle détaillé du l'ocotorotor est donné, incluant toute la dynamique des corps rigides, les forces aérodynamiques et les effets gyroscopiques. Les deux méthodes, les formalismes de Newton Euler et d'Euler-Lagrange, sont cohérentes pour la description de la dynamique du véhicule aérien. Cependant, il a été noté, comme

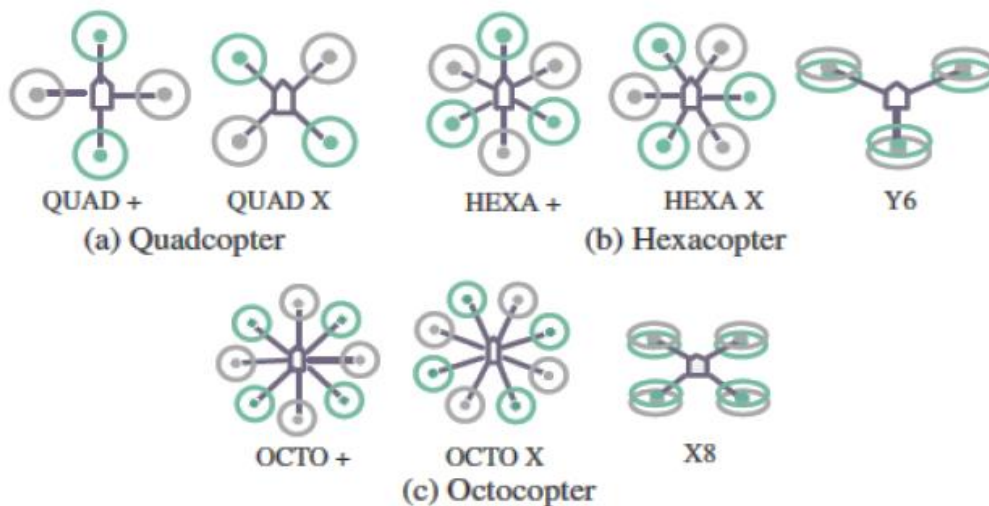
expliquer précédemment, que le formalisme de Newton-Euler est plus facile à comprendre. C'est ce formalisme qui est choisi dans cette thèse pour modéliser la dynamique de l'octorotor.

Dans ce travail, certaines hypothèses sont posées pour faciliter le processus de modélisation :

- La structure de l'hélicoptère est rigide et symétrique.
- Les hélices sont rigides.
- Chaque moteur réagit immédiatement à la vitesse de rotor commandée.
- La poussée et la traînée sont calculées en fonction du carré de la vitesse de l'hélice.

### II.2.1 Modélisation à l'aide du formalisme de Newton-Euler

Pour les drones multirotors, il existe plusieurs configurations, dont le tricoptère, le quadrotor, l'hexarotor et l'octorotor. La Figure II.1 montre les configurations de drones qui sont pris en compte les systèmes de pilotage autonome à code source ouvert, où le moteur de couleur cyan se réfère à un moteur tournant dans la direction des aiguilles d'une montre et le moteur gris est un moteur tournant dans le sens inverse [46]. Dans ce travail, nous concentrerons sur les configurations octoX.



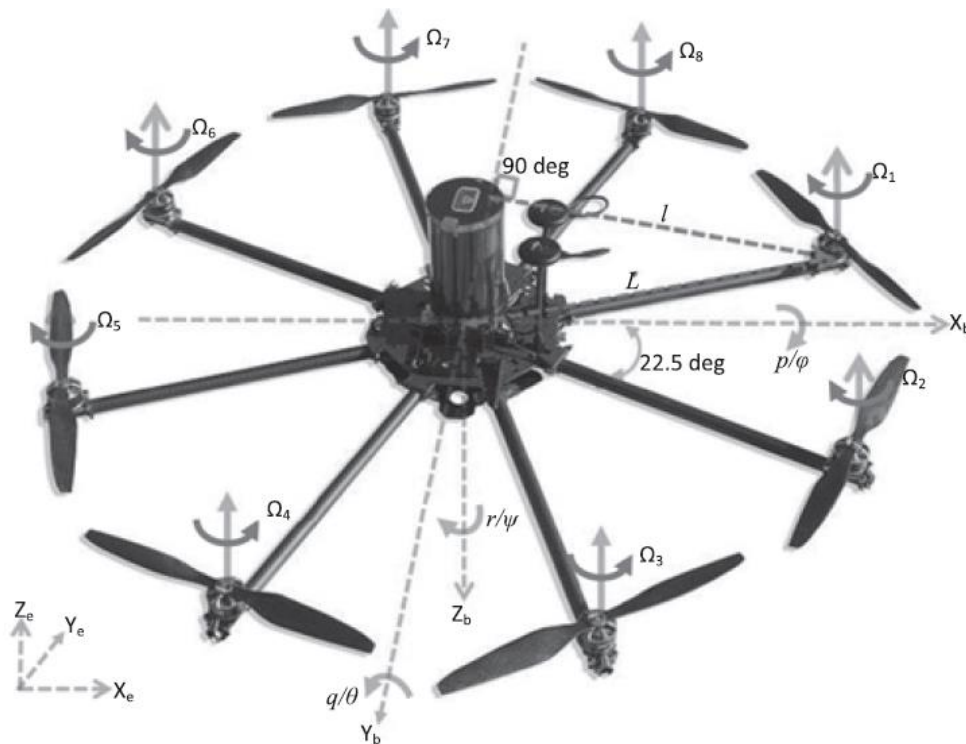
**Figure II 1** Configurations multirotors.

La Figure II.2 montre la configuration de l'octorotor. Contrairement au quadrotor qui n'a que quatre rotors, l'octorotor a huit rotors également espacés de  $22,5^\circ$  et reliés au centre par des bras.

Pour l'octorotor, les moteurs qui sont tournés dans le sens contraire de la rotation sont les moteurs ( $M_3$ ,  $M_4$ ,  $M_7$  et  $M_8$ ) avec des vitesses angulaires  $\omega_3$ ,  $\omega_4$ ,  $\omega_7$  et  $\omega_8$ .

Tandis que les quatre autres moteurs ( $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_5$  et  $M_6$ ) tournent dans la direction des aiguilles d'une montre avec des vitesses angulaires  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $\omega_5$  et  $\omega_6$ .

Dans cette section, nous introduirons d'abord les frames utilisés pour étudier le mouvement du multi rotor, puis nous décrirons les angles d'Euler par rapport à l'orientation du véhicule. Multi rotor. Enfin, nous décrirons la dérivation de la matrice de rotation utilisée pour exprimer les vecteurs dans les différents repères.



**Figure II 2** Configuration de l'octorotor.

- Le repère terrestre  $R_e \{X_e, Y_e, Z_e\}$

Ce repère est utilisé pour définir le lieu de départ de la mission, ou domicile. Il sera utilisé pour dériver les équations de mouvement de translation. Dans ce cadre,  $Z_e$  vers le haut  $Y_e$  pointe vers l'est, et  $X_e$  pointe vers le nord.

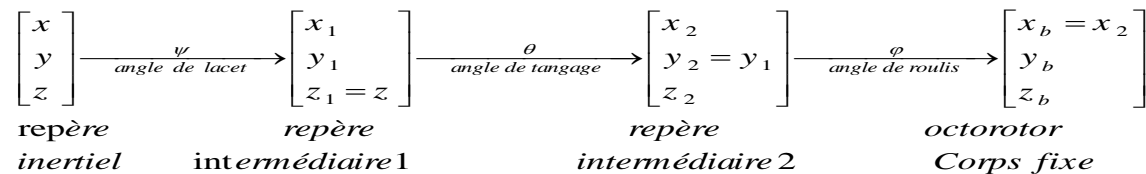
- Le repère du corps  $R_b \{X_b, Y_b, Z_b\}$

Ce repère est fixé au corps du drone et son origine est le centre de gravité du drone. L'axe positif  $X_b$  du cadre du corps pointe vers la direction avant du drone. L'axe  $Y_b$  positif pointe vers la droite et l'axe  $Z_b$  est perpendiculaire aux axes  $X_b$  et  $Y_b$  pointe vers le haut.

### II.2.2 Angles d'Euler

L'orientation du véhicule est déterminée par les angles d'Euler. Ils sont connus sous le terme des angles de lacet  $\psi$ , de tangage  $\theta$  et de roulis  $\varphi$ , la transformation entre le cadre terrestre et le cadre du corps peut être réalisé par trois rotations d'Euler successives.

La Figure II.3 présente les trois rotations d'Euler successives nécessaires pour transformer le cadre de la terre en cadre du corps. Dans le référentiel du corps. Cette transformation se fait en appliquant successivement une rotation autour de chacun des trois axes cartésiens, en maintien de la règle de la main droite. La première tournant sur l'axe z d'un angle  $\psi$  transforme le repère inertiel en un repère intermédiaire 1. Cette opération est suivie d'un tournant d'un angle  $\theta$  sur le nouvel axe  $y_1$  afin d'obtenir le deuxième repère intermédiaire 2. Enfin, le dernier angle d'Euler définit la rotation sur le nouvel axe  $x_2$  pour obtenir le cadre du corps. Ainsi que nous le découvrirons dans la prochaine section, une matrice de rotation est associée à chaque transformation [46].



**Figure II 3** Transformation entre la terre et le cadre fixe du corps à l'aide des angles d'Euler.

En supposant que le fuselage se comporte comme un corps rigide dans l'espace et qu'il est soumis à des forces aérodynamiques causées par la rotation du rotor, la dynamique du système peut être décrite. Cette dynamique peut être représentée à l'aide du formalisme de Newton-Euler, ce qui donne les équations de mouvement suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = v \\ m\ddot{\xi} = F_g + F_f + F_t \\ J\dot{\Omega} = -(J\Omega \wedge \Omega) + \Gamma_g - \Gamma_f - \Gamma_a \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$m$  : est la masse globale de l'ocrotorotor,  $\xi$  : représente le centre de masse de l'ocrotorotor par première cadre de référence inertiel {E} (liée à la terre).

$J$  : est la matrice d'inertie au centre de masse, représentée dans le cadre de référence {B}.

La construction de l'ocrotorotor étant considérée comme symétrique, alors la matrice  $J$  est considérée comme diagonale.

$$J = \begin{pmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{pmatrix} \quad (\text{II.2})$$

$\Omega$  : représente la vitesse angulaire de l'ocrotorotor exprimée dans le cadre de référence {B}, déterminé par :

$$\Omega = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta \\ 0 & \cos \varphi & \sin \varphi \cos \theta \\ 0 & -\sin \varphi & \sin \theta \cos \varphi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Lorsque l'ocrotorotor effectue des mouvements angulaires d'amplitude faible,  $\Omega$  peut être utilisé pour représenter le vecteur comme  $(\dot{\varphi}, \dot{\theta}, \dot{\psi})^T$ .

### II.2.3 Matrice de rotation

La matrice de transformation homogène  $R$  est une représentation mathématique qui décrit la relation entre deux cadres de coordonnées. Plus précisément,  $R$  relie la position et l'orientation du cadre de référence solide à la position et à l'orientation du cadre de référence inertiel, en d'autres termes,  $R$  représente la transformation qu'il faut appliquer aux coordonnées d'un point exprimées dans le référentiel solide pour les exprimer dans le référentiel inertiel. Cette transformation comprend une translation et une rotation du référentiel solide par rapport au référentiel inertiel.

Cette matrice de rotation est obtenue en multipliant chacune des trois matrices relatives associées à chaque angle d'Euler, associées à chaque angle d'Euler. Ces matrices de rotation sont respectivement données par [47] :

$$Rt_x(\varphi) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi & -\sin \varphi \\ 0 & \sin \varphi & \cos \varphi \end{pmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$Rt_y(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$Rt_z(\psi) = \begin{pmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

La matrice de rotation, également appelée matrice cosinus directionnel (MCD), est alors exprimée comme suit :

$$Rt_{x,y,z}(\varphi, \phi, \psi) = Rt_x(\varphi) * Rt_y(\phi) * Rt_z(\psi)$$

$$Rt_{x,y,z}(\varphi, \phi, \psi) = \begin{pmatrix} \cos \theta \cos \psi & \cos \psi \sin \theta \sin \varphi - \sin \psi \cos \varphi & \cos \psi \sin \theta \cos \varphi + \sin \psi \sin \varphi \\ \sin \psi \cos \theta & \sin \psi \sin \theta \sin \varphi + \cos \psi \cos \varphi & \sin \psi \sin \theta \cos \varphi - \cos \psi \sin \varphi \\ -\sin \theta & \cos \theta \sin \varphi & \cos \varphi \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{II.7})$$

La anti symétrique matrice  $\eta(\Omega)$  avec un vecteur déterminé  $\Omega = [\Omega_1 \ \Omega_2 \ \Omega_3]^T$  il est déterminé de la manière suivante :

$$\eta(\Omega) = \begin{pmatrix} 0 & -\Omega_3 & \Omega_2 \\ \Omega_3 & 0 & -\Omega_1 \\ -\Omega_2 & \Omega_1 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$F_f$  est la force résultante des poussées produites par les huit rotors déterminée par :

$$F_f = \sum_{i=1}^8 F_i * \begin{pmatrix} \cos \psi \sin \theta \cos \varphi + \sin \psi \cos \varphi \\ \sin \theta \cos \varphi \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi \\ \cos \varphi \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec  $F_i = b \ \omega_i^2$

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

$F_g$  regroupe les forces liées à la gravité :

$$F_g = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Où  $m$  est la masse de l'ocrotorotor et  $g$  est l'accélération de la gravité.

La résultante des forces de trainée selon (X, Y, Z) est notée par  $F_t$  écrite sous la forme :

$$F_t = \begin{pmatrix} k_1 & 0 & 0 \\ 0 & k_2 & 0 \\ 0 & 0 & k_3 \end{pmatrix} * \dot{\xi} \quad (\text{II.11})$$

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

Le vecteur résultant des moments appliqués à la structure de l'ocrotorotor est noté par  $\Gamma_f$ , écrit sous la forme suivante :

$$\Gamma_f = \begin{pmatrix} -bl(\omega_3 + \omega_4 - \omega_7 - \omega_8) \\ bl(\omega_1 + \omega_2 - \omega_6 - \omega_7) \\ d(-\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2 - \omega_5^2 - \omega_6^2 + \omega_7^2 + \omega_8^2) \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$d$  est le facteur d'échelle entre la force et le moment,  $l$  est la distance entre le centre de masse de l'ocrotorotor et l'axe de rotation du rotor et  $b$  est le coefficient de portance.

La vitesse de rotation élevée des pales de l'hélice provoque un effet gyroscopique, qui affecte le mouvement du véhicule lorsque la vitesse de rotation des hélices n'est pas les même. Le couple gyroscopique s'exprime comme suit :

$$\Gamma_g = \sum_{i=1}^8 \mathcal{G} \wedge J_H \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ (-1)^{i+1} \omega_i \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Où  $\mathcal{G} = -\omega_1 - \omega_2 + \omega_3 + \omega_4 - \omega_5 - \omega_6 + \omega_7 + \omega_8$ .  $\mathcal{G}$  désigne la vitesse résiduelle globale de l'hélice résultant de la rotation du rotor déséquilibré, et  $\omega_1, \dots, \omega_8$  sont les vitesses angulaire des rotors.  $J_H$  est l'inertie de l'hélice.

$\Gamma_a$  désigne le vecteur résultant des frottements dus aux couples aérodynamiques déterminé par :

$$\Gamma_a = \begin{pmatrix} k_4 & 0 & 0 \\ 0 & k_5 & 0 \\ 0 & 0 & k_6 \end{pmatrix} * \Omega^2 \quad (\text{II.14})$$

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

### II.3 Modèle dynamique de l'ocrotorotor a l'état sain

Sur la base des hypothèses précédentes et en utilisant la formulation d'Euler-Lagrange (II.1), le modèle dynamique de l'ocrotorotor se présentent sous la forme suivante [48] :

$$\begin{cases}
 \ddot{z} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \cos \theta) u_1 - K_6 \dot{z} \} - g \\
 \ddot{x} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \cos \psi) u_1 - K_4 \dot{x} \} \\
 \ddot{y} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) u_1 - K_5 \dot{y} \} \\
 \ddot{\phi} = \frac{1}{I_x} \{ (I_y - I_z) \dot{\theta} \dot{\psi} - K_1 \dot{\phi}^2 - J_H \vartheta \dot{\theta} + u_2 \} \\
 \ddot{\theta} = \frac{1}{I_y} \{ (I_z - I_x) \dot{\phi} \dot{\psi} - K_2 \dot{\theta}^2 - J_H \vartheta \dot{\phi} + u_3 \} \\
 \ddot{\psi} = \frac{1}{I_z} \{ (I_x - I_y) \dot{\phi} \dot{\theta} - K_3 \dot{\psi}^2 + u_4 \}
 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Dont les paramètres sont présentés dans le Tableau II.1:

**Tableau II 1** Définition des paramètres de l'hélicoptère octorotor.

$M$	Masse
$I_x, I_y$ et $I_z$	L'inertie sur l'axe (x, y, z)
$L$ et $l$	Bras et moment longueur du bras $l = L \cos(\frac{\pi}{8})$
G	L'accélération de la gravité.
B	Coefficient de portance
$U_1$	La poussée totale sur le corps dans l'axe z
$U_2$ et $U_3$	Entrées en roulis et en tangage
$U_4$	Moment de lacet
$k_1, \dots, k_6$	Les coefficients de traînée

La formulation mathématique des entrées  $U_1 \cdots U_4$  en fonction des vitesses de rotation  $\omega_1 \cdots \omega_8$  est obtenu par :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & b & b & b & b & b & b & b \\ 0 & 0 & -bl & -bl & 0 & 0 & bl & bl \\ bl & bl & 0 & 0 & -bl & -bl & 0 & 0 \\ -d & -d & d & d & -d & -d & d & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1^2 \\ \Omega_2^2 \\ \Omega_3^2 \\ \Omega_4^2 \\ \Omega_5^2 \\ \Omega_6^2 \\ \Omega_7^2 \\ \Omega_8^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

**Supposition II.1** :  $\varphi, \theta$  et  $\psi$  sont délimités comme suit :  $\frac{-\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}$ ,

$$\frac{-\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2} \text{ et } -\pi < \psi < \pi .$$

#### II.4 Modèle dynamique de l'ocrotor au mode dégradé

Le modèle dynamique de l'hélicoptère octorotor en mode dégradé est donné par :

$$\begin{cases} \ddot{z} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \cos \theta) u_{1f} - K_6 \dot{z} \} - g \\ \ddot{x} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \cos \psi) u_{1f} - K_4 \dot{x} \} \\ \ddot{y} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) u_{1f} - K_5 \dot{y} \} \\ \ddot{\varphi} = \frac{1}{I_x} \{ (I_y - I_z) \dot{\theta} \dot{\psi} - K_1 \dot{\varphi}^2 - J_H \mathcal{G} \dot{\theta} + u_{2f} \} \\ \ddot{\theta} = \frac{1}{I_y} \{ (I_z - I_x) \dot{\varphi} \dot{\psi} - K_2 \dot{\theta}^2 - J_H \mathcal{G} \dot{\varphi} + u_{3f} \} \\ \ddot{\psi} = \frac{1}{I_z} \{ (I_x - I_y) \dot{\varphi} \dot{\theta} - K_3 \dot{\psi}^2 + u_{4f} \} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Le défaut dans chaque rotor est modélisé par un biais qui se multiplie aux forces en fonctionnement sain obtenues par [49] :

$$\omega_{if} = (1 - \beta_i) \omega_i \quad 0 \leq \beta_i \leq 1 \quad (i = 1 \dots 8) \quad (\text{II.18})$$

Où  $\beta_i$  représente le coefficient de défaut de chaque actionneur, si  $\beta_i=0$  correspond à un actionneur sain et  $\beta_i=1$  correspond à un actionneur complètement dégradé,  $U_{1f} \dots U_{4f}$  sont les entrées de commande de l'ocrotor en fonctionnement défectueux écrit par :

$$\begin{bmatrix} U_{1f} \\ U_{2f} \\ U_{3f} \\ U_{4f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & b & b & b & b & b & b & b \\ 0 & 0 & -bl & -bl & 0 & 0 & bl & bl \\ bl & bl & 0 & 0 & -bl & -bl & 0 & 0 \\ -d & -d & d & d & -d & -d & d & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1-\beta_1)\omega_1^2 \\ (1-\beta_2)\omega_2^2 \\ (1-\beta_3)\omega_3^2 \\ (1-\beta_4)\omega_4^2 \\ (1-\beta_5)\omega_5^2 \\ (1-\beta_6)\omega_6^2 \\ (1-\beta_7)\omega_7^2 \\ (1-\beta_8)\omega_8^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

On obtient l'équation suivante en introduisant l'équation (II.19) dans l'équation (II.17) :

$$\begin{cases} \ddot{z} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \cos \theta) u_1 - K_6 \dot{z} \} - g + d_z \\ \ddot{x} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \cos \psi) u_1 - K_4 \dot{x} \} + d_x \\ \ddot{y} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) u_1 - K_5 \dot{y} \} + d_y \\ \ddot{\phi} = \frac{1}{I_x} \{ (I_y - I_z) \dot{\theta} \dot{\psi} - K_1 \dot{\phi}^2 - J_H \mathcal{G} \dot{\theta} + u_2 \} + d_\phi \\ \ddot{\theta} = \frac{1}{I_y} \{ (I_z - I_x) \dot{\phi} \dot{\psi} - K_2 \dot{\theta}^2 - J_H \mathcal{G} \dot{\phi} + u_3 \} + d_\theta \\ \ddot{\psi} = \frac{1}{I_z} \{ (I_x - I_y) \dot{\phi} \dot{\theta} - K_3 \dot{\psi}^2 + u_4 \} + d_\psi \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Les défauts résultants inconnus de l'actionneur sont obtenus par :

$$\begin{cases} d_\phi = \frac{bl}{I_x} (\beta_3 \omega_3^2 + \beta_4 \omega_4^2 - \beta_7 \omega_7^2 - \beta_8 \omega_8^2) \\ d_\theta = \frac{bl}{I_y} (-\beta_1 \omega_1^2 - \beta_2 \omega_2^2 + \beta_5 \omega_5^2 - \beta_6 \omega_6^2) \\ d_\psi = \frac{d}{I_z} (\beta_1 \omega_1^2 + \beta_2 \omega_2^2 - \beta_3 \omega_3^2 - \beta_4 \omega_4^2 + \beta_5 \omega_5^2 + \beta_6 \omega_6^2 - \beta_7 \omega_7^2 - \beta_8 \omega_8^2) \\ d_x = \frac{\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \cos \psi}{m} (-\beta_1 \omega_1^2 - \beta_2 \omega_2^2 - \beta_3 \omega_3^2 - \beta_4 \omega_4^2 - \beta_5 \omega_5^2 - \beta_6 \omega_6^2 - \beta_7 \omega_7^2 - \beta_8 \omega_8^2) \\ d_y = \frac{\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi}{m} (-\beta_1 \omega_1^2 - \beta_2 \omega_2^2 - \beta_3 \omega_3^2 - \beta_4 \omega_4^2 - \beta_5 \omega_5^2 - \beta_6 \omega_6^2 - \beta_7 \omega_7^2 - \beta_8 \omega_8^2) \\ d_z = \frac{\cos \varphi \cos \theta}{m} (-\beta_1 \omega_1^2 - \beta_2 \omega_2^2 - \beta_3 \omega_3^2 - \beta_4 \omega_4^2 - \beta_5 \omega_5^2 - \beta_6 \omega_6^2 - \beta_7 \omega_7^2 - \beta_8 \omega_8^2) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

**Supposition II.2 :** La résultante des défauts de l'actionneur par rapport à l'octorotor est bornée où :

$$|d_j| \leq d_j^+, \quad j = x, y, z, \varphi, \theta, \psi \quad d_j^+ > 0 \quad (\text{II.22})$$

## II.5 Dynamique de rotor

Le rotor est un dispositif composé d'un réducteur et d'un moteur à courant continu entraînant une hélice. La dynamique suivante régit le moteur à courant continu [50] :

$$\begin{cases} V = Ri + L \frac{di}{dt} + C_e \omega \\ C_m = J_H + C_s + C_r \omega^2 \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

En raison de leur taille réduite, l'effet inductif des moteurs n'est pas pris en compte et le modèle dynamique des moteurs est grossièrement représenté par :

$$\dot{\omega}_i = bV_i - \beta_0 - \beta_1 \omega_i - \beta_2 \omega_i^2 \quad i \in [1, 8] \quad (\text{II.24})$$

Avec :  $\beta_0 = \frac{C_s}{J_H}$ ,  $\beta_1 = \frac{C_m C_e}{RJ_H}$ ,  $\beta_2 = \frac{C_r}{J_H}$  et  $b = \frac{C_m}{RJ_H}$

Le Tableau II.2 indique les différents paramètres du moteur :

**Tableau II 2** Les différents paramètres du moteur.

$V$	Tension d'entrée du moteur.
$R$	Résistance du moteur
$C_s$	Le frottement
$C_e$ et $C_m$	Constantes des couples électriques et mécaniques respectivement.
$C_r$	Constante du couple de charges

## II.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter un modèle dynamique d'un hélicoptère type octorotor à six degrés de liberté à l'état sain et en présence des défauts. Le modèle a été développé en utilisant les formalismes de Newton-Euler et il incorpore la plupart des phénomènes physiques de l'ocrotorotor. Les résultats de l'analyse indiquent que le modèle décrit la nature complexe, non linéaire et couplée de l'ocrotorotor et met en évidence les interactions entre ses différents états. En outre, nous avons montré que le système octorotor est multi variable et sous-actionné.

Le modèle développé servira de base à la mise en œuvre de diverses lois de contrôle pour stabiliser l'ocrotorotor. Le chapitre suivant se concentrera sur l'application de différentes stratégies de commandes basée sur les techniques de mode glissant et glissant floue pour réguler le système et améliorer ses performances, afin de suivre en trajectoire de référence avec précision.

# **Chapitre III :**

Commande hybride glissant floue  
en présence des défauts

### III.1 Introduction

Le contrôle précis des octorotors est essentiel pour garantir des opérations sûres et efficaces, en particulier face aux incertitudes et aux conditions dynamiques. Pour relever ces défis, les chercheurs ont exploré des techniques de contrôle avancées, et parmi elles, l'approche de contrôle par glissant flou s'est révélée extrêmement prometteuse. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la théorie et à l'application du contrôleur glissant flou spécialement conçu pour les octorotors. En intégrant la robustesse de la commande par mode glissant à la nature des systèmes de logique floue, ce contrôleur vise à fournir des performances supérieures en termes de suivi de trajectoire, contrôle et stabilisation de l'altitude. Grâce à une étude approfondie de la stratégie de contrôle glissant flou, nous souhaitons mettre en lumière son potentiel à révolutionner les capacités de contrôle des octorotors dans un large éventail de scénarios du monde réel.

#### III.1.1 Systèmes à structure variables

Un système de contrôle non linéaire, utilise des fonctions de variables d'état pour former une hyper surface ou une surface de glissement. La dynamique du système est représentée par cette surface, qui est ensuite mappée à l'équation déterminé par l'hyper surface. La commutation entre ces fonctions de variables d'état forme la loi de commande dû à structure variables. En atteignant l'hyper surface, le système entre dans un régime de glissement insensible aux perturbations externes et paramétriques, à condition que les conditions du régime de glissement soient satisfaites. La commande à structure variable est fréquemment utilisé dans des scénarios de contrôle qui nécessitent un suivi rapide et précis, ou lorsque la dynamique du système est indéterminée [51].

#### III.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable

Supposons le système linéaire dynamique analytique suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + B U \\ y(t) = C^T x(t) \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

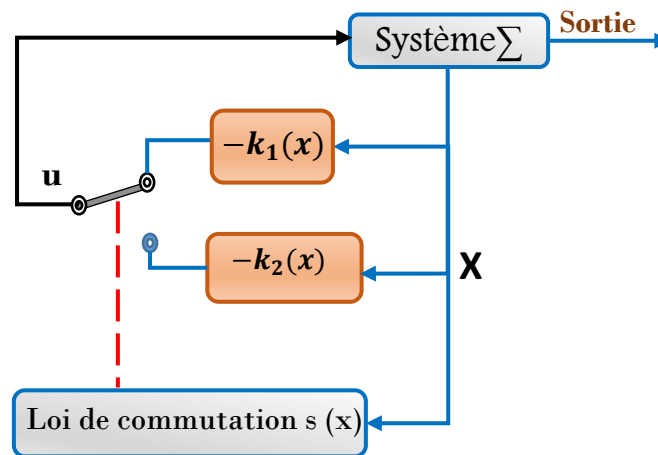
Où  $x \in \mathbb{R}$ , un ouvert de  $R^m$  et  $v$  est la fonction de commande (discontinue).

$v : R^m \rightarrow R, A x(t)$  et  $B U(t)$  des champs des vecteurs définis dans un ouvert de  $R^m$ , avec  $B \neq 0, \forall : x \in X$

La configuration des systèmes à structure variable peut généralement être classée en trois types de base.

### III.2.1 Structure par commutation d'une contre réaction d'état

Dans cette structure, le passage d'un état à l'autre s'effectue au niveau d'une réaction d'état. Cela signifie que le système passe d'un état à un autre en fonction de la valeur d'une variable d'état spécifique. Dans cette configuration, La loi de commande est spécialement conçue pour garantir que la dynamique du système s'aligne sur l'équation de surface de glissement, qui est définie par la variable d'état. Après que la surface de glissement a été atteinte par le système, Il reste en glissement et devient insensible aux perturbations extérieures et paramétriques [52].



**Figure III 1** Structure par commutation d'une contre réaction d'état.

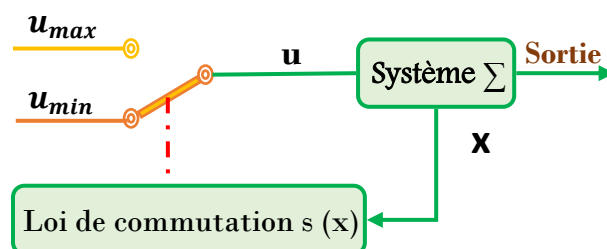
La commande  $u$  est donnée par

$$\begin{cases} u = -k_2(x) \text{ si } s(x) < 0 \\ u = -k_1(x) \text{ si } s(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

### III.2.2 Structure au niveau de l'organe de commande

Cette structure implique la commutation au niveau de la structure de l'unité de contrôle. Dans cette configuration, la structure du contrôleur est commutée entre différents

modes pour obtenir le comportement souhaité du système. Chaque mode correspond à une loi de commande spécifique conçue pour atteindre un objectif particulier du système. La sélection du mode approprié dépend de l'état actuel du système et de son comportement souhaité. Cette configuration est utile pour les applications de contrôle où le comportement du système doit changer rapidement et fréquemment [52].

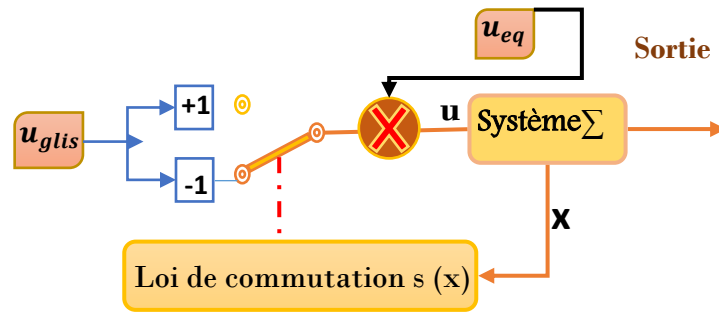


**Figure III 2** Configuration avec loi de commutation au niveau de l'organe de commande.

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{si } s(x) > 0 \\ U_{\min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

### III.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

La troisième configuration des systèmes à structure variable implique la commutation au niveau du contrôleur, avec l'ajout d'une commande équivalente. Dans cette configuration, la loi de commande inclut une commande équivalente conçue pour annuler les effets des perturbations ou incertitudes externes. La commande équivalente est déterminée en calculant l'écart entre la sortie souhaitée et la sortie réelle du système. La loi de commande comprend également une fonction de commutation qui permet de passer d'un mode de commande à l'autre pour obtenir la réponse souhaitée du système. Cette configuration est utile pour les applications de contrôle où le système est soumis à d'importantes perturbations ou incertitudes externes [52].



**Figure III 3** Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente.

### III.3 Théorie de la commande par mode glissant

La commande par mode glissant est une stratégie de commande qui consiste à dessiner les états du système dans une région choisie, Concevez ensuite une loi de commande qui maintient le système dans cette région. Le concept fondamental de cette méthode est d'utiliser le mode de glissement pour garantir que la trajectoire de l'état du système tend vers le plan de glissement et l'atteint finalement dans la région spécifiée, les lois de commandes sont conçues pour maintenir le système sur la surface de glissement une fois qu'il est arrivé, en veillant à ce que le système reste dans la région désirée. Cette approche de commande est particulièrement utile dans les applications de commande où le système est soumis à des incertitudes ou à des perturbations, car elle est conçue pour assurer la robustesse et la stabilité du système [53].

### III.4 Principe de la commande par mode glissant

La commande par mode glissant est basée sur l'ajustement de la trajectoire de l'état d'un système pour l'aligner sur la surface de glissement, puis à utiliser judicieusement la logique de commutation pour atteindre l'équilibre au point désiré. La trajectoire du plan de phase peut être divisée en trois sections principales [54] :

#### III.4.1 Le mode de convergence

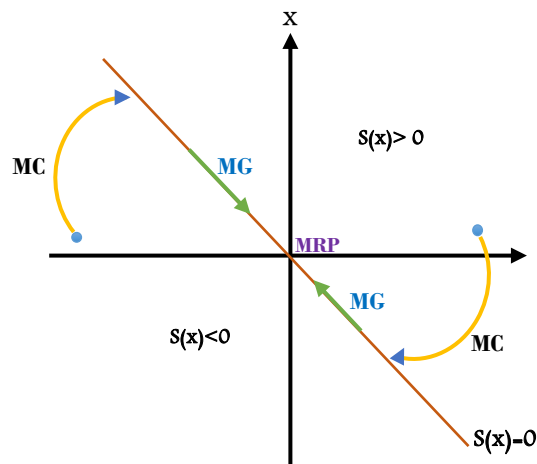
Pour réguler la variable dans cette méthode, la première étape consiste à se déplacer vers la surface de commutation  $S(x, y) = 0$  dans le plan de phase. Le critère de convergence et la loi de commande sont deux facteurs clés dans la détermination des attributs de mode [55].

### III.4.2 Le mode de glissement

Durant cette phase particulière, Les variables d'état convergent lentement vers le plan de glissement et progressent vers l'origine du plan de phase. La performance du mécanisme pendant ce mode est dictée par la surface de glissement, qui est notée par [55]:  
 $S(x, y) = 0$

### III.4.3 Le mode de régime permanent

L'intégration de cette méthode exceptionnelle permet l'examen minutieux de la réaction d'un système à proximité de son point d'équilibre, communément appelé l'origine du plan de phase. L'analyse qui en résulte est remarquable pour ses performances supérieures et son efficacité dans le contrôle [55].



**Figure III 4** Les types des modes de la trajectoire dans le plan de phase.

## III.5 Synthèse de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode glissant se divise en trois phases principales, exposées ci-dessous :

### III.5.1 Choix de la surface de glissement

L'équation (III.4) est utilisée pour créer un modèle du système qui doit être contrôlé. Ensuite, une surface de glissement est sélectionnée pour permettre à l'état du système de glisser vers un état désiré, tout en maintenant la stabilité [56].

$$\begin{cases} \dot{x} = A x(t) + B u(t) \\ y = c x(t) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

L'équation générale suivante décrit la surface de glissement :

$$s(x) = \left(\frac{t}{dt} + \lambda\right)^{(r-1)} e(x) \quad (\text{III.5})$$

Et l'erreur de poursuite définie par : état référentiel de système

$$e(x) = x_{ref} - x_d \quad (\text{III.6})$$

Où :

$x_{ref}$  : est l'état référentiel de système.

$x_d$  : est l'état désiré.

$\lambda$  : est une constante avec une valeur positive qui représente la bande de fréquence de contrôle souhaitée.

$e(x)$  : est la différence entre la valeur souhaitée et la valeur actuelle de la variable (l'erreur)

$r$  : est le degré relatif du système.

On aura donc :

Pour

$$r = 1, \quad S(x) = e(x)$$

$$r = 2, \quad S(x) = \dot{e}(x) + \lambda e(x)$$

L'équation différentielle linéaire  $s(x) = 0$  a une solution solitaire  $e(x) = 0$ . Il s'agit de la poursuite d'une trajectoire dans le but de maintenir  $s(x)$  à zéro. En fait, il s'agit d'obtenir une linéarisation précise de la déviation. Pour satisfaire à la condition de convergence, une linéarisation précise de la déviation est nécessaire. Son but est de s'assurer que la dynamique de l'écart référence-sortie s'aligne sur celle d'un système linéaire d'ordre " $r$ ".

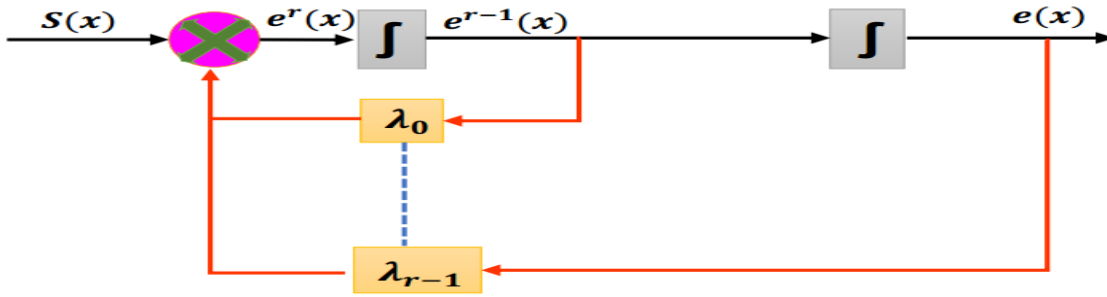


Figure III 5 Linéarisation exacte de l'écart.

### III.5.2 condition nécessaire à l'existence d'un mode de glissement.

Deux conditions de convergence peuvent déterminer si la dynamique du système dans le plan de phase se déplacera vers la surface de glissement :

#### III.5.2.1 La Condition de commutation directe

Il s'agit du concept le plus ancien, qu'EMILYANOV et UTKIN ont proposé dans [52]. La forme suivante représente la condition de convergence initiale :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.7})$$

#### III.5.2.2 Condition de Glissement

Pour définir les conditions de glissement, il faut établir une fonction scalaire de Lyapunov  $V(x)$ , qui est positive ( $V(x) > 0$ ) pour l'ensemble de  $R$ . La fonction de Lyapunov doit décroître avec le temps, et il faut rechercher un contrôle approprié pour assurer cette décroissance. Pour obtenir un contrôle efficace, il faut choisir une fonction de Lyapunov strictement positif, il est crucial que sa dérivée reste négative [57]. La fonction Lyapunov peut être définie comme suit :

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

Pour garantir la dégradation de la fonction de Lyapunov, il est crucial de considérer la distance entre le point  $x$  et la surface de glissement, notée  $s(x) = 0$ .

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) \quad (\text{III.9})$$

L'attrait de la surface garantit une trajectoire de phase optimale. Lorsque des conditions spécifiques sont remplies, le point représentatif dans le développement du système dans l'espace des phases peut rester sur la surface présélectionnée  $S(x) = 0$ . Cela déclenche le passage du système à un système équivalent réduit, libre et de dimension inférieure.

### III.6 Loi de commande

Pour s'assurer que la variable contrôlée reste sur la surface de glissement  $\{s=0\}$ , une fonction continue appelée commande équivalente est utilisée. Cette fonction est dérivée de la condition d'invariance de surface :

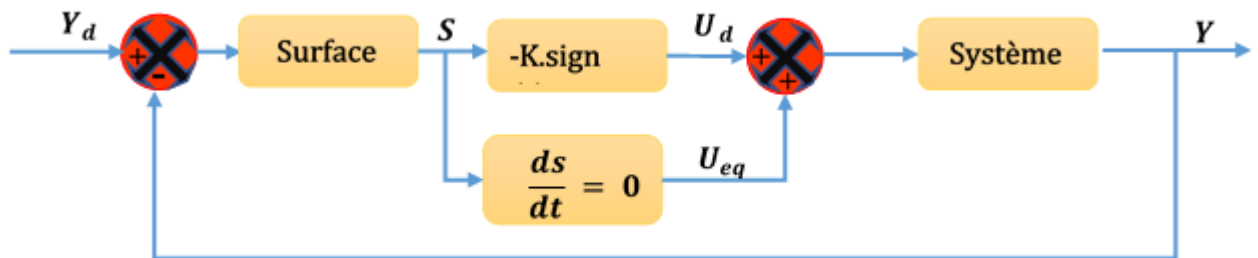
$$\dot{S} = 0 \quad S = 0$$

Où  $U_{eq}$  se déduira de la relation  $\dot{S} = 0$

Sur le plan du comportement physique, la commande équivalente possède une valeur moyenne identique à celle de la commande  $U$ . Cependant, Les trajectoires du système ne sont pas obligées de converger vers la surface de glissement, un régime de convergence et de glissement peut être obtenu grâce à la commande  $U$ . Cette commande combine une commande équivalente avec une composante discontinue pour produire le résultat souhaité [58].

$$U = U_{eq} + U_d \quad (III.10)$$

$U_d$  est la commande discontinue.



**Figure III 6** Principe de la commande en mode glissant avec commande équivalente.

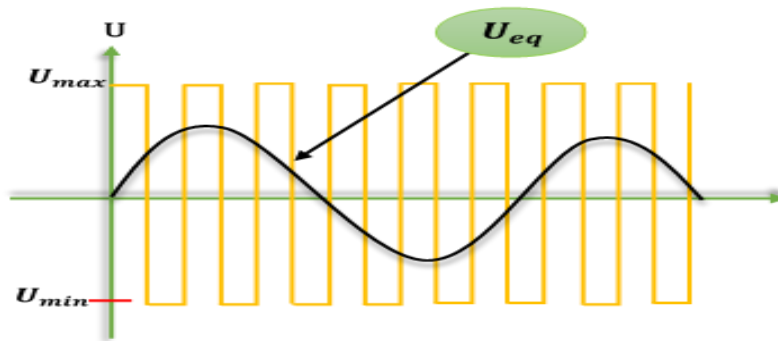
### III.6.1 Commande équivalente

Le vecteur  $x$ , qui représente la commande équivalente  $U_{eq}$ , est défini par les équations du régime de glissement idéal. L'absence d'hystérésis ou de retard de commutation dans le système de relais et l'inclusion de toutes les constantes de temps dans le modèle mathématique de l'application garantissent que ce régime ne se produit que dans des conditions optimales [56] :

$$S_i = 0 \quad i = 1, 2, \dots, m$$

Les critères pour la réalisation d'une commande équivalente sont les suivants :

$$\frac{dS_i}{dt} = S_i = 0$$



**Figure III 7** Interprétation de  $U_{eq}$

A partir de  $\dot{S}(x) = 0$

$$\dot{S}(x) = \left[ \frac{\partial s}{\partial x} \right]^T [A X + B U_{eq}] = 0 \quad (\text{III.11})$$

$$\left[ \frac{\partial s}{\partial x} \right]^T [A X] + \left[ \frac{\partial s}{\partial x} \right]^T [B U_{eq}] = 0 \quad (\text{III.12})$$

$$U_{eq} = - \left[ \frac{\partial s}{\partial x} \right]^T [A X] \left[ \left[ \frac{\partial s}{\partial x} \right]^T B \right]^{-1} \quad (\text{III.13})$$

Avec la condition de transversalité :

$$\det \left[ \left[ \frac{\partial s}{\partial x} \right]^T B \right] \neq 0 \quad (\text{III.14})$$

### III.6.2 Commande discontinue

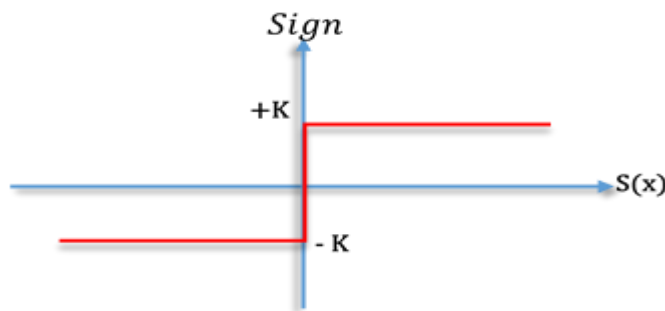
Il est pratiquement impossible d'obtenir un système parfait, c'est pourquoi nous devons nous tourner vers le deuxième terme de commande pour réaligner le système sur l'état souhaité chaque fois qu'il s'en écarte. Il est donc essentiel de considérer les éléments ci-dessous [59] :

$$U_d = \dot{S}(x) = -k \text{sign}(s(x)) \quad (\text{III.15})$$

la fonction  $\text{sign}(s(x))$  définie par :

$$\text{sign}(s(x)) = \begin{cases} 1 & \text{si } s(x) < 0 \\ -1 & \text{si } s(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

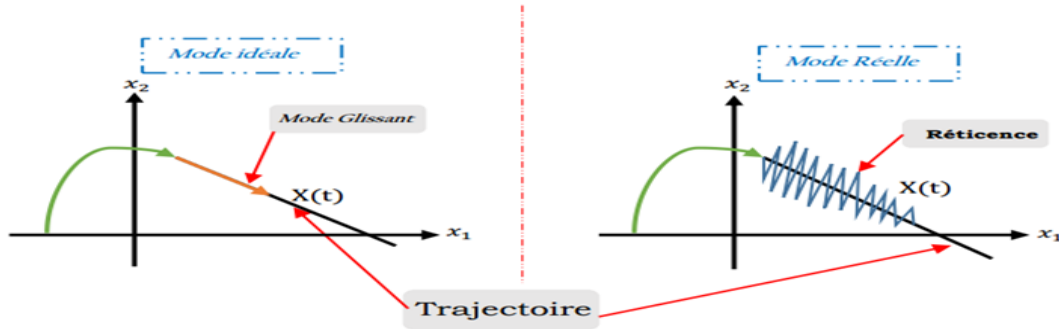
où  $K = \text{diag}(K_1, K_2 \dots K_m)$  et la fonction  $\text{sign}$  est représentée sur la Figure III.8



**Figure III 8** Représentation de la fonction  $\text{sign}$ .

En utilisant la fonction  $\text{Sign}$ , la commande  $U_d$  peut alterner entre deux valeurs  $\pm k$  à une fréquence infinie. Toutefois, si la valeur de  $k$  est trop faible, le temps de réponse sera lent, si la valeur est trop grande, le temps de réponse sera très rapide, mais génère

également des oscillations injustifiées. Ces oscillations sont communément appelées "phénomène de chattering" et peuvent avoir un impact négatif sur les réponses en régime permanent [60].

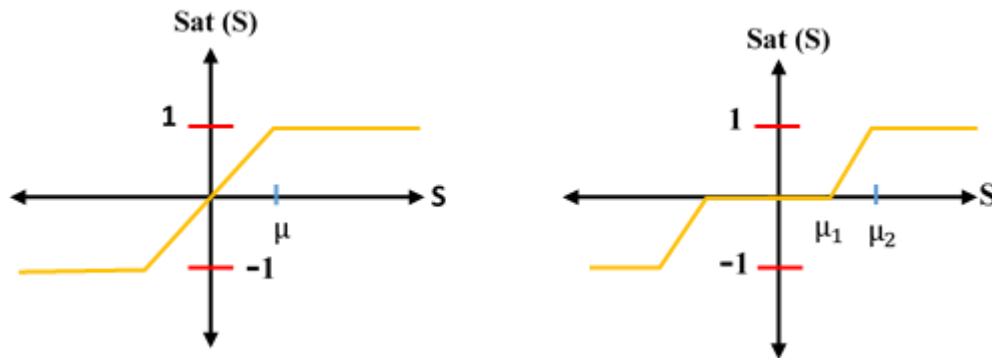


**Figure III 9** Phénomène de Chattering.

### III.7 Elimination du phénomène de chattering

Les réglages du mode glissant présentent un inconvénient important sous la forme du phénomène de chattering. Ce phénomène est causé par la composante discontinue de la commande et peut avoir un impact négatif sur les mécanismes de commande en cas de demandes excessives et fréquentes [61].

Pour garantir que le système atteigne l'état souhaité, il est surveillé et contrôlé de manière intensive, ce qui peut finalement affecter ses performances. Pour relever ces défis, les experts ont proposé comme solution possible le contrôle par mode glissant à bande limitée. Cette technique remplace la fonction de commutation par une fonction de saturation.



**Figure III 10** Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte).

Chacune de ces deux fonctions est définie par :

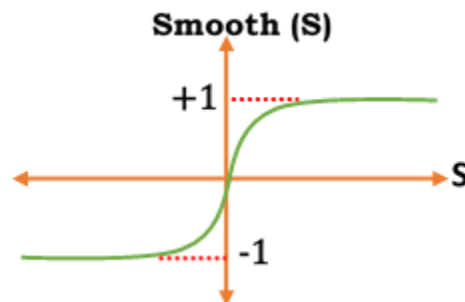
$$sat(S) \begin{cases} 1 & \text{si } S > \mu \\ -1 & \text{si } S < -\mu \\ \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

$$sat(S) \begin{cases} 0 & \text{si } |S| < \mu_1 \\ \frac{S - \mu_1}{\mu_1 - \mu_2} & \text{si } \mu_1 < S < -\mu_2 \\ sign(S) & \text{si } |S| > \mu_2 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

$\mu$  est un paramètre positif et petit

Nous pouvons aussi proposer une fonction smooth.

$$smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (\text{III.19})$$



**Figure III 11** Fonction smooth.

D'autres fonctions existent telles que les fonctions  $\frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{S}{\mu}\right)$  et  $\tanh\left(\frac{S}{\mu}\right)$ .

### III.8 Application de la commande sur l'octorotor.

Le modèle dynamique en (II.15) peut être réarrangé sous la forme de l'espace d'état comme suit :

$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t)U + D$  et  $X = [x_1, \dots, x_{12}]^T$  est le vecteur d'état du système tel que :

$$X = [z, \dot{z}, x, \dot{x}, y, \dot{y}, \varphi, \dot{\varphi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}] \quad (\text{III.20})$$

Le vecteur d'entrée est donné par :

$$U = [u_1 \ u_x \ u_y \ u_2 \ u_3 \ u_4]^T \quad (\text{III.21})$$

Le vecteur  $D$  représente les effets des défauts d'actionneurs déterminé par :

$$D = [0 \ d_z \ 0 \ d_x \ 0 \ d_y \ 0 \ d_\varphi \ 0 \ d_\theta \ 0 \ d_\psi]^T \quad (\text{III.22})$$

En utilisant (II.15) et (III.20), la représentation de l'état est écrite par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = a_1 x_2 + b_1 u_1 - g + d_z \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = a_2 x_4 + u_x + d_x \\ \dot{x}_5 = x_6 \\ \dot{x}_6 = a_3 x_6 + u_y + d_y \\ \dot{x}_7 = x_8 \\ \dot{x}_8 = a_4 x_8^2 + a_7 x_{10} x_{12} + a_{10} x_{10} + b_2 u_2 + d_\varphi \\ \dot{x}_9 = x_{10} \\ \dot{x}_{10} = a_5 x_{10}^2 + a_8 x_8 x_{12} + a_{11} x_8 + b_3 u_3 + d_\theta \\ \dot{x}_{11} = x_{12} \\ \dot{x}_{12} = a_6 x_{12}^2 + a_9 x_8 x_{10} + b_4 u_4 + d_\psi \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Où

$$u_x = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \sin \psi) u_1 \} \quad (\text{III.24})$$

$$u_y = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) u_1 \} \quad (\text{III.25})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = \frac{-K_6}{m}, a_2 = \frac{-K_4}{m}, a_3 = \frac{-K_5}{m} \\ a_4 = \frac{-K_1}{I_x}, a_5 = \frac{-K_2}{I_y}, a_6 = \frac{-K_3}{I_z} \\ a_7 = \left( \frac{I_y - I_z}{I_x} \right), a_8 = \left( \frac{I_z - I_x}{I_y} \right), a_9 = \left( \frac{I_x - I_y}{I_z} \right) \\ a_{10} = \frac{-J_H \mathcal{G}}{I_x}, a_{11} = \frac{-J_H \mathcal{G}}{I_y} \\ b_1 = \frac{\cos x_7 \cos x_9}{m}, b_2 = \frac{1}{I_x}, b_3 = \frac{1}{I_y}, b_4 = \frac{1}{I_z} \end{array} \right. \quad (\text{III.26})$$

### III.8.1 Stratégie de commande d'un hélicoptère type octorotor.

Le modèle dynamique de l'ocotorotor présenté dans (II.15) contient six sorties  $(z, x, y, \varphi, \theta, \psi)$  et seulement quatre entrées  $(u_1, u_2, u_3, u_4)$ . Il n'est donc pas possible de contrôler toutes les sorties en même temps. Pour traiter ce problème, nous avons la nécessité de deux commandes virtuelles  $(u_x, u_y)$  en plus des quatre entrées de l'ocotorotor  $u_1, u_2, u_3$  et  $u_4$ , afin que chaque sortie du système soit contrôlée séparément. Les entrées de commande virtuelles  $(u_x, u_y)$  sont présentées dans (III.24) et (III.25) où  $u_x$  désigne la relation entre le tangage et la position  $x$  et  $u_y$  désigne la relation entre le roulis et la position  $y$  [62]. Les angles de tangage et de roulis désirés  $(\theta_d, \varphi_d)$  sont générés par les deux entrées virtuelles  $(u_x, u_y)$  en utilisant les expressions suivantes :

$$\theta_d = \arcsin \left( \frac{m u_x}{u_1 (\cos \varphi \cos \psi)} - \frac{\sin \varphi \sin \psi}{\cos \varphi \cos \psi} \right) \quad (\text{III.27})$$

$$\varphi_d = \arcsin \left( \frac{m u_y}{u_1} \sin \psi - \frac{m u_3}{u_1} \cos \psi \right) \quad (\text{III.28})$$

### III.8.2 Synthèse de la commande

Considérons le sous-système ci-dessous pour la commande de l'angle de roulis :

$$\begin{cases} \dot{x}_7 = x_8 \\ \dot{x}_8 = a_4 x_8^2 + a_7 x_{10} x_{12} + a_1 x_{10} + b_2 u_2 \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

La surface de glissement que nous avons sélectionné pour un degré relatif  $r_2 = 2$  est la suivante :

$$s_2 = \dot{e}_2 + \lambda_2 e_2 \quad (\text{III.30})$$

Avec  $e_2 = \varphi - \varphi_d = x_7 - x_{7d}$  et  $\lambda_2$  est une constante positive.

Soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$v(s_2) = \frac{1}{2} s_2^2 \quad (\text{III.31})$$

Notre méthode proposée tourne autour de l'utilisation de l'approche de la fonction de Lyapunov. Le point crucial de cette technique est d'établir une fonction scalaire positive, notée  $v(s)$ , pour chaque sortie on va développer une loi de commande qui assure la stabilité du système.

Le théorème de Lyapunov dicte que lorsque  $\dot{v}(s_2) < 0$  est négatif, la trajectoire de l'état gravite vers la surface de glissement et circule autour d'elle jusqu'à ce qu'elle atteigne le point d'équilibre, auquel  $\dot{s}_2 s_2 < 0$ .

La dérivée peut fournir une commande équivalente est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{s}_2 = -k_2 \text{sign}(s_2) - q_2 s_2 \\ = \ddot{e}_2 + \lambda_2 \dot{e}_2 = \dot{x}_8 - \ddot{x}_{7d} + \lambda_2 (x_8 - \dot{x}_{7d}) \end{cases} \quad \text{avec } k_2, q_2 > 0 \quad (\text{III.32})$$

Alors :

$$\begin{cases} u_2 = \frac{1}{b_2} (-k_2 \text{sign}(s_2) - q_2 s_2 - a_4 x_8^2 - a_7 x_{10} x_{12} - a_1 x_{10} - \lambda_2 (x_8 - \dot{x}_{7d})) \\ = u_{2eq} + u_{2attractive} \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Par conséquent :

$$\begin{cases} u_{2eq} = \frac{1}{b_2} (-a_4 x_8^2 - a_7 x_{10} x_{12} - a_1 x_{10} + \ddot{x}_{7d} - \lambda_2 (x_8 - \dot{x}_{7d})) \\ u_{2attra} = \frac{1}{b_2} (-k_2 \text{sign}(s_2) - q_2 s_2) \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Les mêmes étapes sont reprises pour les autres commandes :

$u_1$  : Commande de translation selon l'axe z.

$u_3$  : Commande de l'angle de tangage.

$u_4$  : Commande de l'angle de lacet.

Dans le contexte de la commande de translation le long des axes  $x$  et  $y$ , deux commandes virtuelles,  $u_x$  et  $u_y$ , sont utilisées pour faciliter l'obtention de la position souhaitée  $(x_d, y_d)$ . Ces commandes sont ensuite utilisées pour générer les références  $\varphi_d$  et  $\theta_d$ , le long des axes  $x$  et  $y$ . Le but de cette approche est d'atteindre et de maintenir avec précision la position souhaitée  $(x_d, y_d)$  grâce à des ajustements de translation et de rotation appropriés.

$$\begin{cases} u_1 = \frac{m}{\cos x_{11} \cos x_9} (-k_1 \text{sign}(s_1) - q_1 s_1 - a_1 x_2 + g + \ddot{x}_{1d} - \lambda_1 (x_2 - \dot{x}_{1d})), (\cos x_{11} \cos x_9 \neq 0) \\ u_3 = \frac{1}{b_3} (-k_3 \text{sign}(s_3) - q_3 s_3 - a_5 x_{10}^2 - a_8 x_8 x_{12} - a_{11} x_8 + \ddot{x}_{9d} - \lambda_3 (x_{10} - \dot{x}_{9d})) \\ u_4 = \frac{1}{b_4} (-k_4 \text{sign}(s_4) - q_4 s_4 - a_6 x_{12}^2 - a_9 x_8 x_{10} + \ddot{x}_{11d} - \lambda_4 (x_{12} - \dot{x}_{11d})) \\ u_x = \frac{m}{u_1} (-k_x \text{sign}(s_x) - q_x s_x - a_2 x_4 + \ddot{x}_{3d} - \lambda_x (x_4 - \dot{x}_{3d})) \\ u_y = \frac{m}{u_1} (-k_y \text{sign}(s_y) - q_y s_y - a_3 x_6 + \ddot{x}_{5d} - \lambda_y (x_6 - \dot{x}_{5d})) \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Avec  $(k_i, q_i) > 0$

Les erreurs de poursuite sont indiquées sous la forme suivante :

$$\begin{cases} e_1 = z - z_d = x_1 - x_{1d} \\ e_x = x - x_d = x_3 - x_{3d} \\ e_y = y - y_d = x_5 - x_{5d} \\ e_9 = \theta - \theta_d = x_9 - x_{9d} \\ e_{11} = \psi - \psi_d = x_{11} - x_{11d} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

### III.9 Résultats de simulation

Des simulations ont été établit pour évaluer l'efficacité et les performances de la technique de commande par mode glissant, qui a été développée précédemment pour contrôler la dynamique de l'ocrotor. Les paramètres du système octorotor sont indiqués dans le Tableau III.1.

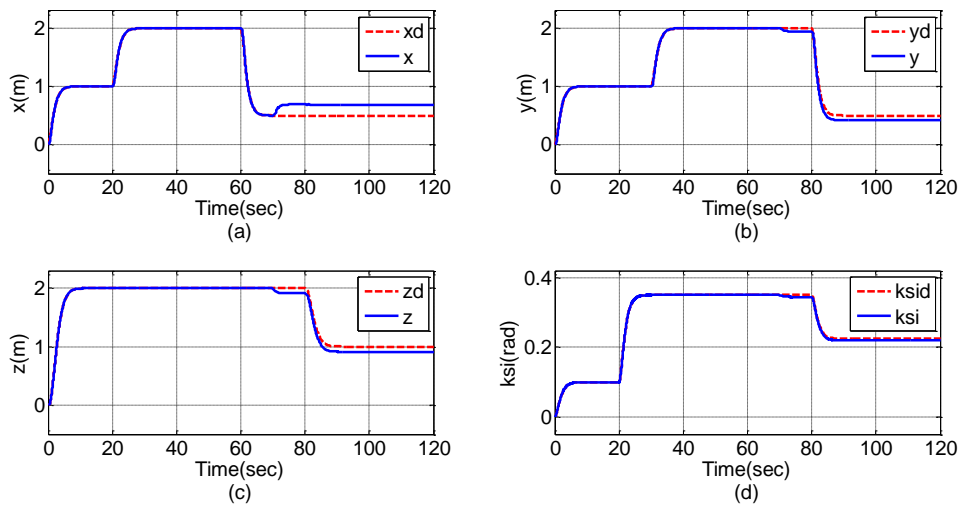
**Tableau III 1** Les paramètres physiques de l'hélicoptère octorotor.

Paramètres	Valeurs
$M$	1.3 kg
$I_x, I_y$ et $I_z$	diag (1.5×10 <sup>-3</sup> , 1.5×10 <sup>-3</sup> , 2.6×10 <sup>-3</sup> ) Kg/m <sup>2</sup>
$L$	0.23 m
$B$	3.13×10 <sup>-5</sup> N/s <sup>2</sup>
$D$	7.5×10 <sup>-7</sup> Nm/s <sup>2</sup> ,
$J_H$	6×10 <sup>-5</sup> Kg/m <sup>2</sup> ,
$k_1=k_2=k_3$	10 <sup>-3</sup> N/m/s,
$k_4=k_5=k_6$	1.2×10 <sup>-3</sup> N/rad/s.

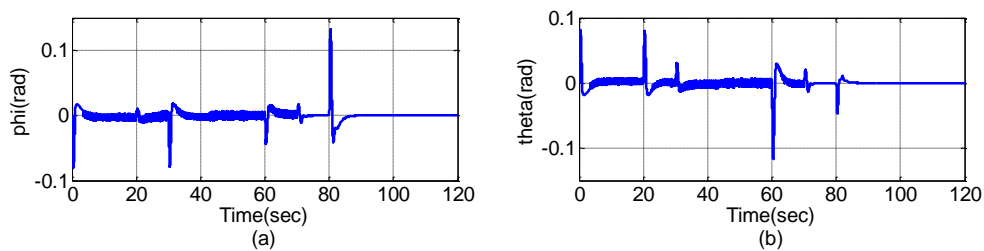
En utilisant la méthode d'Euler, le modèle dynamique de l'ocrotor exposé aux stratégies de contrôle est simulé à l'aide de Matlab / Simulink. La position initiale de l'ocrotor et les valeurs de l'angle d'Euler sont les suivantes :

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

Comme le montrent les Figures III.12 jusqu'à III.15, nous avons effectué une simulation dans laquelle une trajectoire de poursuite carrée a été imposée. Il est clair que dans l'état sain, la loi de commande appliquée a permis la stabilisation et la poursuite d'une trajectoire souhaitable jusqu'à  $t = 70s$ . Une partie des rotors 1, 2, 3, 5 et 7 est perdue par  $\beta_1 = 0.5$ ,  $\beta_2 = 0.6$ ,  $\beta_3 = 0.65$ ,  $\beta_5 = 0.8$  et  $\beta_7 = 0.7$ . Ce qui entraîne un manque d'efficacité du contrôleur et une dégradation sévère des performances de poursuite comme il est illustré sur les Figures III.12 (a-d) et figure III.15. D'après les Figures III.14 (a-h), nous voyons aussi que les commandes appliquées à l'octorotor sont des signaux de hautes fréquences, ce qui est considéré comme un inconvénient majeur de cette commande.



**Figure III 12** Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes  $(x, y, z, \psi)$ .



**Figure III 13** Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon  $(\phi, \theta)$ .

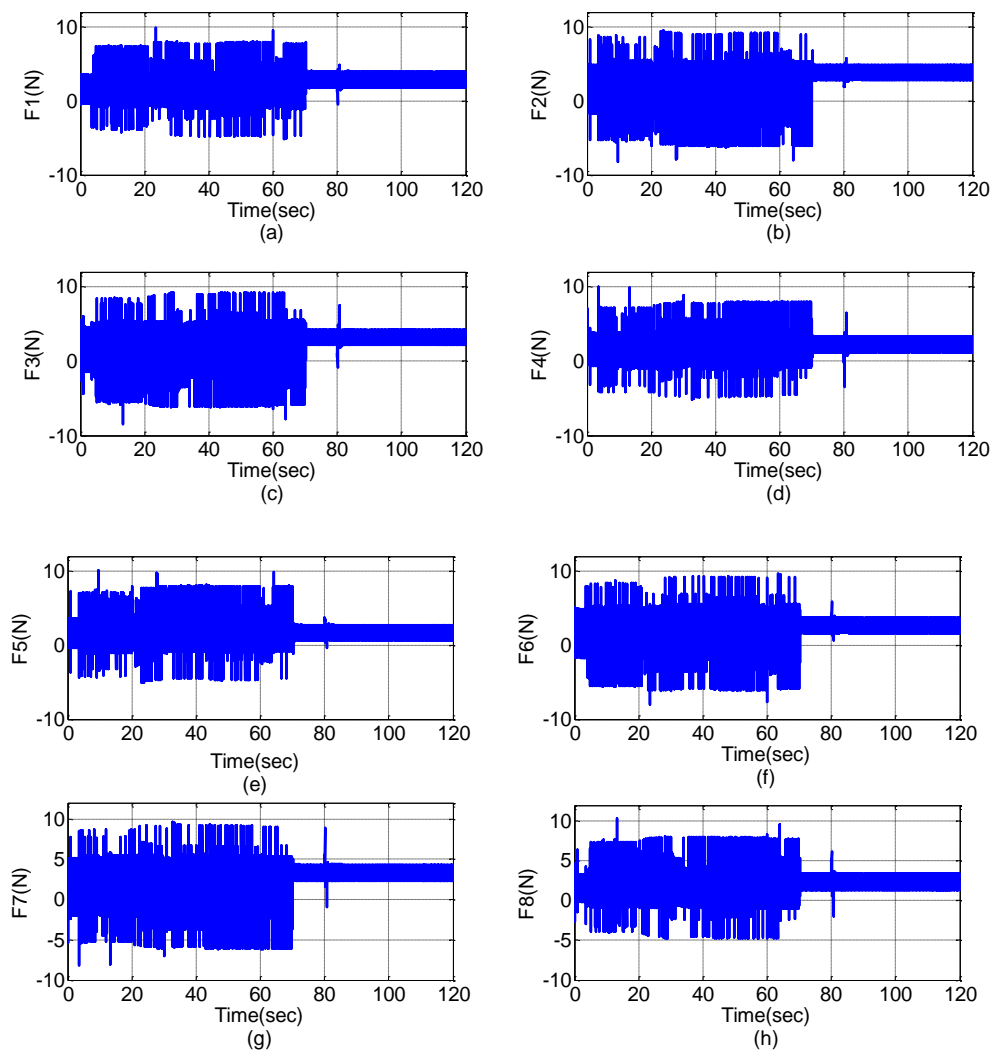


Figure III 14 Les forces appliquées à l’ocrotor pour les huit moteurs.

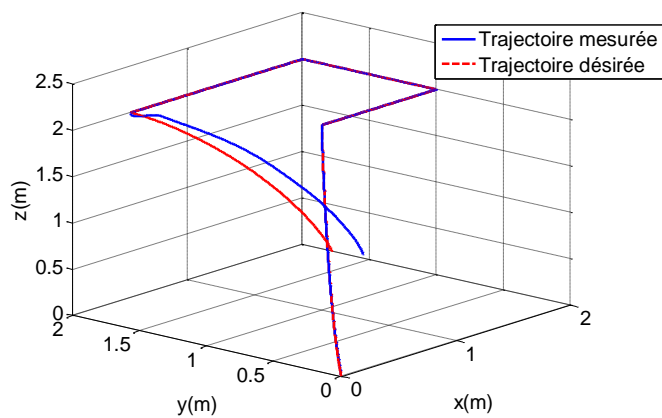


Figure III 15 Trajectoire globale du l’ocrotor en 3D.

## III.10 Commande intelligente basée sur la logique floue

### III.10.1 Introduction à théorie de la logique floue

La logique floue est une théorie mathématique qui permet des degrés d'appartenance entre 0 et 1, par opposition à la logique binaire qui ne permet que des valeurs vraies ou fausses. Elle a été introduite pour la première fois dans les années 1960 par Lotfi Zadeh, qui travaillait sur un problème lié au traitement informatique du langage, s'est rendu compte que de nombreux termes n'étaient pas facilement classables comme "vrais" ou "faux". Il a proposé une nouvelle théorie mathématique capable de gérer l'incertitude et l'imprécision, qu'il a appelée "ensembles flous", qui permettent une transition progressive entre l'appartenance et la non-appartenance à un ensemble. Dans un ensemble flou, chaque élément se voit attribuer un degré d'appartenance compris entre 0 et 1, indiquant le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble. Par exemple, l'élément " haut " peut avoir une valeur d'appartenance de 0,8 dans un ensemble flou représentant la " hauteur ", ce qui indique qu'il est en grande partie mais pas entièrement vrai que l'élément est haut [63].

La logique floue peut être utilisée pour modéliser des systèmes complexes avec des données imprécises ou incertaines, tels que ceux que l'on trouve dans les systèmes de contrôle, la prise de décisions et la reconnaissance des formes. Les systèmes de logique floue comportent généralement trois composants principaux : un fuzzifier, qui convertit les données d'entrée en ensembles flous ; une base de règles, qui contient un ensemble de règles déterminant comment les données d'entrée sont combinées pour produire une sortie, et un défuzzifier, qui reconvertit l'ensemble flou de sortie en une valeur nette.

La logique floue a été appliquée dans de nombreux secteurs, y compris l'ingénierie, la finance, la médecine et l'intelligence artificielle. Sa capacité à gérer l'incertitude et l'imprécision en fait un outil puissant pour prendre des décisions dans des conditions où la logique traditionnelle ne suffit pas.

### III.10.2 Les ensembles flous

En logique binaire, la relation entre un élément  $x$  de l'univers du discours  $X$  et un ensemble classique  $A$  est représentée par une fonction d'appartenance qui ne peut prendre que l'une des deux valeurs : 0 ou 1. Cela signifie qu'un élément soit appartient

entièrement à l'ensemble  $A$  (valeur de 1) ou ne lui appartient pas du tout (valeur de 0). Toute valeur intermédiaire est strictement interdite [64].

$$\begin{aligned} \mu_A(x) : X &\rightarrow \{0,1\} \\ x &\rightarrow \mu_A(x) = 1 \quad \text{si } x \in A \\ \mu_A(x) &= 0 \quad \text{si non} \end{aligned} \quad (\text{III.37})$$

Le concept de base est complété par l'idée d'un sous-ensemble flou.

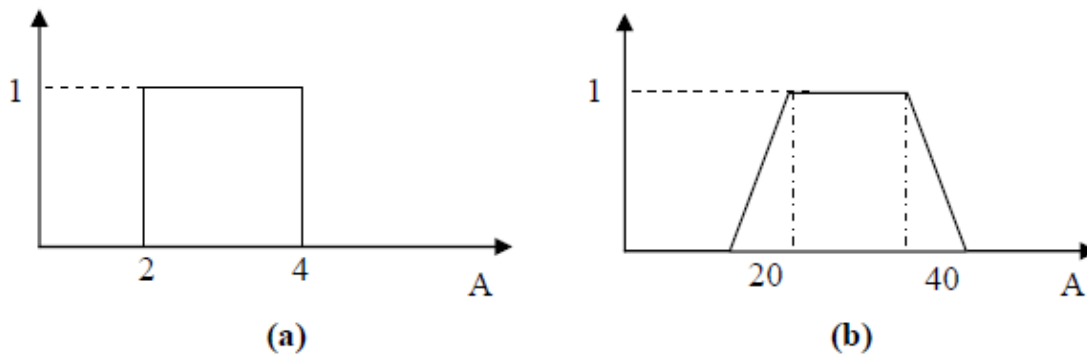
La fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$  dans le concept des sous-ensembles flous prend des valeurs dans la plage de  $[0,1]$ , ce qui en fait un classique intemporel.

$$\begin{aligned} X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned}$$

L'ensemble des paires ordonnées  $(\mu_A(x), x)$  permet de définir un ensemble flou  $A$ , tel que :

$$A = \{(\mu_A(x), x) / x \in X\} \quad (\text{III.38})$$

Une comparaison entre la logique binaire et un autre système est illustrée à la Figure III.16 La logique binaire restreint une variable à 0 ou 1, tandis que la logique floue autorise une plage illimitée de valeurs dans l'intervalle  $[0,1]$ .



**Figure III 16** Comparaison entre la logique binaire et logique floue.

### III.10.3 Les propriétés d'un sous-ensemble flou

Les fonctions d'appartenance utilisées dans les ensembles flous présentent quatre caractéristiques uniques [65].

#### III.10.3.1 Type des fonctions d'appartenance

En logique floue, diverses fonctions d'appartenance sont utilisées, chacune ayant sa propre forme et ses propres caractéristiques. Voici quelques types connus : Trapézoïdales, gaussiennes, triangulaires, sigmoïdes ou des singletons.

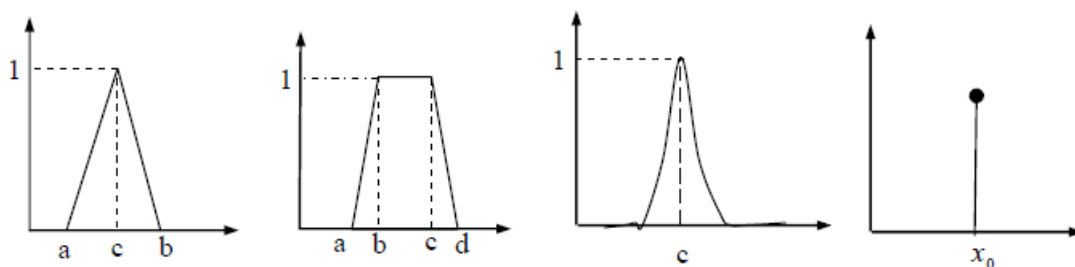


Figure III 17 Types de fonctions d'appartenance.

#### III.10.3.2 noyau

L'ensemble de toutes les composantes de l'univers du discours  $X$ , qui a une valeur non nulle pour  $\mu_A(x)$  de l'ensemble flou  $A$ . Le noyau peut être défini mathématiquement comme suit :

$$\text{noyau}(A) = \{x \in X \mid \mu_A(x) > 0\} \quad (\text{III.39})$$

En bref, le noyau d'un ensemble flou  $A$  est constitué de tous les éléments de  $X$  qui ont un degré d'appartenance à  $A$  non nul.

#### III.10.3.3 Support

Tous les éléments de  $X$  qui ont un degré d'appartenance non nul à un ensemble flou  $A$  constituent le support de cet ensemble, peut être défini mathématiquement comme suit:

$$\text{sup}(A) = \{x \in X \mid \mu_A(x) > 1\} \quad (\text{III.40})$$

Le support est un concept important en logique floue, car il permet de déterminer la plage de valeurs pour laquelle l'ensemble flou est applicable ou pertinent.

### III.10.3.4 La hauteur

En général, la valeur maximale de la fonction d'appartenance est typiquement une hauteur.

$$hau(A) = \max_{x \in X} (\mu_A(x)) \quad (\text{III.41})$$

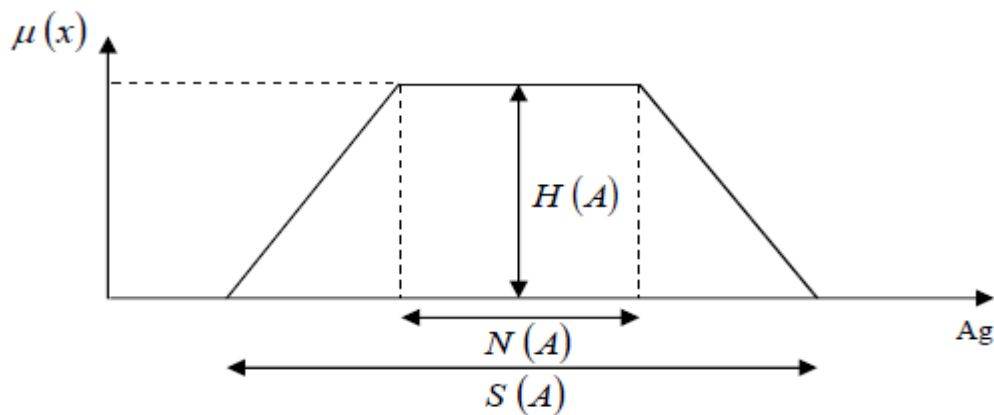


Figure III 18 Propriétés d'un sous-ensemble flou.

## III.11 Les opérations fondamentale

La connaissance des ensembles flous comporte plusieurs opérations de base permettant de manipuler et de combiner des ensembles flous. Ces opérations sont les suivantes [66] :

### III.11.1 Union

L'ensemble flou  $C = A \cup B$  qui est déterminé par la fonction d'appartenance

$$\mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \forall x \in X \quad . \quad (\text{III.42})$$

### III.11.2 Intersection

L'ensemble flou  $C = A \cap B$ , qui est déterminé par la fonction d'appartenance

$$\mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \forall x \in X \quad . \quad (\text{III.43})$$

### III.11.3 Complément

Le complément est définie par la fonction d'appartenance  $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$  pour tous  $x$  dans le produit cartésien des univers de discours.

Ces opérations permettent de manipuler et de combiner des ensembles flous de différentes manières et sont utilisées de manière intensive dans les systèmes de logique et de commande flous.

### III.12 Les différents systèmes d'inférence floue

Il existe plusieurs types de systèmes d'inférence floue, chacun ayant sa manière propre de modéliser la logique floue et de décider en ce qui concerne sur des données incertaines ou ambiguës. Parmi les types de systèmes d'inférence floue les plus courants, on peut citer :

#### III.12.1 Systèmes flous de type Mamdani

Il s'agit du type de système d'inférence floue le plus couramment utilisé, nommé d'après son inventeur, Ebrahim Mamdani. Il utilise des instructions ‘‘si-alors’’ pour représenter les règles floues. Qu'est faire correspondre les variables de l'entrée à la sortie. Les valeurs de sortie sont généralement des ensembles flous qui sont combinés à l'aide de l'opérateur d'union floue [67].

#### III.12.2 Systèmes flous de type Sugeno

Ce type de système d'inférence floue, également connu sous le nom de modèle flou, utilise des règles floues sous la forme de fonctions linéaires des variables d'entrée pour faire correspondre les variables de l'entrée à la sortie. Les valeurs de sortie sont généralement des valeurs crêtes obtenues en défuzzifiant les ensembles flous [68].

#### III.12.3 Systèmes flous de type Tsukamoto

Ce type de système d'inférence floue est similaire au système de type Mamdani, mais utilise une méthode différente pour combiner les règles floues. Au lieu d'utiliser un opérateur d'union floue, il utilise une moyenne pondérée des valeurs de sortie [69].

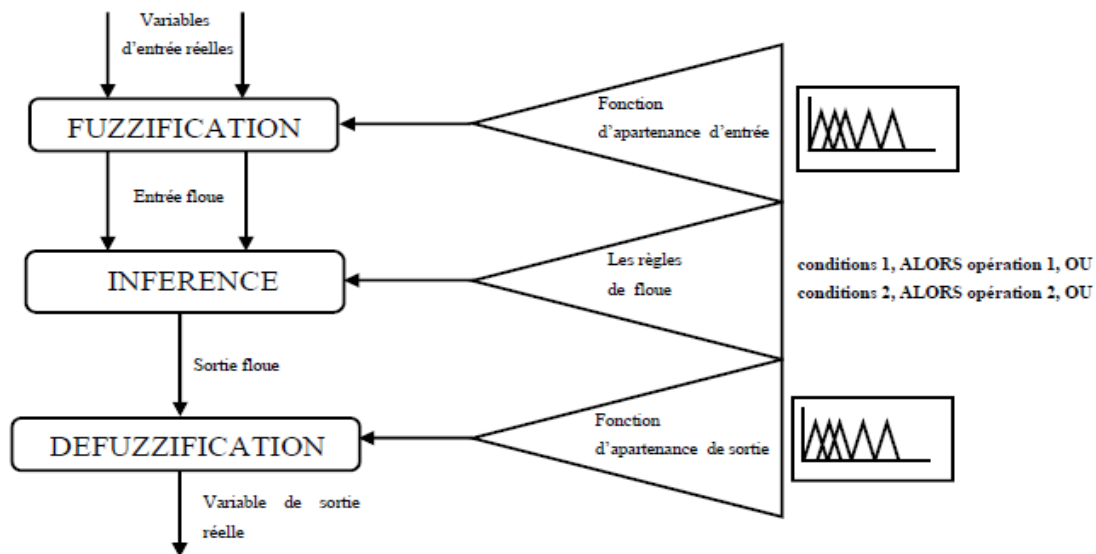
### III.13 Définition d'un système de contrôle flou

Le développement d'un contrôleur classique nécessite une compréhension globale du modèle de système qui nécessite une régulation. Les valeurs d'entrée doivent être mesurées avec précision pour éviter les inexactitudes. A l'inverse, un contrôleur flou ne demande aucune spécification.

La compréhension du modèle mathématique du processus n'est pas connue. Le contrôle flou repose fortement sur l'expertise d'opérateurs de processus ou d'experts compétents. Cette expertise est utilisée pour développer un ensemble de règles linguistiques pour remplacer les algorithmes de réglage traditionnels [70].

Les applications de la commande par logique floue peuvent être trouvées dans divers domaines.

La force d'un contrôleur flou réside dans sa capacité à fonctionner dans des conditions où une description précise ou des évaluations numériques sont difficiles à formuler. Il s'agit d'une solution simple et adaptable qui peut fonctionner avec des évaluations subjectives exprimées en langage simple. La flexibilité du contrôleur facilite la modification et la compréhension des règles, qui sont exprimées en langage clair. La figure III.19 montre la structure du système de contrôle flou.



**Figure III 19** La structure du système de contrôle flou.

### III.13.1 Fuzzification

La fuzzification est une étape critique du processus de contrôle par logique floue, où la fonction d'appartenance est utilisée pour transformer les données d'entrée d'origine en un ensemble flou. Ce processus permet d'utiliser des ensembles flous pour représenter des données d'entrée incertaines et imprécises, ce qui permet au contrôleur floue de prendre des décisions intelligentes sur la base de fonctions d'appartenance et des ensemble floues. La sélection de la fonction d'appartenance dépend des caractéristiques des paramètres d'entrée et du problème spécifique traité [71].

### III.13.2 Inférence

L'inférence floue détermine les actions de contrôle appropriées sur la base des variables d'entrée et d'un ensemble des règles "si-alors". Dans un système de contrôle flou, la base de règles consiste en un ensemble des règles "si-alors" qui relient les variables de l'entrée à la sortie. Le contrôleur floue utilise les variables d'entrée, qui ont été fuzzifiées à l'utilisation des fonctions d'appartenance, et applique les règles pour déterminer la valeur de sortie ou l'action appropriée. L'inférence est une phase cruciale de la procédure de contrôle floue est utilisée pour prendre des décisions intelligentes basées sur les données d'entrée et les règles disponibles [72].

Il existe plusieurs méthodes d'inférence dans les systèmes de contrôleur floue. Les méthodes d'inférence les plus courantes sont Maximum-Minimum, Max-Produit, et Somme-Produit. Chaque méthode a ses forces et ses faiblesses, et le choix de la méthode dépend des exigences spécifiques de cette utilisation.

### III.13.3 Défuzzification

Le processus implique la définition précise des mesures à prendre. Les méthodes d'inférence, bien qu'efficaces, n'ont pas la capacité de déchiffrer les ordres linguistiques qui leur sont donnés. Cependant, l'opération de défuzzification peut dériver la véritable valeur de l'élément de sortie via la fonction d'appartenance. Plusieurs approches de défuzzification existent, y compris l'approche des maxima, centre de gravité et la moyenne des maxima, l'approche du centre de gravité est largement reconnue pour donner des résultats supérieurs.

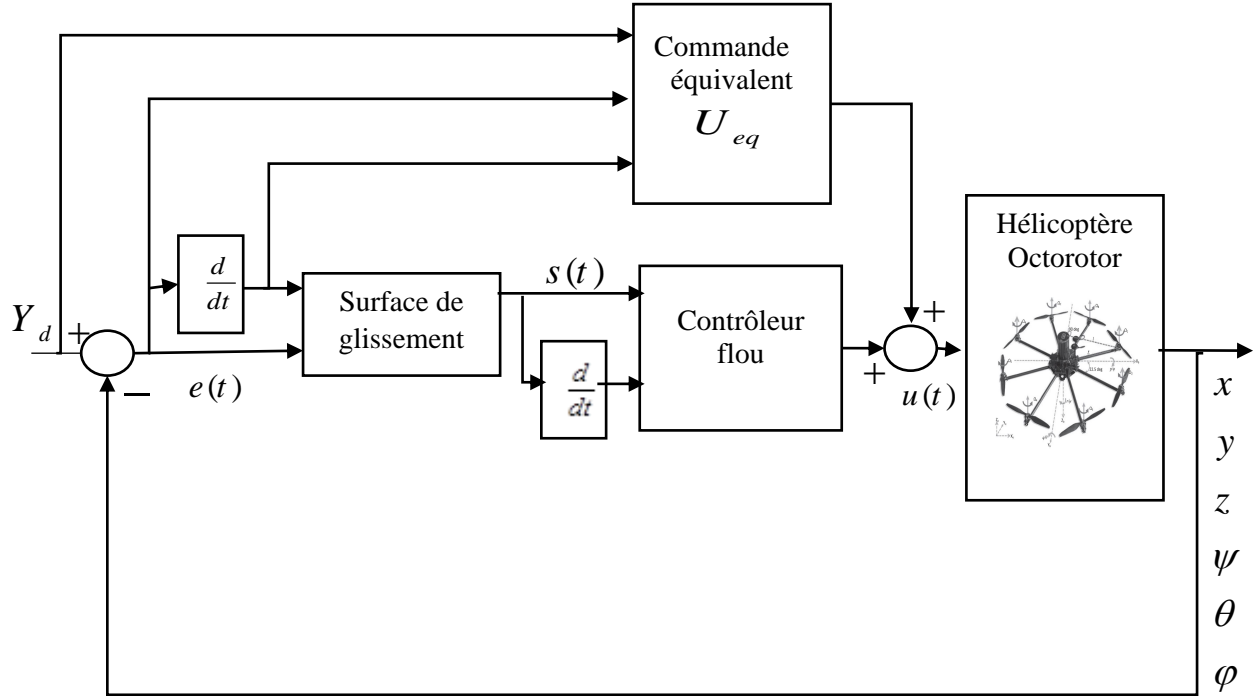
Il est important de mentionner que les blocs de normalisation et de dé-normalisation ont été incorporés pour assurer la transférabilité et l'adaptabilité du contrôleur flou, il est essentiel de considérer les paramètres d'entrée et de sortie. Cela permet une intégration transparente même avec des paramètres variables [73].

### **III.14 Développement d'un contrôleur hybride intelligent glissant floue**

La commande glissant floue a connu un regain de popularité grâce à sa capacité au cours des dernières années, qui peut fournir une commande robuste de systèmes incertains tout en réduisant le chattering. La commande glissant floue combine les avantages de la commande par mode de glissement et de la commande par logique floue pour ajuster les paramètres de la surface de glissement à l'aide de la logique floue. Il en résulte une entrée de commande plus régulière, réduisant l'usure des composants du système. La conception de la commande comporte deux étapes : tout d'abord, un système flou ajuste les paramètres de la surface de glissement, puis un contrôleur de mode de glissement stabilise le système sur la base des paramètres ajustés. L'efficacité de ces techniques, plus particulièrement dans l'atténuation du phénomène de chattering, a été prouvée en considérant plusieurs applications. En plus, cette approche permet de préserver la simplicité de mise en œuvre et la robustesse de la commande par mode glissant.

#### **III.14.1 Application de la commande hybride sur l'ocrotorotor**

L'objectif de cette section est d'utiliser la commande par mode glissant flou, sur l'ocrotorotor. La Figure III.20 présente le schéma fonctionnel de cette commande.



**Figure III 20** Structure de la commande hybride.

Dans la section précédente, nous avons établi que le terme de correction dans un contrôle à structure variable est représenté par :

$$\Delta u_j = -k_j \cdot \text{sign}(s) \quad j = 1, \dots, 6 \quad (\text{III.44})$$

En théorie, le mode de glissement est optimal. En raison de la commutation, il est rare que ce modèle idéal se produise dans un système réel, en particulier en raison des interférences autour de la surface de glissement.

Pour y remédier, on intègre la commande discontinue dans une bande limite (autour de la surface de glissement).

Par conséquent, en introduisant une limite de bande  $\Phi$  la loi de commande VSC est modifiée de la manière suivante [74] :

$$\Delta u_j \begin{cases} \lambda_j; s_j > \Phi \\ -\lambda_j \frac{s_j}{\Phi_j}; -\Phi_j \leq s_j \leq \Phi_j \\ -\lambda_j; s_j < -\Phi \end{cases} \quad ; j = 1, \dots, 6 \quad (\text{III.45})$$

On utilise une méthode de contrôle floue  $u_{fj}$  à la place du contrôle discontinu  $u$  dans (III.45).

Avec :

$$u_{fj} = k_j FLC(s_j, \dot{s}_j) \quad (\text{III.46})$$

Nous définissons trois sous-ensembles flous pour la surface  $s_j$  et les mêmes trois sous-ensembles flous pour la dérivée de la surface  $s_j$ , à savoir : négatif (N), zéro(Z) et grand(G). Le Tableau III.2 présente la matrice d'inférence du contrôleur flou.

**Tableau III 2** Matrice d'inférence du contrôleur flou

$(s / \dot{s})$	N	Z	P
N	Z	P	P
Z	N	Z	P
G	N	N	P

La loi de commande est donnée par :

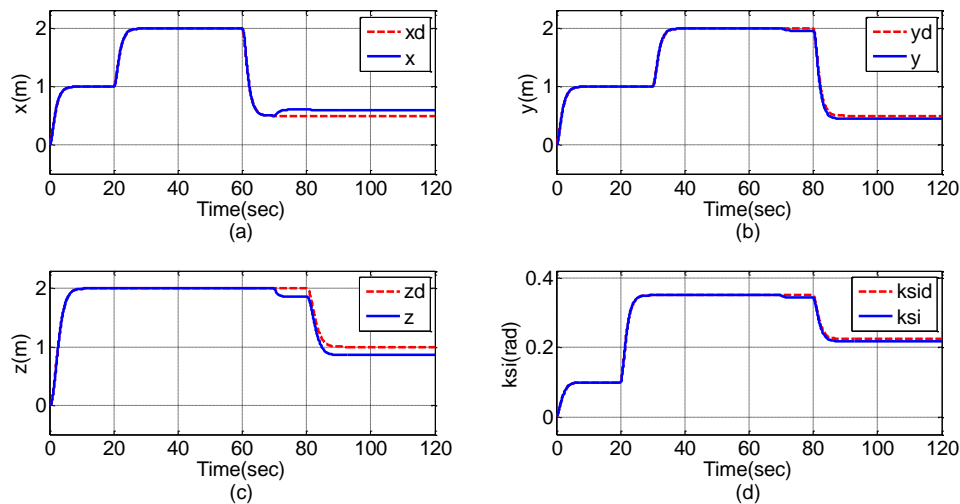
$$\left\{ \begin{array}{l} u_1 = \frac{m}{\cos x_{11} \cos x_9} (-k_1 FLC(s_1, \dot{s}_1) - a_1 x_2 + g + \ddot{x}_{1d} - \lambda_1(x_2 - \dot{x}_{1d})), \dots (\cos x_{11} \cos x_9 \neq 0) \\ u_2 = \frac{1}{b_2} (-k_1 FLC(s_2, \dot{s}_2) - a_4 x_8^2 - a_7 x_{10} x_{12} - a_1 x_{10} - \lambda_2(x_8 - \dot{x}_{7d})) \\ u_3 = \frac{1}{b_3} (-k_2 FLC(s_3, \dot{s}_3) - a_5 x_{10}^2 - a_8 x_8 x_{12} - a_{11} x_8 + \ddot{x}_{9d} - \lambda_3(x_{10} - \dot{x}_{9d})) \\ u_4 = \frac{1}{b_4} (-k_4 FLC(s_4, \dot{s}_4) - a_6 x_{12}^2 - a_9 x_8 x_{10} + \ddot{x}_{11d} - \lambda_4(x_{12} - \dot{x}_{11d})) \\ u_x = \frac{m}{u_1} (-k_x FLC(s_x, \dot{s}_x) - a_2 x_4 + \ddot{x}_{3d} - \lambda_x(x_4 - \dot{x}_{3d})) \\ u_y = \frac{m}{u_1} (-k_y FLC(s_y, \dot{s}_y) - a_3 x_6 + \ddot{x}_{5d} - \lambda_y(x_6 - \dot{x}_{5d})) \end{array} \right. \quad (\text{III.47})$$

### III.15 Résultats de simulation

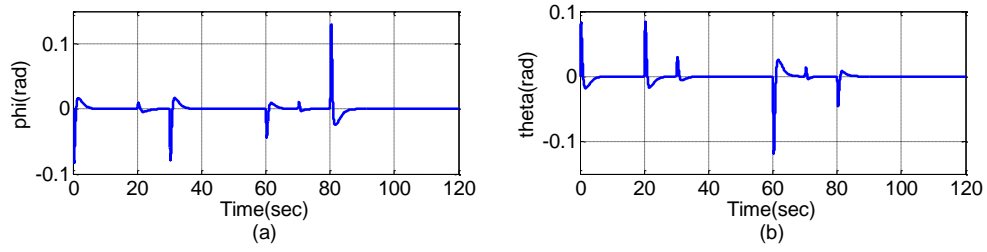
Nous avons utilisé des trajectoires de référence carrées pour effectuer des simulations des sous-systèmes de translation et d'orientation en mode contrôle. La Figure III.21 jusqu'à III.24 montre les résultats de simulations obtenus.

Comme le montrent les résultats de la simulation, les erreurs de poursuite et les valeurs de dépassement se situent dans des limites raisonnables. Le système présente également les réponses rapides du régime transitoire.

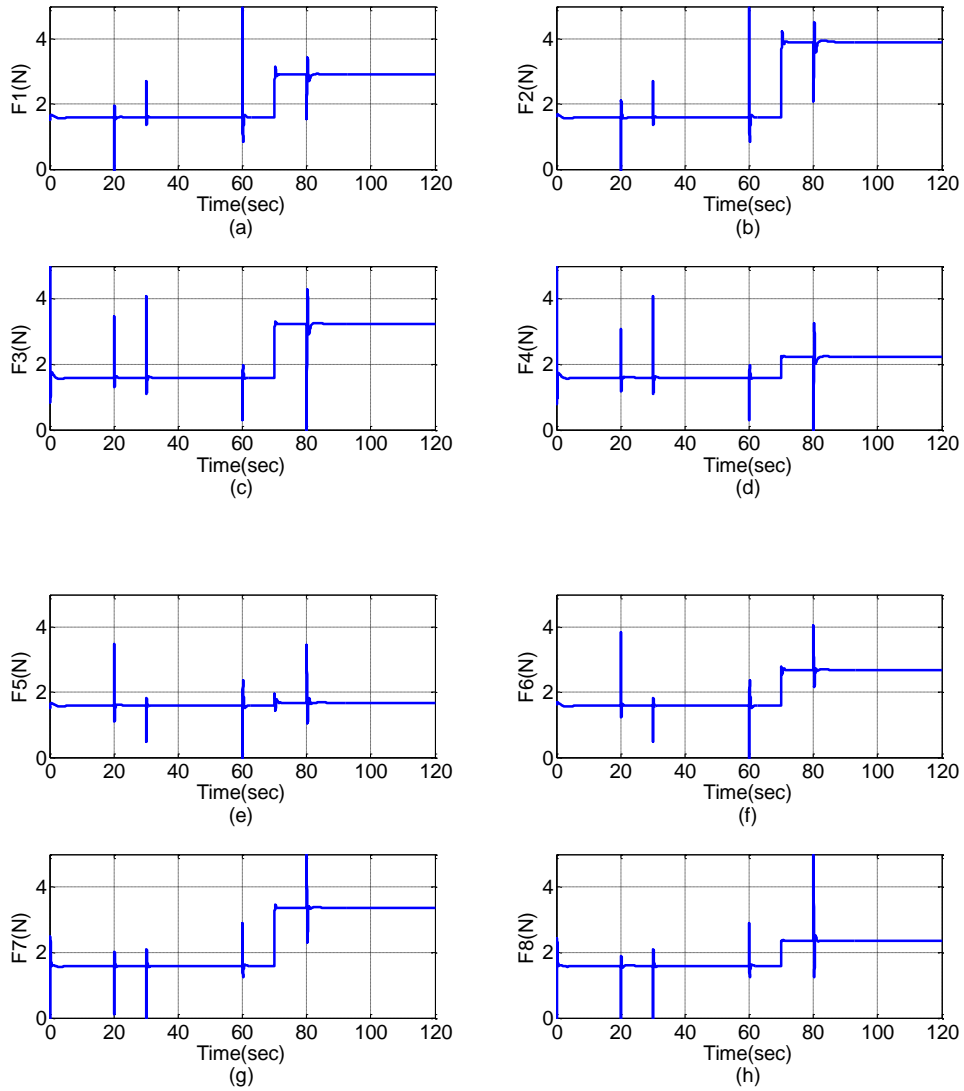
D'après les résultats de simulation, il apparaît clairement que les erreurs de poursuite sont faibles et les valeurs des dépassements sont acceptables, mais après l'apparition du défaut ( $\beta_1 = 0.5$ ,  $\beta_2 = 0.6$ ,  $\beta_3 = 0.65$ ,  $\beta_5 = 0.8$  et  $\beta_7 = 0.7$ ) à l'instant  $t=70s$ , il est clair que les performances de poursuite sont dégradées comme il est illustré sur les Figures III.21 (a-d) et III.24. En outre, les temps de réponses, qui caractérisent le régime transitoire, sont aussi faibles. Les Figures III.23 (a-h) montrent les signaux de commandes obtenues ; ils présentent particulièrement une forme suffisamment lisse. Ceci, permet d'améliorer la précision au régime établi et d'atténuer le phénomène de chattering.



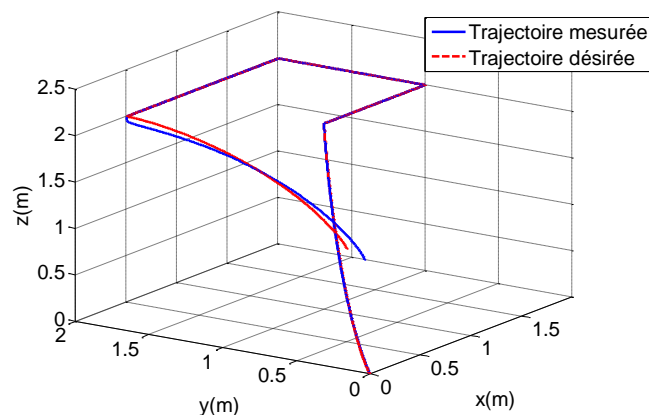
**Figure III 21** Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes  $(x, y, z, \psi)$ .



**Figure III 22** Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon  $(\varphi, \theta)$ .



**Figure III 23** Les forces appliquées à l'otorotor pour les huit moteurs.



**Figure III 24** Trajectoire globale du l'ocrotor en 3D.

### III.16 Conclusion

Nous avons envisagé, dans ce chapitre, l'idée de combiner plusieurs techniques de commande pour améliorer les performances de commande et atténuer le phénomène de chattering associé à la commande par mode glissant. Plus précisément, nous avons considéré l'association des commandes par mode glissant et logique floue. Les résultats de simulation de la commande des du système aéronautiques (ocrotor) ont montré l'efficacité de cette approche hybride. En effet, la commande par mode glissant flou permet d'atténuer d'une manière considérable le phénomène de chattering tout en préservant la robustesse de la commande par mode glissant. Malheureusement les résultats de simulations obtenus montrent que ces deux techniques de commandes n'ont pas réussi à compensé l'effet des défauts d'actionneur. Pour améliorer encore les performances de la commande par mode glissant en présence des défauts et d'atténuer aussi le phénomène de chattering, nous envisageons, dans le chapitre suivant, une combinaison entre les commande Backstepping floue type 2 adaptatif basée sur un observateur de mode de glissement et une commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide avec les systèmes d'inférences flous type 1.

# Chapitre IV:

Commande tolérante aux défauts  
appliqués sur un UAV type octorotor

## **IV.1 Introduction**

Ce chapitre se concentre sur les défis posés par les défauts des actionneurs dans l'oct rotor. Nous proposons un cadre de contrôle complet avec un observateur à mode glissant et une commande Backstepping flou type 2 adaptatif, et commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide. Les approches intégrées visent à améliorer la détection et l'estimation des défaillances, ainsi que la commande tolérante aux défauts, afin de garantir la fiabilité du fonctionnement de l'UAV, même en cas de dégradation ou de défaillance de l'actionneur.

L'observateur à mode glissant (SMO) est utilisé comme un composant critique pour estimer les défauts des actionneurs en temps réel. Le SMO est robuste face aux incertitudes et aux perturbations et peut estimer avec précision les signatures des défaillances, ce qui permet de prendre rapidement des mesures correctives. En combinaison avec la commande par backstepping flou type 2 adaptatif (AT2FB), le système de contrôle de l'UAV atteint l'adaptabilité et la commande tolérante aux défauts, facilitant une transition transparente entre les états normaux et les états de panne tout en garantissant un contrôle de vol stable et précis.

Pour améliorer les capacités de commande tolérante aux défauts du système de contrôle de l'UAV, nous proposons d'incorporer la technique du mode glissant dynamique globale terminale rapide. Cette nouvelle approche offre de meilleures performances transitoires, assurant une convergence rapide vers la surface de glissement et réduisant ainsi les effets des défauts des actionneurs sur la stabilité de l'UAV. L'intégration de mécanismes adaptatifs basés sur la logique floue améliore la capacité d'adaptation du contrôleur aux conditions environnementales changeantes et aux incertitudes du système, renforçant ainsi la résilience du drone aux défauts des actionneurs.

## IV.2 Commande par la méthode du backstepping

La technique du "backstepping", introduite par Kanellakopoulos et al [76], fournit une approche systématique pour la conception de systèmes de contrôle non linéaires. Le nom "backstepping" est dérivé de la nature récursive du processus de synthèse de la loi de commande. Cette technique construit de manière itérative la loi de commande et la fonction de Lyapunov pour un système non linéaire triangulaire. Le concept fondamental consiste à calculer une loi de commande qui garantit que la dérivée de la fonction de Lyapunov est positive définie. La fonction de Lyapunov elle-même est choisie pour être positive et sa dérivée est toujours négative, ce qui garantit la stabilité du système. En appliquant cette approche récursive, la technique de backstepping permet de concevoir des contrôleurs qui stabilisent des systèmes non linéaires complexes tout en garantissant leur robustesse et leur stabilité.

Prendre en compte la situation des systèmes non linéaires avec la structure suivante pour démontrer le principe de la méthode de backstepping :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1^T(x_1)\mathcal{G} + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2^T(x_1, x_2)\mathcal{G} + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 &= f_3^T(x_1, x_2, x_3)\mathcal{G} + g_3(x_1, x_2, x_3)u \end{aligned} \quad (\text{IV.1})$$

Dans le système donné,  $f_i$  et  $g_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) représentent des fonctions non linéaires connues avec la propriété  $f_i(0) = 0$  et  $g_i(x) \neq 0, \forall (x_1, x_2, x_3) \in \mathbb{R}^3$ . L'objectif de la conception de la commande est de garantir que la sortie  $y = x_1$ , suive un signal de référence  $y_r$ , tout en supposant que  $y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r$  et  $y_r^{(3)}$  est connu et uniformément borné. Étant donné que le système est du troisième ordre, la conception de la commande s'effectue en trois étapes, chacune abordant un aspect spécifique de la dynamique du système. En mettant en œuvre cette approche en plusieurs étapes, le système de contrôle peut atteindre les performances de suivi souhaitées tout en gérant efficacement les complexités du système non linéaire.

**Étape 1 :**

Le premier sous-système doit être envisagé en premier lieu :

$$\dot{x}_1 = f_1^T(x_1)\mathcal{G} + g_1(x_1)x_2 \quad (\text{IV.2})$$

La première valeur désirée est définie pour la variable d'état  $x_2$  qu'est considérée comme une commande :

$$(x_1)_d \triangleq \alpha_0 = y_r \quad (\text{IV.3})$$

La définition de la première variable d'erreur est la suivante :

$$z_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{IV.4})$$

Ces variables sont exprimées dans l'équation (IV.5).

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ &= f_1^T \mathcal{G} + g_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \end{aligned} \quad (\text{IV.5})$$

La fonction quadratique pour un tel système est définie comme suit :

$$v_1(z_1) = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{IV.6})$$

Cette fonction de Lyapunov est un choix intéressant. La dérivée de l'équation (IV.5) le long de la solution peut être obtenue par :

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= z_1 \dot{z}_1 \\ &= z_1 [f_1^T \mathcal{G} + g_1 x_2 - \dot{\alpha}_0] \end{aligned} \quad (\text{IV.7})$$

La formation du sous-système visé par (IV.5) resterait stable si  $x_2$  était choisi judicieusement, en rendant  $\dot{v}_1$  négatif. Considérons la fonction  $\alpha_1$  comme la valeur de  $x_2$ , ce qui donne :

$$f_1^T \mathcal{G} + g_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 = -c_1 z_1 \quad (\text{IV.8})$$

Avec le paramètre de design  $c_1 > 0$ . Il en résulte que :

$$(x_2)_d \triangleq \alpha_1 = \frac{1}{g_1} [-f_1^T \mathcal{G} + \dot{\alpha}_0 - c_1 z_1] \quad (\text{IV.9})$$

La dérivée est exprimée comme suit :

$$\dot{v}_1 = -c_1 z_1 \leq 0 \quad (\text{IV.10})$$

Par conséquent, l'origine de l'équation (IV.5) est asymptotiquement stable.

### Étape 2 :

Dans ce cas, nous prenons en compte le deuxième sous-système comme suit :

$$\dot{x}_2 = f_2^T(x_1, x_2) \mathcal{G} + g_2(x_1, x_2) x_3 \quad (\text{IV.11})$$

Nous indiquons une nouvelle variable d'erreur comme suit :

$$z_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{IV.12})$$

Il montre la différence entre la valeur  $x_2$  de la variable d'état et la valeur souhaitée  $\alpha_1$ . L'erreur indique que  $z_2$  n'est pas immédiatement nul puisqu'il n'est pas possible de lui faire prendre instantanément la valeur souhaitée, en l'occurrence  $\alpha_1$ . La conception à ce niveau consiste alors à contraindre l'erreur à se comporter d'une manière prédéterminée.

Les équations suivantes représentent le système à contrôler dans l'espace  $(z_1, z_2)$ .

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= f_1^T \mathcal{G} - \dot{\alpha}_0 + g_1(z_2 + \alpha_1) \\ \dot{z}_2 &= f_2^T \mathcal{G} - \dot{\alpha}_1 + g_2 x_3 \end{aligned} \quad (\text{IV.13})$$

Pour laquelle nous sélectionnons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$v_2(z_1, z_2) = v_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{IV.14})$$

Voici les formules de la dérivée de cette dernière, ainsi que la solution de (IV.13) :

$$\begin{aligned}
 \dot{v}_2(z_1, z_2) &= \dot{v}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\
 &= z_1 [f_1^T \mathcal{G} + g_1(z_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0] + z_2 [f_2^T \mathcal{G} + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \\
 &= z_1 [f_1^T \mathcal{G} + g_1 \alpha_1 - \dot{\alpha}_0] + z_2 [f_2^T \mathcal{G} + g_1 z_1 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \\
 &= c_1 z_1^2 + z_2 [f_2^T \mathcal{G} + g_1 z_1 + g_2 x_3 - \dot{\alpha}_1]
 \end{aligned} \tag{IV.15}$$

Le processus de choix de la valeur souhaitée (la fonction stabilisatrice) de  $x_3$  est clair. Cette dernière vient de :

$$(x_3)_d \triangleq \alpha_2 = \frac{1}{g_2} [-f_2^T \mathcal{G} - g_1 z_1 - \dot{\alpha}_1 - c_2 z_2] \tag{IV.16}$$

où  $c_2 > 0$ , avec calcul analytique de  $\dot{\alpha}_1$  :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r \tag{IV.17}$$

Cette décision réduit la dérivée à

$$\dot{v}_2 \leq -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 \leq 0 \tag{IV.18}$$

Cela garantit que l'origine de (IV.13) est asymptotiquement stable.

### Étape 3 :

Le système global (IV.1) est maintenant pris en compte. Ce qui suit définit la variable d'erreur  $z_3$  :

$$z_3 = x_3 - \alpha_2 \tag{IV.19}$$

Il nous permet de formuler les équations du système dans l'espace des erreurs ( $z_1$ ,  $z_2$  et  $z_3$ ) sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= f_1^T \mathcal{G} + g_1(z_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \\
 \dot{z}_2 &= f_2^T \mathcal{G} + g_2(z_3 + \alpha_2) - \dot{\alpha}_1 \\
 \dot{z}_3 &= f_3^T \mathcal{G} + g_3 u - \dot{\alpha}_2
 \end{aligned} \tag{IV.20}$$

La fonction de Lyapunov est utilisée :

$$v_3(z_1, z_2, z_3) = v_2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (IV.21)$$

La dérivée de la solution du système d'équation (IV.20) est la suivante :

$$\begin{aligned} \dot{v}_3 &= \dot{v}_2 + z_3 \dot{z}_3 \\ &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_3 [g_3 u + g_2 z_2 + f_3^T \vartheta - \dot{\alpha}_2] \end{aligned} \quad (IV.22)$$

Pour l'instant, la commande  $u$  est indiquée ici. Une décision judicieuse est prise par :

$$u = \frac{1}{g_3} [-g_2 z_2 - f_3^T \vartheta + \dot{\alpha}_2 - c_3 z_3] \quad (IV.23)$$

où  $c_3 > 0$ , avec calcul analytique de  $\dot{\alpha}_2$  :

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \ddot{y}_r} y_r^{(3)} \quad (IV.24)$$

Avec cette décision, nous découvrons :

$$\dot{v}_3 \leq -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 \leq 0 \quad (IV.25)$$

Par conséquent, la réalisation de la stabilité asymptotique à l'origine du système (IV.20) implique la stabilité en boucle fermée du système original (IV.1) ainsi que la régulation réussie de l'erreur de poursuite  $(y - y_r)$  à zéro. Ces résultats signifient que les deux objectifs principaux de la conception ont été atteints. En assurant la stabilité asymptotique de l'origine, le système de contrôle garantit la stabilité à long terme du système global, tout en réalisant simultanément la performance de suivi souhaitée en minimisant l'erreur de poursuite. Ces réalisations valident l'efficacité de la stratégie de contrôle conçue pour atteindre les objectifs de contrôle désirés et assurer le fonctionnement robuste du système.

#### **IV.2.1 Cas des systèmes d'ordre $n$ :**

La commande par backstepping est appliquée de manière récursive pour étendre le processus de conception aux systèmes triangulaires de la forme suivante [77] :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= f_1^T(x_1)\varphi + g_1(x_1)x_2 \\
 \dot{x}_2 &= f_2^T(x_1, x_2)\varphi + g_2(x_1, x_2)x_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{x}_{n-1} &= f_{n-1}^T(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})\varphi + g_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})x_n \\
 \dot{x}_n &= f_n^T(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)\varphi + g_n(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)u
 \end{aligned} \tag{IV.26}$$

où  $f_i(0) = 0, g_i \neq 0$  pour  $1 \leq i \leq n$

Le processus de conception commence avec l'équation (IV.4) pour l'erreur  $z_1$ . Le backstepping peut être utilisé de manière récursive pour ajouter l'équation  $(i + 1)$  en changeant la variable de manière appropriée à chaque étape  $i$ . Nous créons-les différents  $\alpha_i$  et  $v_i$  à partir de  $\alpha_0$ . cela conduit à

$$\begin{aligned}
 (x_1)_d &\triangleq \alpha_0 = y_r \\
 (x_{i+1}) &\triangleq \alpha_i = \frac{1}{g_i} \left[ \sum_{k=1}^{i-1} \left( \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} g_k x_{k+1} + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{k-1}} y_r^{(k)} \right) - g_{i-1} - c_i z_i - \omega_i^T \varphi \right]
 \end{aligned} \tag{IV.27}$$

Où

$$\begin{cases}
 i = 1, \dots, n \\
 \omega_i = f_i - \sum_{k=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} f_k \\
 z_i = x_i - \alpha_{i-1}
 \end{cases} \tag{IV.28}$$

Il s'agit des différentes fonctions de Lyapunov :

$$v_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i [x_j - \alpha_{j-1}]^2 \tag{IV.29}$$

La dernière commande virtuelle  $\alpha_n$  donne la commande  $u$ , qui complète les objectifs de conception pour l'ensemble du système.

### IV.3 Développement d'un contrôleur flou type-2 adaptatif

Le développement d'un contrôleur flou adaptatif de type 2 implique plusieurs étapes et considérations. Les contrôleurs logiques flous de type 2 sont une extension des

contrôleurs logiques flous traditionnels de type 1, offrant une plus grande flexibilité et une plus grande robustesse dans la gestion de l'incertitude et de l'imprécision, en outre, des mécanismes adaptatifs sont intégrés pour ajuster les paramètres du contrôleur en temps réel, ce qui améliore sa robustesse et sa capacité d'adaptation à des environnements incertains. Grâce à l'amélioration itérative et à l'évaluation de la performance [78].

### **IV.3.1 Notion de base sur la logique floue type-2**

Les concepts de base de la logique floue de type 2 sont les suivants :

#### **IV.3.1.1 fuzzification**

La fuzzification du vecteur d'entrée dans un système flou de type 2 suit une procédure similaire à celle d'un système logique flou de type 1. Cependant, dans les systèmes flous de type 2, la fonction d'appartenance est représentée comme une fonction à deux variables. L'entrée fuzzifiée est exprimée comme un point singulier avec une valeur unitaire, indiquant le degré d'appartenance à l'ensemble flou correspondant. Cette approche permet de caractériser et de représenter l'incertitude de manière plus complète, en prenant en compte les dimensions supplémentaires de l'incertitude présentes dans les systèmes flous de type 2 [79].

#### **IV.3.1.2 Base de règles**

Il est évident que la structure des règles d'un système logique flou de type 2 présente des similitudes avec celle d'un système logique flou de type 1. Cependant, la différence réside dans le remplacement des fonctions d'appartenance de type 1 par leurs équivalents de type 2. Cette substitution permet d'incorporer des dimensions supplémentaires d'incertitude et de représenter des relations d'appartenance plus complexes au sein du système logique flou. L'utilisation de fonctions d'appartenance de type 2 améliore la capacité du système à gérer et modéliser des niveaux plus élevés d'incertitude, offrant ainsi une représentation plus complète et nuancée des concepts flous [80].

La structure générale de la règle dans un système de logique floue de type 2 peut être formulée comme suit :

### IV.3.1.3 Inférence

Le mécanisme d'inférence utilisé dans un système flou de type 2 repose sur la base de règles floues (IV.30) pour établir la relation entre un vecteur d'entrée  $X = (x_1, \dots, x_n)^T$  et la sortie scalaire  $y$ . Dans les systèmes flous de type 2 utilisant une représentation par intervalles, la règle active  $F^i(x_1, \dots, x_n)$  fournit un intervalle défini par deux extrêmes, à savoir  $\bar{f}^i(x_1, \dots, x_n)$  et  $\underline{f}^i(x_1, \dots, x_n)$ . En utilisant les opérations de minimum ou de t-norme produits, le système flou de type 2 est capable de capturer et d'exprimer l'incertitude inhérente à la correspondance entre l'entrée et la sortie, permettant ainsi une approche plus complète et flexible du raisonnement et de la prise de décision [81].

$$F^i(x_1, \dots, x_n) = [\bar{f}^i(x_1, \dots, x_n), \underline{f}^i(x_1, \dots, x_n)] \equiv [\underline{f}^i, \bar{f}^i] \quad (IV.30)$$

Où :

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

$$\begin{aligned} \bar{f}^i &= \bar{\mu}_{F_1^i}(x_1) * \dots * \bar{\mu}_{F_n^i}(x_n) \\ \underline{f}^i &= \underline{\mu}_{F_1^i}(x_1) * \dots * \underline{\mu}_{F_n^i}(x_n) \end{aligned} \quad (IV.31)$$

$\bar{\mu}_{F_n^i}(x_i)$  est le degré d'appartenance supérieur de  $\mu_{F_n^i}(x_i)$

$\underline{\mu}_{F_n^i}(x_i)$  est le degré d'appartenance inférieur de  $\mu_{F_n^i}(x_i)$

### IV.3.1.4 Réduction de type

Dans le cas d'un système d'inférence flou de type-2, les ensembles de sorties sont de type-2, ce qui nécessite l'utilisation de versions étendues des méthodes de défuzzification de type-1 en utilisant le principe d'extension. Contrairement à la défuzzification de type-1, qui fournit un nombre unique en tant que sortie du système flou, l'opération de défuzzification est étendue pour traiter les systèmes flous de type-2. Ce processus d'extension aboutit à un système flou de type-1 en tant que sortie. La transformation d'un ensemble flou de type-2 en un ensemble flou de type-1 par le biais de cette opération est communément appelée "Réduction de type" [80]. Cette distinction dans

l'approche structurale constitue une différence fondamentale entre les systèmes flous de type-1 et de type-2.

Dans cette section, l'expression réduite au centroïde d'un système flou de type 1 est calculée à l'aide du principe d'extension [82] :

$$C_A = \frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (IV.32)$$

Si nous remplaçons chaque  $w_i$  et  $z_i$  par un système flou de type 1 avec ses fonctions d'appartenance correspondantes, l'expression du centroïde réduit d'un système flou de type 2 peut être définie comme suit :

$$GC_{\bar{A}} = \int_{z_1 \in Z_1} \cdots \int_{z_n \in Z_n} \int_{w_1 \in W_1} \cdots \int_{w_n \in W_n} \left( \frac{\left[ T_{i=1}^n \mu_z(z_i) * T_{i=1}^n \mu_w(w_i) \right]}{\sum_{i=1}^n z_i w_i / \sum_{i=1}^n w_i} \right) \quad (IV.33)$$

Dans l'expression donnée,  $T$  représente les t-normes choisies, telles que l'opérateur de produit ou de minimum. Les variables  $w_i \in W_i$  et  $z_i \in Z_i$ , où  $i = 1, 2, \dots, n$ , désignent les ensembles flous utilisés dans le système. Étant donné que les ensembles flous utilisés sont de type-2 intervalle, il en découle que chaque  $z_i$  et  $w_i$  correspond à un ensemble d'intervalles de type-1.

Cette expression réduite du centroïde de l'ensemble flou de sorties. En incorporant des systèmes flous de type 1, on simplification le calcul du centroïde et on obtient une valeur de sortie nette. Cette transformation permet d'utiliser les techniques de défuzzification existantes mises au point pour les systèmes flous de type 1, ce qui constitue une approche pratique et efficace pour traiter les sorties des systèmes flous de type 2.

L'équation (IV.33) devient finalement :

$$GC_{\tilde{A}} = [y_l(x), y_r(x)] = \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \cdots \int_{y^M \in [y_l^M, y_r^M]} \int_{f^1 \in [\underline{f}^1, \bar{f}^1]} \cdots \int_{f^M \in [\underline{f}^M, \bar{f}^M]} \left( \frac{1}{\sum_{i=1}^M f^i y^i / \sum_{i=1}^M f^i} \right) \quad (IV.34)$$

Pour obtenir un nombre ordinaire, l'ensemble flou de type réduit doit ensuite être défuzzifié.

#### IV.3.1.5 Défuzzification

Pour obtenir une sortie nette du système flou de type 2, il est nécessaire d'effectuer le processus de défuzzification sur l'ensemble de type réduit. Le centre de gravité de l'ensemble réduit fournit une mesure de la tendance centrale ou de la moyenne pondérée des valeurs floues. Cette étape de défuzzification transforme l'ensemble flou en une seule valeur numérique, ce qui facilite l'interprétation et l'utilisation des résultats du système dans les applications pratiques. En calculant le centre de gravité, nous pouvons obtenir une sortie ordinaire qui représente le résultat global du système flou de type 2, ce qui permet de poursuivre l'analyse et la prise de décision sur la base du résultat défuzzifié [83].

$$Y_s(x) = \frac{y_l(x) + y_r(x)}{2} \quad (IV.35)$$

Avec

$$y_l(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i y_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i} \quad \text{et} \quad y_r(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i y_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} \quad (IV.36)$$

Dans le contexte donné, les variables  $f_l^i$  et  $f_r^i$  représentent le degré d'activation associé à l'extrémité gauche  $y_l$ . De même,  $f_l^i$  ou  $f_r^i$  correspond au degré d'activation contribuant à l'extrémité droite  $y_r$ .

#### IV.4 La stratégie de contrôle

L'objectif principal de la conception du contrôle est de proposer un observateur de mode glissant basé sur un contrôleur Backstepping flou type 2 adaptatif afin d'obtenir un suivi de trajectoire robuste en cas d'incertitudes paramétriques et de perturbations externes. Le modèle d'espace d'état (III.23) peut être réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_{2m+1} = x_{2j} \\ \dot{x}_{2j} = f_j(X) + g_j(X)u_j + d_j \\ y_j = x_{2m+1} \end{cases} \quad (IV.37)$$

Où  $j = 1, \dots, 6$  et  $m = 0, 1, \dots, 5$ , les fonctions  $f_j(X)$  sont des fonctions continues non linéaires, supposées inconnues,  $g_j(X)$  sont des fonctions continues non linéaires, supposées connues où :

$$\begin{aligned} f_1(X) &= a_1 x_2 - g, \quad g_1(X) = b_1 \\ f_2(X) &= a_2 x_4, \quad g_2(X) = 1 \\ f_3(X) &= a_3 x_6, \quad g_3(X) = 1 \\ f_4(X) &= a_4 x_8^2 + a_7 x_{10} x_{12} + a_{10} x_{10}, \quad g_4(X) = b_2 \\ f_5(X) &= a_5 x_{10}^2 + a_8 x_8 x_{12} + a_{11} x_8, \quad g_5(X) = b_3 \\ f_6(X) &= a_6 x_{12}^2 + a_9 x_8 x_{10}, \quad g_6(X) = b_4 \end{aligned} \quad (IV.38)$$

Définir la variable d'erreur de poursuite par :

$$e_{1,2m+1} = x_{2m+1,d} - x_{2m+1} \quad (IV.39)$$

Où  $x_{2m+1,d}$  pour  $m = 0, 1, \dots, 5$  est le signal de référence.

##### Étape 1.

Définir les fonctions de Lyapunov suivantes, définies positivement :

$$V_{1,2m+1} = \frac{1}{2} e_{1,2m+1}^2 \quad (IV.40)$$

La dérivée de  $V_{1,2m+1}$  est donnée par :

$$\dot{V}_{1,2m+1} = e_{1,2m+1} \dot{e}_{1,2m+1} = e_{1,2m+1} (\dot{x}_{2m+1,d} - \dot{x}_{2j}) \text{ pour } j = 1, \dots, 6 \quad (IV.41)$$

La loi de commande virtuelle  $\beta_{2j}$  est calculée par :

$$\beta_{2j} = \dot{x}_{2m+1,d} + c_{1,j} e_{1,2m+1} \quad (IV.42)$$

Où  $c_{1,j}$  est une constante positive.

### Étape 2.

La deuxième variable d'erreur de poursuite est définie comme suit :

$$e_{2,2m+1} = \beta_{2j} - x_{2j} = \dot{x}_{2m+1,d} + c_{1,j} e_{1,2m+1} - x_{2j} \quad , m = 0, 1, \dots, 5 \quad (IV.43)$$

La dérivée de  $e_{1,2m+1}, e_{2,2m+1}$  , est obtenue par :

$$\begin{cases} \dot{e}_{1,2m+1} = e_{2,2m+1} - c_{1,j} e_{1,2m+1} \\ \dot{e}_{2,2m+1} = \ddot{x}_{2m+1,d} + c_{1,j} (e_{2,2m+1} - c_{1,j} e_{1,2m+1}) - f_j(X) - g_j(X) u_j - d_j \end{cases} \quad (IV.44)$$

La fonction de Lyapunov augmentée est exprimée par :

$$V_{2,2m+1} = \frac{1}{2} e_{1,2m+1}^2 + \frac{1}{2 g_j(X)} e_{2,2m+1}^2 \quad (IV.45)$$

La dérivée de  $V_{2,2m+1}$  est obtenue par :

$$\dot{V}_{2,2m+1} = e_{1,2m+1} \dot{e}_{1,2m+1} + \frac{1}{g_j(X)} e_{2,2m+1} \dot{e}_{2,2m+1} - \frac{\dot{g}_j(X)}{2 g_j^2(X)} e_{2,2m+1}^2 \quad (IV.46)$$

En substituant (IV.44) dans (IV.46) :

$$\dot{V}_{2,2m+1} = -c_{1,j} e_{1,2m+1}^2 + e_{2,2m+1} \left( \frac{\ddot{x}_{2m+1,d} + c_{1,j} (e_{2,2m+1} - c_{1,j} e_{1,2m+1}) + e_{1,2m+1} g_j(X) - f_j(X) - d_j}{g_j(X)} - \frac{\dot{g}_j(X)}{2 g_j^2(X)} e_{2,2m+1} - u_j \right) \quad (IV.47)$$

La loi de commande  $u_j$  est obtenue par :

$$u_j = \frac{1}{g_j(X)} \left( \ddot{x}_{2m+1,d} + c_{1,j} (e_{2,2m+1} - c_{1,j} e_{1,2m+1}) + e_{1,2m+1} g_j(X) - f_j(X) - d_j - \frac{\dot{g}_j(X)}{2 g_j^2(X)} e_{2,2m+1} \right) + c_{2,j} e_{2,2m+1} \quad (IV.48)$$

En utilisant (IV.48), on peut vérifier que :

$$\dot{V}_{2,2m+1} \leq -c_{1,j} e_{1,2m+1}^2 - c_{2,j} e_{2,2m+1}^2 \quad (\text{IV.49})$$

Si  $f_j(X)$  est connu et exempt d'incertitudes et de perturbations externes, c'est-à-dire  $d_j = 0$ , la loi de contrôle idéale peut être réécrite comme suit :

$$u_j = \frac{1}{g_j(X)} \left( \ddot{x}_{2m+1,d} + c_{1,j} (e_{2,2m+1} - c_{1,j} e_{1,2m+1}) + e_{1,2m+1} g_j(X) - f_j(X) - \frac{\dot{g}_j(X)}{2g_j^2(X)} e_{2,2m+1} \right) + c_{2,j} e_{2,2m+1} \quad (\text{IV.50})$$

Le problème principal est que les fonctions  $f_j(x)$  sont inconnues et que les termes  $d_j$ , qui englobent les perturbations externes et les incertitudes, sont différents de zéro ( $d_j \neq 0$ ). Dans ce travail, une approche de commande adaptative flou type 2 a été proposée afin de résoudre ce problème. La méthode proposée est basée sur l'identification en ligne des lois de commande à l'aide d'un système flou type 2 où les paramètres flous sont adaptés à l'aide de certaines lois adaptatives.

Les lois de commande obtenues en (IV.50) peuvent être réarrangées comme suit [84] :

$$u_j = u_{b,j} + c_{2,j} e_{2,2m+1} \quad (\text{IV.51})$$

Où

$$u_{b,j} = \frac{1}{g_j(X)} \left( \ddot{x}_{2m+1,d} + c_{1,j} (e_{2,2m+1} - c_{1,j} e_{1,2m+1}) + e_{1,2m+1} g_j(X) - f_j(X) - \frac{\dot{g}_j(X)}{2g_j^2(X)} e_{2,2m+1} \right) \quad (\text{IV.52})$$

Nous avons supposé que les états de l'oct rotor dans (IV.37) ne sont pas mesurables. Un observateur à mode glissant est donc introduit pour traiter les états non mesurés, et la commande Backstepping flou type 2 adaptatif proposé est construite sur la base de l'observateur à mode glissant.

Le système flou type 2 est principalement utilisé pour identifier les lois de commande  $u_{b,j}$  dans (IV.52) comme suit :

$$\hat{u}_{b,j} = W_j^T(X) \Theta_j \quad (IV.53)$$

Où  $\Theta_j$  désigne les paramètres de vecteur adaptés et  $W_j^T(X)$  représente les fonctions de base moyennes obtenues par le système flou de type 2, où chaque fonction de base est donnée par la moyenne des fonctions de base gauche et droite correspondantes.

Soit  $\hat{X}$  l'estimation de  $X$ ,  $\hat{u}_{b,j}$  dans (IV.53) devient :

$$\hat{u}_{b,j} = W_j^T(\hat{X}) \Theta_j \quad (IV.54)$$

Le réel  $u_{b,j}$  peut être exprimé sous les formes suivantes :

$$u_{b,j} = W_j^T(\hat{X}) \Theta_j^* + \varepsilon_j \quad (IV.55)$$

Où  $\Theta_j^*$  sont les paramètres optimaux et  $\varepsilon_j$  les erreurs d'approximation qui satisfont à la condition suivante :

$$|\varepsilon_j| \leq \bar{\varepsilon}_j$$

Où  $\bar{\varepsilon}_j$  est un paramètre positif inconnu.

## IV.5 Conception d'un observateur à mode glissant

Dans ce chapitre, nous présentons la conception d'un observateur à mode glissant spécialement conçu pour l'estimation de l'état d'un octorotor. Le système de l'ocotorotor, avec sa dynamique complexe et ses incertitudes inhérentes, pose des défis importants pour une estimation précise de l'état. Le modèle et la dynamique du système sont décrits dans un premier temps, en tenant compte des non-linéarités et des incertitudes présentes dans le comportement de l'ocotorotor [85].

Pour résoudre le problème de l'estimation de l'état, une architecture d'observateur à mode glissant est proposée. L'observateur est conçu pour estimer les états de l'ocotorotor sur la base des mesures disponibles. La sélection des états de l'observateur est soigneusement étudiée afin de capturer les informations pertinentes pour une estimation précise. En introduisant une dynamique d'observateur appropriée, l'observateur est capable de suivre et d'estimer les variables d'état du système de l'ocotorotor [86].

Le choix d'une surface de glissement appropriée, qui permet à l'observateur de converger vers les états réels, est crucial pour la conception de l'observateur. La surface de glissement est soigneusement définie pour minimiser les erreurs d'estimation et garantir des performances robustes.

Le modèle d'espace d'état (III.23) est réécrit par :

$$\begin{aligned} \dot{X}_j &= A_j X_j + B_j u_j + \Gamma_j + D_j \\ y_j &= C X_j \end{aligned} \quad (IV.56)$$

Où  $j=1,\dots,M, M=6$  est le nombre de sous-systèmes, les fonctions  $\Gamma_j$  sont des fonctions continues non linéaires supposées inconnues,  $B_j$  sont des fonctions continues non linéaires supposées connues,  $X_j = \begin{bmatrix} x_{2m+1} \\ x_{2j} \end{bmatrix}$  avec  $m=0,1,\dots,5$  est le vecteur d'état,  $u_j$  sont les entrées de commande,  $C = [0 \ 1]$ ,  $y_j$  sont les sorties et  $D_j$  ont l'effet des perturbations externes qui affectent le mouvement de l'ocrotorotor.

$$X_1 = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} X_2 = \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} X_3 = \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} X_4 = \begin{bmatrix} x_7 \\ x_8 \end{bmatrix} X_5 = \begin{bmatrix} x_9 \\ x_{10} \end{bmatrix} X_6 = \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{12} \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a_2 \end{bmatrix} A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a_3 \end{bmatrix} A_4 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} A_5 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} A_6 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \end{bmatrix} B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} B_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ b_2 \end{bmatrix} B_5 = \begin{bmatrix} 0 \\ b_3 \end{bmatrix}$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ d_1 \end{bmatrix} D_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ d_2 \end{bmatrix} D_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ d_3 \end{bmatrix} D_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ d_4 \end{bmatrix} D_5 = \begin{bmatrix} 0 \\ d_5 \end{bmatrix} D_6 = \begin{bmatrix} 0 \\ d_6 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -g \end{bmatrix} \Gamma_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Gamma_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Gamma_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ a_4 x_8^2 + a_7 x_{10} x_{12} + a_{10} x_{10} \end{bmatrix} \Gamma_5 = \begin{bmatrix} 0 \\ a_5 x_{10}^2 + a_8 x_8 x_{12} + a_{11} x_8 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_6 = \begin{bmatrix} 0 \\ a_6 x_{12}^2 + a_9 x_8 x_{10} \end{bmatrix}$$

L'équation (IV.56) peut être réarrangée comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{X}_j &= A_j X_j + B_j u_j + \mathcal{G}_j \\ y_j &= C X_j \end{aligned} \quad (IV.57)$$

Où :

$\mathcal{G}_j = \Gamma_j + D_j$  L'observateur d'état à mode glissant est défini pour (IV.57) par:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}}_j &= A_j \hat{X}_j + B_j u_j - L_j (\hat{y}_j - y_j) + K_j \text{sign}(\hat{y}_j - y_j) \\ \hat{y}_j &= C \hat{X}_j \end{aligned} \quad (IV.58)$$

La dynamique de l'erreur est donnée par :

$$\dot{z}_j = \hat{X}_j - X_j \quad (IV.59)$$

$$\dot{z}_j = (A_j - L_j C) z_j + K_j \text{sgn}(\hat{y}_j - y_j) - \mathcal{G}_j \quad (IV.60)$$

Considérons les trois suppositions suivantes :

**Supposition 1.**  $L_j$  Sont conçus de telle sorte que  $A_{L_j} = (A_j - L_j C)$  sont Hurwitz.

**Supposition 2.** Il existe une matrice  $Q_j \in \mathcal{R}^{n \times n}$  symétrique et définie positive et des fonctions  $\xi_j$ .

$$\mathcal{G}_j = P_j^{-1} C^T \xi_j \quad (IV.61)$$

Où  $P_j^{-1} \in \mathcal{R}^{n \times n}$  est la matrice définie positive, solution de l'équation de Lyapunov

$$A_{L_j}^T P_j + P_j A_{L_j} = -Q_j \quad (IV.62)$$

**Supposition3.**  $K_j$  Sont conçus par :

$$K_j = -\eta_j P_j^{-1} C^T \quad (IV.63)$$

où  $\eta_j$  sont des paramètres positifs qui satisfont à la condition :

$$\eta_j \geq \|\xi_j\| \quad (IV.64)$$

En introduisant (IV.61) et (IV.63) dans (IV.60), on obtient :

$$\dot{z}_j = (A_j - L_j C) z_j - \eta_j P_j^{-1} C^T \operatorname{sgn}(\hat{y}_j - y_j) - P_j^{-1} C^T \xi_j \quad (\text{IV.65})$$

Pour l'analyse de la stabilité, la fonction de Lyapunov suivante est définie comme suit :

$$V_{obj} = z_j^T P_j z_j \quad (\text{IV.66})$$

La dérivée de (IV.66) est donnée par :

$$\dot{V}_{obj} = (\dot{z}_j^T P_j z_j + z_j^T P_j \dot{z}_j) \quad (\text{IV.67})$$

La fonction de discontinuité  $\operatorname{sgn}(\hat{y}_j - y_j)$  peut être écrite comme suit :

$$\operatorname{sgn}(\hat{y}_j - y_j) = \frac{C z_j}{\|C z_j\|} \quad (\text{IV.68})$$

En utilisant (IV.65) et (IV.68), (IV.67) est réécrit comme suit :

$$\dot{V}_{obj} = z_j^T (A_{Lj}^T P_j + P_j A_{Lj}) z_j - 2 \frac{z_j^T P_j (P_j^{-1} C^T C z_j)}{\|C z_j\|} \eta_j - 2 z_j^T P_j P_j^{-1} C^T \xi_j \quad (\text{IV.69})$$

Alors

$$\dot{V}_{obj} = -z_j^T (Q_j) z_j - 2 \|C z_j\| \eta_j - 2 z_j^T C^T \xi_j \quad (\text{IV.70})$$

En utilisant, la condition (IV.64), (IV.70) devient :

$$\dot{V}_{obj} \leq -z_j^T (Q_j) z_j \quad (\text{IV.71})$$

## IV.6 Conception d'une commande Backstepping floue type 2 adaptatif basée sur un observateur de mode de glissement

Cette section se concentre sur la conception et la mise en œuvre d'un observateur de mode glissant et d'une commande backstepping floue type 2 adaptatif pour un octorotor. L'objectif est de développer un système de contrôle robuste capable de stabiliser et de contrôler l'ocrotor dans des conditions de fonctionnement incertaines. L'observateur à mode glissant est utilisé pour estimer les états non mesurés du système, tandis que la commande backstepping floue type 2 adaptatif est utilisée pour obtenir un suivi de trajectoire précis et robuste. Le schéma de contrôle proposé combine les avantages de la

commande par mode glissant, de la conception de l'observateur et de la logique floue pour gérer les incertitudes, les perturbations et les bruits de mesure de manière globale [87].

Le contrôleur backstepping flou type 2 adaptatif basé sur un observateur de mode glissant et les lois de paramètres adaptatives doivent être développés de telle sorte que la stabilité de la boucle fermée soit assurée en utilisant l'approche de Lyapunov.

Les erreurs de poursuite sont données par :

$$\hat{e}_{1,2m+1} = x_{2m+1,d} - \hat{x}_{2m+1} \quad (IV.72)$$

Les lois de commande adaptatives sont déterminées par [84] :

$$u_j = u_{a,j} + u_{r,j} + u_{p,j}, \quad (j = 1, \dots, 6) \quad (IV.73)$$

Où :

$u_{a,j}$  est l'expression de la commande adaptative floue de type 2 qui est conçue pour identifier la loi de commande à rebours  $u_{b,j}$  dans (IV.52) sous la forme suivante :

$$u_{a,j} = \hat{u}_{b,j} = W_j^T(\hat{X}) \Theta_j \quad (IV.74)$$

Avec  $W_j^T(X)$  désigne les fonctions de base moyennes obtenues par le système flou type 2 où chaque fonction de base est donnée par la moyenne des fonctions de base gauche et droites correspondantes et  $\Theta_j$  est le vecteur adapté des paramètres obtenus par :

$$\dot{\Theta}_j = \gamma_j \hat{e}_{2,2m+1} W_j(\hat{X}) - \sigma_{1,j} \Theta_j \quad (IV.75)$$

Où

$$\gamma_j > 0, \quad \hat{e}_{2,2m+1} = \dot{x}_{2m+1,d} + c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1} - \dot{\hat{x}}_{2j} \quad \text{et} \quad \Theta_j(0) = 0$$

$u_{r,j}$  est une expression de contrôle robuste est introduite afin d'atténuer à la fois les effets de l'erreur d'identification floue type 2 et les incertitudes déterminées par [88] :

$$u_{r,j} = \hat{e}_j \tanh\left(\frac{\hat{e}_{2,2m+1}}{x_j}\right) \quad (IV.76)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_j = \eta_j \hat{e}_{2,2m+1} \tanh\left(\frac{\hat{e}_{2,2m+1}}{x_j}\right) - \sigma_{2,j} \hat{\varepsilon}_j \quad (\text{IV.77})$$

Avec  $\eta_j > 0$ ,  $\sigma_{2,j} > 0$ , et  $\hat{\varepsilon}_j(0) = 0$ .

3.  $u_{p,j}$  sont données par:

$$u_{p,j} = c_{2,j} \hat{e}_{2,2m+1} \quad (\text{IV.78})$$

Où  $c_{2,j} > 0$

Pour l'analyse de la stabilité, la fonction de Lyapunov suivante est définie comme suit :

$$V = \sum_{j=1}^6 V_{obj} + \frac{1}{2} \hat{e}_{1,2m+1}^2 + \frac{1}{2g_j(\hat{X})} \hat{e}_{2,2m+1}^2 + \frac{1}{2\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \tilde{\Theta}_j + \frac{1}{2\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j^T \tilde{\varepsilon}_j \quad (\text{IV.79})$$

$\tilde{\varepsilon}_j$  et  $\tilde{\Theta}_j$  sont les erreurs d'estimation définies par:

$$\tilde{\varepsilon}_j = \varepsilon_j^* - \hat{\varepsilon}_j, \quad \hat{\varepsilon}_j \text{ est l'estimation de } \varepsilon_j^* \quad (\text{IV.80})$$

$$\tilde{\Theta}_j = \Theta_j^* - \Theta_j \quad (\text{IV.81})$$

La dérivée de (IV.79) et l'utilisation de (IV.47) donnent :

$$\dot{V} = \sum_{j=1}^6 \dot{V}_{obj} - c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1}^2 + \hat{e}_{2,2m+1} (u_{b,j} - u_j) + \frac{1}{\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \dot{\tilde{\Theta}}_j + \frac{1}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j^T \dot{\tilde{\varepsilon}}_j \quad (\text{IV.82})$$

En introduisant (IV.71) dans (IV.82), nous obtenons :

$$\dot{V} \leq \sum_{j=1}^6 -z_j^T(Q_j)z_j - c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1}^2 + \hat{e}_{2,2m+1} (u_{b,j} - u_j) + \frac{1}{\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \dot{\tilde{\Theta}}_j + \frac{1}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j^T \dot{\tilde{\varepsilon}}_j \quad (\text{IV.83})$$

En substituant (IV.55), (IV.73), (IV.74) et (IV.78) dans (IV.83), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \sum_{j=1}^6 -z_j^T(Q_j)z_j - c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1}^2 + \hat{e}_{2,2m+1} \left( W_j^T(\hat{X}) \Theta_j^* + \varepsilon_j - W_j^T(\hat{X}) \Theta_j - u_{r,j} - c_{2,j} \hat{e}_{2,2m+1} \right) + \\ & \frac{1}{\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \dot{\tilde{\Theta}}_j + \frac{1}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j^T \dot{\tilde{\varepsilon}}_j \end{aligned} \quad (\text{IV.84})$$

Les vecteurs de paramètres optimaux  $\Theta_j^*$  et  $\varepsilon_j^*$  varient lentement dans le temps, et la dérivée temporelle de l'erreur d'estimation sera donc :

$$\dot{\tilde{\varepsilon}}_j = -\dot{\hat{\varepsilon}}_j \quad \text{et} \quad \dot{\tilde{\Theta}}_j = -\dot{\Theta}_j \quad (\text{IV.85})$$

En substituant (IV.65) dans (IV.64) et en considérant (IV.61), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \sum_{j=1}^6 -z_j^T (Q_j) z_j - c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1}^2 - c_{2,j} \hat{e}_{2,2m+1}^2 + \hat{e}_{2,2m+1} W_j^T (\hat{X}) \tilde{\Theta}_j + \hat{e}_{2,2m+1} (\varepsilon_j - u_{r,j}) - \frac{1}{\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \dot{\Theta}_j - \\ & \frac{1}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j^T \dot{\hat{\varepsilon}}_j \end{aligned} \quad (IV.86)$$

En introduisant (IV.75) et (IV.77) dans (IV.86), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \sum_{j=1}^6 -z_j^T (Q_j) z_j - c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1}^2 - c_{2,j} \hat{e}_{2,2m+1}^2 + \hat{e}_{2,2m+1} (\varepsilon_j - u_{r,j}) + \frac{\sigma_{1,j}}{\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \Theta_j - \\ & \frac{1}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \eta_j \hat{e}_{2,2m+1} \tanh\left(\frac{\hat{e}_{2,2m+1}}{\chi_j}\right) + \frac{\sigma_{2,j}}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \hat{\varepsilon}_j \end{aligned} \quad (IV.87)$$

En substituant (IV.80) dans (IV.87), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \sum_{j=1}^6 -z_j^T (Q_j) z_j - c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1}^2 - c_{2,j} \hat{e}_{2,2m+1}^2 + \hat{e}_{2,2m+1} (\varepsilon_j - u_{r,j}) + \frac{\sigma_{1,j}}{\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \Theta_j - \\ & \varepsilon_j^* \hat{e}_{2,2m+1} \tanh\left(\frac{\hat{e}_{2,2m+1}}{\chi_j}\right) + \hat{\varepsilon}_j \hat{e}_{2,2m+1} \tanh\left(\frac{\hat{e}_{2,2m+1}}{\chi_j}\right) + \frac{\sigma_{2,j}}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \hat{\varepsilon}_j \end{aligned} \quad (IV.88)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \sum_{j=1}^6 -z_j^T (Q_j) z_j - c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1}^2 - c_{2,j} \hat{e}_{2,2m+1}^2 + \frac{\sigma_{1,j}}{\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \Theta_j - \varepsilon_j^* \hat{e}_{2,2m+1} \tanh\left(\frac{\hat{e}_{2,2m+1}}{\chi_j}\right) + \\ & \hat{\varepsilon}_j \hat{e}_{2,2m+1} \tanh\left(\frac{\hat{e}_{2,2m+1}}{\chi_j}\right) + \frac{\sigma_{2,j}}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \hat{\varepsilon}_j - \hat{e}_{2,2m+1} u_{r,j} + \left| \hat{e}_{2,2m+1} \right| \varepsilon_j^* \end{aligned} \quad (IV.89)$$

En introduisant (IV.76) dans (IV.89), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \sum_{j=1}^6 -z_j^T (Q_j) z_j - c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1}^2 - c_{2,j} \hat{e}_{2,2m+1}^2 + \frac{\sigma_{1,j}}{\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \Theta_j + \left| \hat{e}_{2,2m+1} \right| \varepsilon_j^* - \varepsilon_j^* \hat{e}_{2,2m+1} \tanh\left(\frac{\hat{e}_{2,2m+1}}{\chi_j}\right) + \\ & \frac{\sigma_{2,j}}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \hat{\varepsilon}_j \end{aligned} \quad (IV.90)$$

Considérons l'inégalité suivante pour toute valeur de  $\zeta > 0$  [88]:

$$\left| \hat{e}_{2,2m+1} \right| - \hat{e}_{2,2m+1} \tanh\left(\frac{\hat{e}_{2,2m+1}}{\chi_j}\right) \leq \zeta \chi_j = \varsigma \quad (IV.91)$$

## Chapitre IV : Commande tolérante aux défauts appliqués sur un UAV type octorotor

Avec  $\zeta$  est une constante qui vérifie  $\zeta = e^{-(\zeta+1)}$ , c'est-à-dire.  $\zeta = 0.2785$ , (IV.90) est changé comme suit :

$$\dot{V} \leq \sum_{j=1}^6 -z_j^T (Q_j) z_j - c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1}^2 - c_{2,j} \hat{e}_{2,2m+1}^2 + \varepsilon_j^* \zeta + \frac{\sigma_{1,j}}{\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \Theta_j + \frac{\sigma_{2,j}}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \hat{\varepsilon}_j \quad (\text{IV.92})$$

En utilisant l'inégalité de Young, on a :

$$\frac{\sigma_{1,j}}{\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \Theta_j \leq -\frac{\sigma_{1,j}}{2\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \Theta_j + \frac{\sigma_{1,j}}{2\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^{*T} \Theta_j^* \quad (\text{IV.93})$$

$$\frac{\sigma_{2,j}}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j^T \hat{\varepsilon}_j \leq -\frac{\sigma_{2,j}}{2\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j^2 + \frac{\sigma_{2,j}}{2\eta_j} |\varepsilon_j^*|^2 \quad (\text{IV.94})$$

En substituant (IV.93) et (IV.94) dans (IV.92), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq \sum_{j=1}^6 -z_j^T (Q_j) z_j - c_{1,j} \hat{e}_{1,2m+1}^2 - c_{2,j} \hat{e}_{2,2m+1}^2 + \varepsilon_j^* \zeta - \frac{\sigma_{1,j}}{2\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^T \Theta_j + \frac{\sigma_{1,j}}{2\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^{*T} \Theta_j^* \\ - \frac{\sigma_{2,j}}{2\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j^2 + \frac{\sigma_{2,j}}{2\eta_j} |\varepsilon_j^*|^2 \end{aligned} \quad (\text{IV.95})$$

Nous précisons :

$$c = \min \left\{ 2 \min \left( \lambda \min (Q_j) \right), \sigma_{1,j}, \sigma_{2,j}, 2c_{1,j}, 2c_{2,j} \right\} \quad (\text{IV.96})$$

(IV.95) devient :

$$\dot{V} \leq -cV + \rho \quad (\text{IV.97})$$

Avec

$$\rho = \sum_{j=1}^6 \varepsilon_j^* \zeta + \frac{\sigma_{1,j}}{2\gamma_j} \tilde{\Theta}_j^{*T} \Theta_j^* + \frac{\sigma_{2,j}}{2\eta_j} |\varepsilon_j^*|^2 \quad (\text{IV.98})$$

En intégrant (IV.97) on obtient :

$$V(t) \leq V(0) e^{-ct} + \frac{\rho}{c} \quad (\text{IV.99})$$

D'après (IV.97), il peut être prouvé que l'oct rotor commandé par la méthode de commande proposée, basée sur un observateur à mode glissant, est asymptotiquement stable même en présence de perturbations et d'incertitudes externes et que les erreurs de poursuite convergent par conséquent vers zéro, Ce qui donne une démonstration complète. La commande proposée basée sur le schéma de l'observateur en mode glissant est présentée à la Figure IV.1.

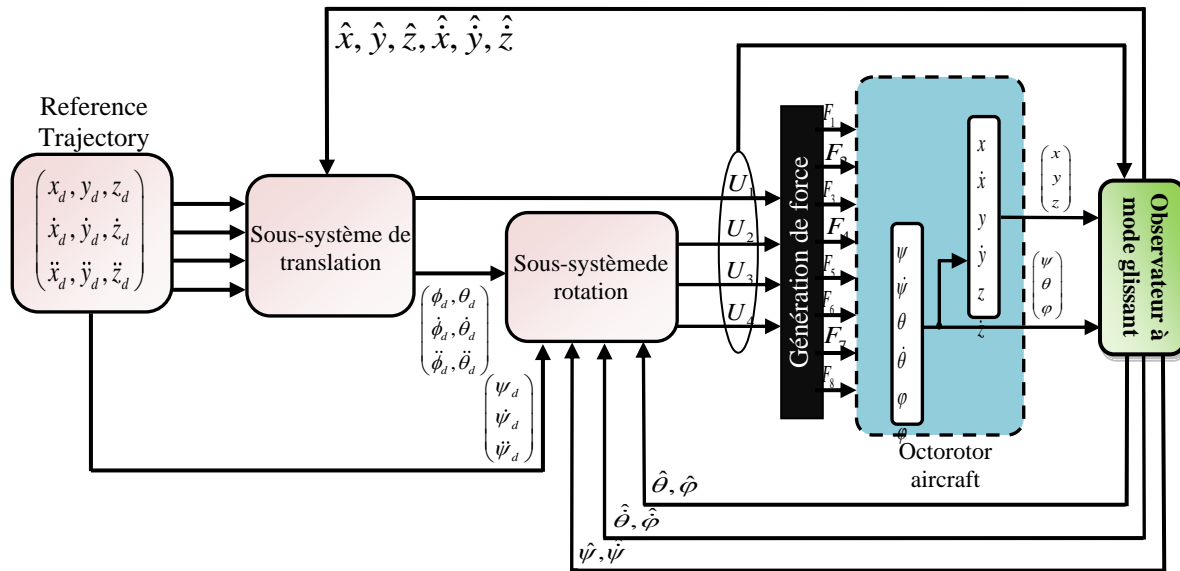


Figure IV 1 Commande proposée basée sur le schéma de l'observateur de mode glissant.

### IV.7 Résultats de simulation

Tableau IV 1 Paramètres de l'observateur.

Les paramètres de l'observateur dans l'équation (IV.58)	Solutions de l'équation de Lyapunov (IV.63) pour $Q_j = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}$
$L_1 = [9 \ 18], L_2 = [3 \ 2],$ $L_3 = [11 \ 30], L_4 = [11 \ 24],$ $L_5 = [14 \ 48], L_6 = [16 \ 63]$	$P_1 = \begin{bmatrix} 0.58 & 0.27 \\ 0.27 & 13.05 \end{bmatrix}, P_2 = \begin{bmatrix} 2.5 & 2.5 \\ 2.5 & 12.5 \end{bmatrix}$ $P_3 = \begin{bmatrix} 4.7 & 1.66 \\ 1.66 & 159.2 \end{bmatrix}, P_4 = \begin{bmatrix} 4.73 & 2.08 \\ 2.08 & 136.55 \end{bmatrix}$ $P_5 = \begin{bmatrix} 3.64 & 1.04 \\ 1.04 & 189.58 \end{bmatrix}, P_6 = \begin{bmatrix} 3.17 & 0.79 \\ 0.79 & 212.7 \end{bmatrix}$

Dans cette section, pour démontrer l'efficacité et la capacité de la commande proposée basée sur l'observateur glissant, Deux scénarios de l'octocopter sont réalisés, dans lesquels diverses formes de perturbations et d'incertitudes externes des paramètres sont prises en compte. Dans le scénario 1, une application idéale dans laquelle les perturbations externes et les incertitudes du modèle n'ont pas été introduites sur l'octocopter. Dans le scénario 2, un simulateur de vol prenant en compte des variations paramétriques (à t=60 s) en effet, ces variations imposent une augmentation de 75% des inerties ( $I_x, I_y$  et  $I_z$ ) où

$\tilde{J} = 0.75 J_0 kg m^2$  et les effets du vent et des couples, qui sont modélisés par des bruits aléatoires présentés dans la Figure IV.2

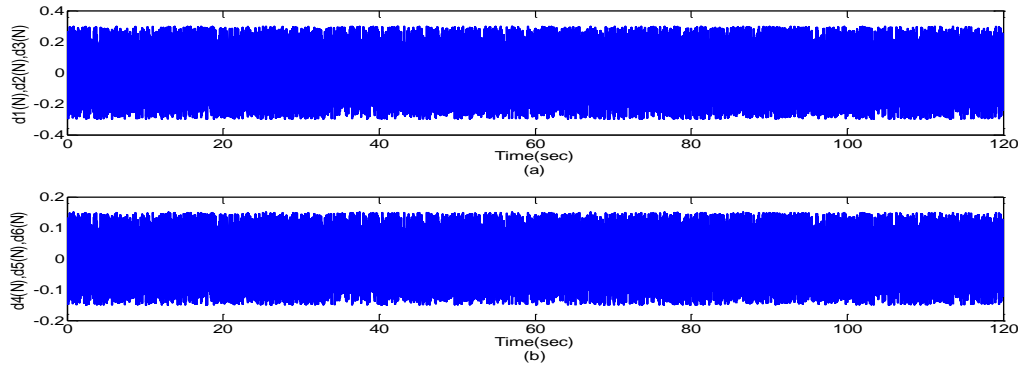


Figure IV 2 Effets des perturbations du vent et des couples.

#### IV.7.1 Scénario 1 : vol idéal (absence de perturbations externes et d'incertitudes du modèle).

Il s'agit de la commande de suivi de trajectoire sans tenir compte des perturbations de couple et des vents violents. La Figure IV.3 montre l'évolution de la position de l' octorotor pendant son vol en 3D. simulation obtenue pour trois positions  $(x, y, z)$  et un angle de lacet  $(\psi)$ , ainsi que leurs valeurs estimées, sont présentés à la Figure IV.4. Les angles de roulis et de tangage et leurs valeurs estimées sont indiqués à la Figure IV.5, la Figure IV.6 présente les vitesses linéaires et angulaires et leurs valeurs estimées, et les entrées de commande (F1, F2, F3, F4, F5, F6, F7 et F8) sont indiquées à la Figure IV.7

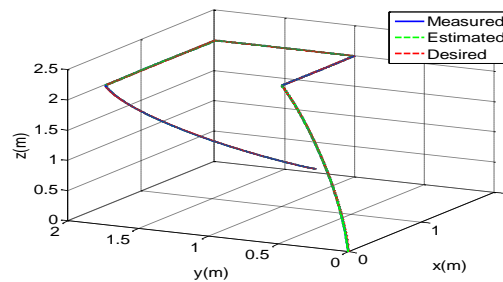


Figure IV 3 Trajectoire réalisée dans l'espace 3D (Scénario 1).

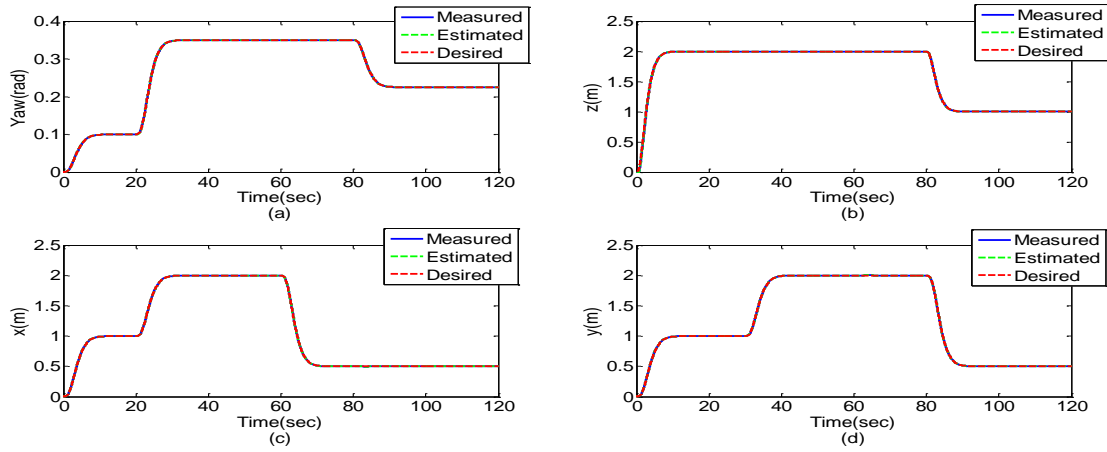


Figure IV 4 Évolution de l'angle de lacet et des positions (x,y,z).

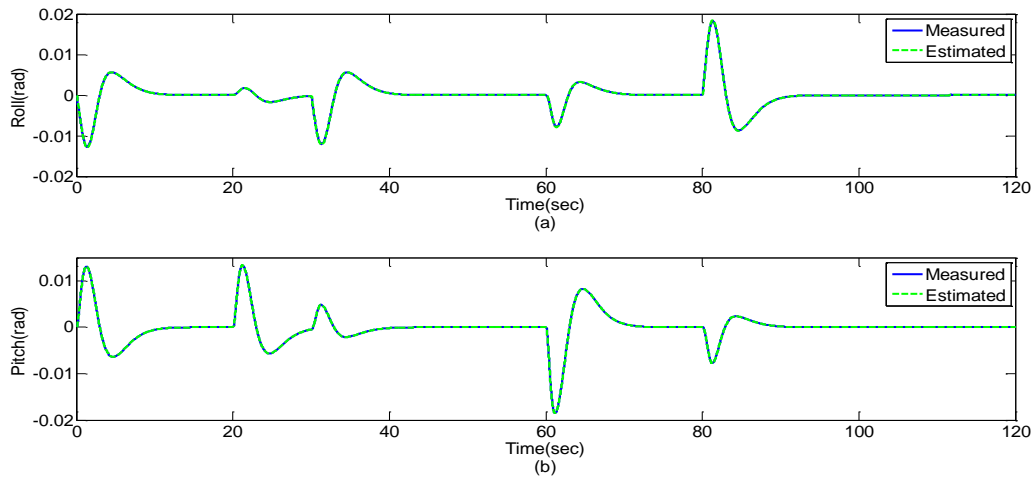
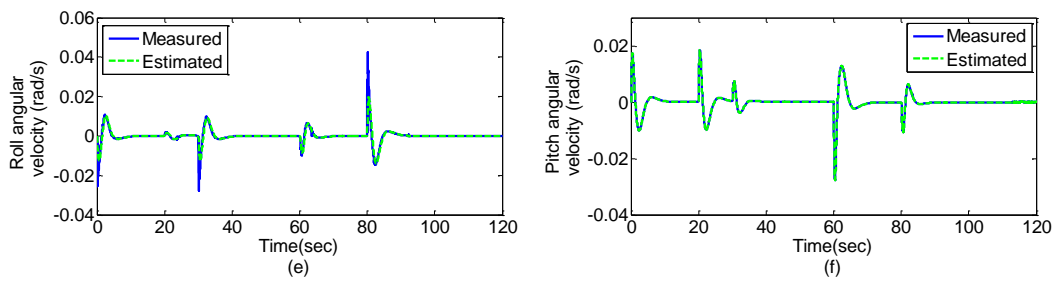


Figure IV 5 L'Évolution des angles de roulis et de tangage.



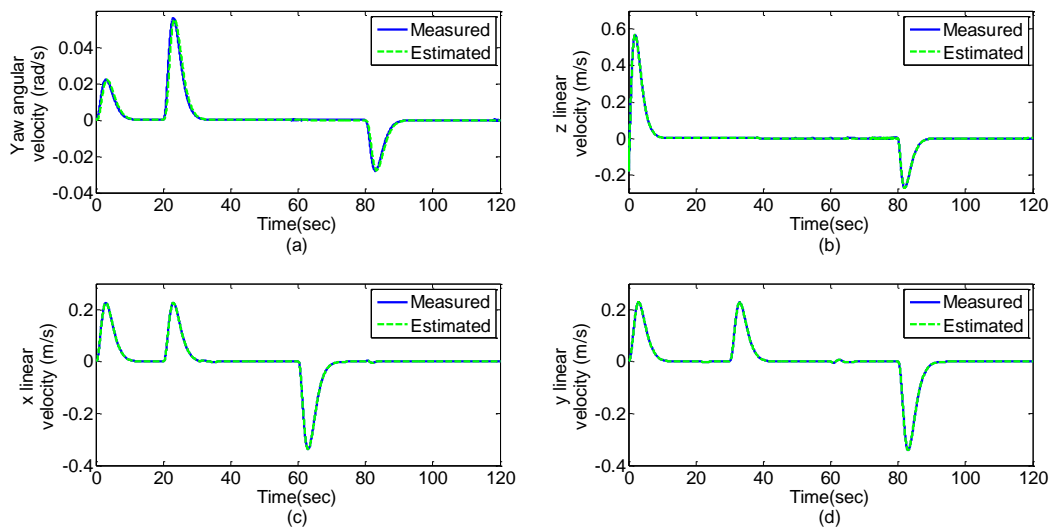
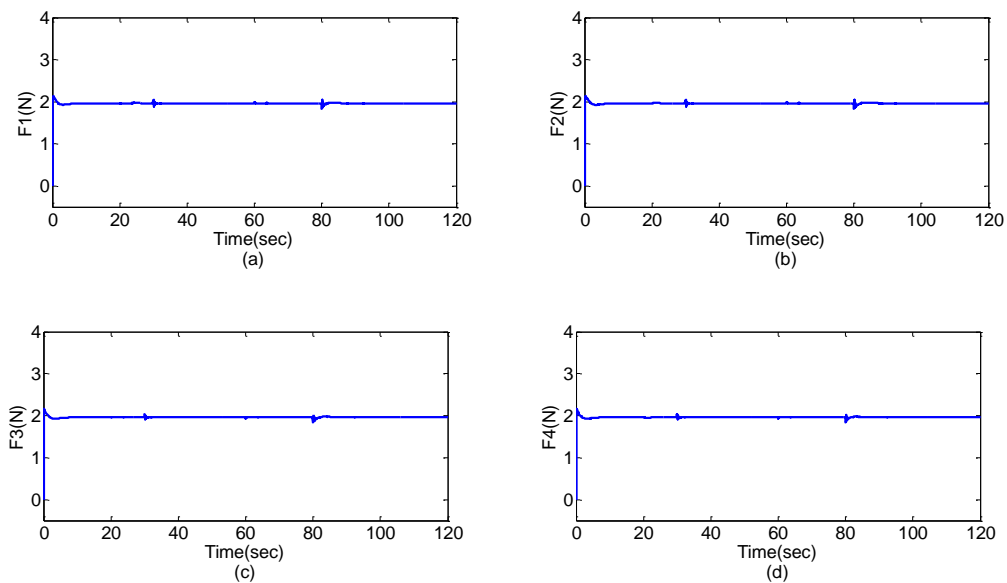
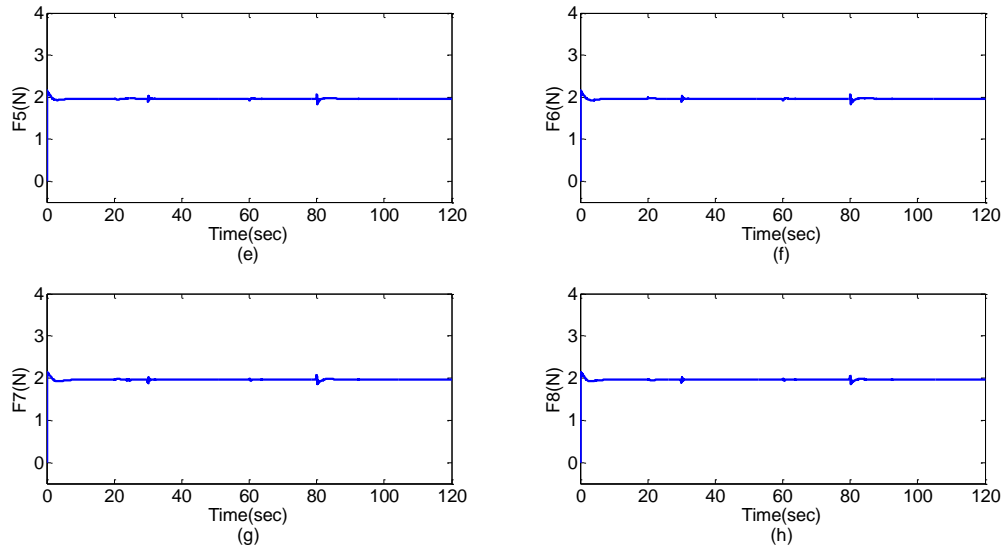


Figure IV 6 Évolution des vitesses linéaires et angulaires.



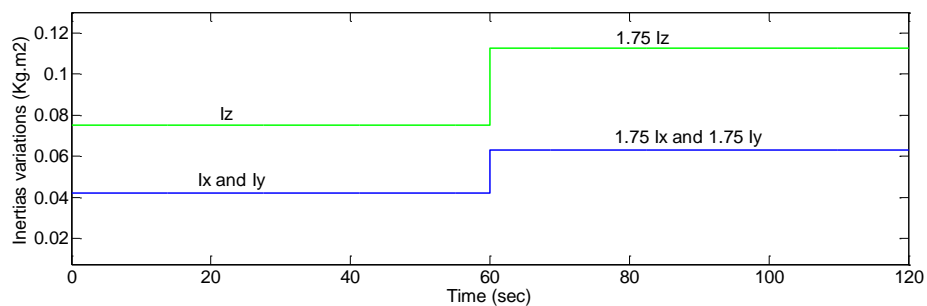


**Figure IV 7** Evolution des signaux d'entrée de la commande.

**IV.7.2 Scénario 2 : vol idéal (présence de perturbations externes et d'incertitudes du modèle)**

Pour prouver la robustesse et la fiabilité de la méthode de commande proposée, les rafales de vent présentées dans la Figure IV.2 et les incertitudes d'inertie présentées dans la Figure IV.8 sont ajoutées au système.

Les résultats de la simulation sont présentés dans les Figures IV.9 à IV.12. La Figure IV.9 montre la trajectoire réalisée par l'ocrotorot dans l'espace 3D. La Figure IV.10 représente les positions  $(x, y, z)$  et les angles  $(\psi)$  avec leur valeur estimée. Les angles d'inclinaison (tangage et roulis) et leur valeur estimée sont illustrés à la Figure IV.11. Les vitesses linéaires et angulaires et leurs valeurs estimées sont indiquées à la Figure IV.12, et les entrées du signal de commande est illustrées à la Figure IV.13.



**Figure IV 8** Evolution de la variation des inerties.

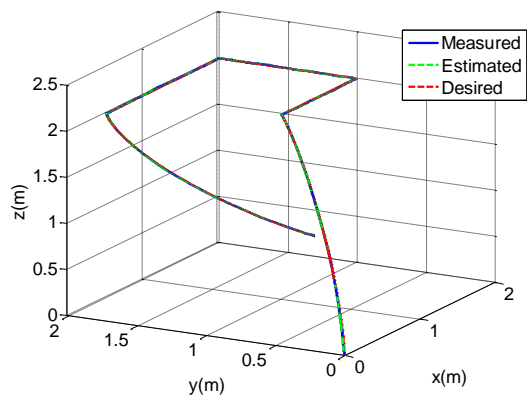


Figure IV 9 Trajectoire réalisée dans l'espace 3D.

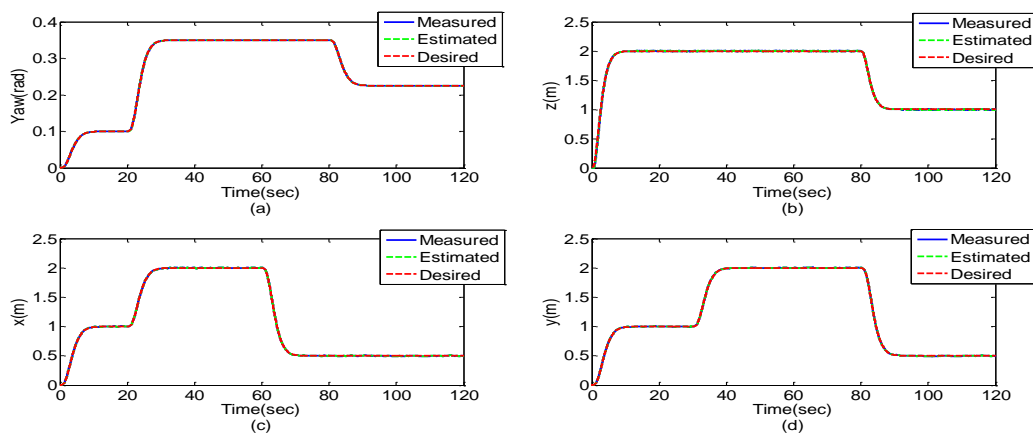


Figure IV 10 Évolution de l'angle de lacet et des positions (x,y,z).

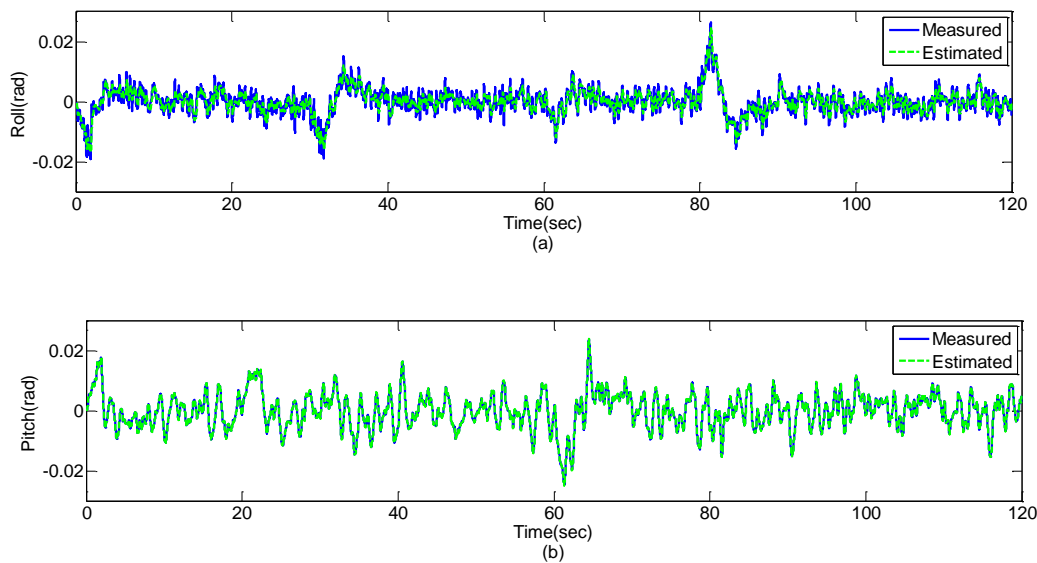


Figure IV 11 Évolution des angles de roulis et de tangage.

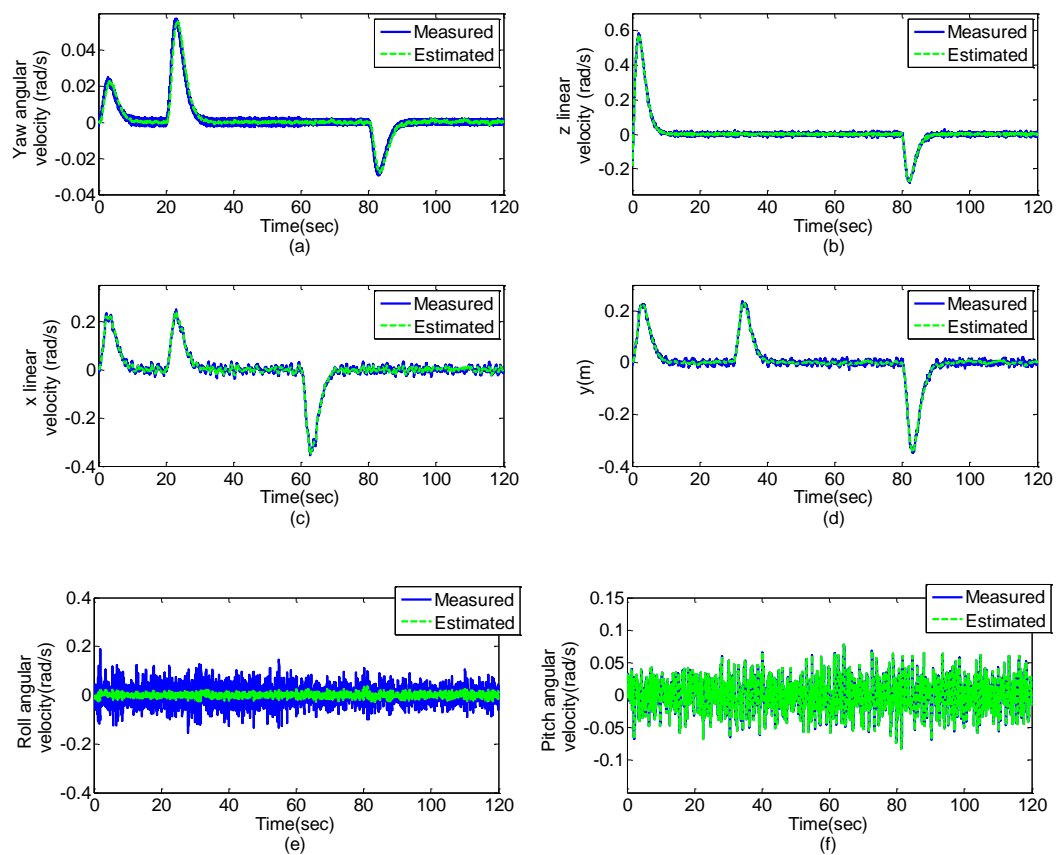
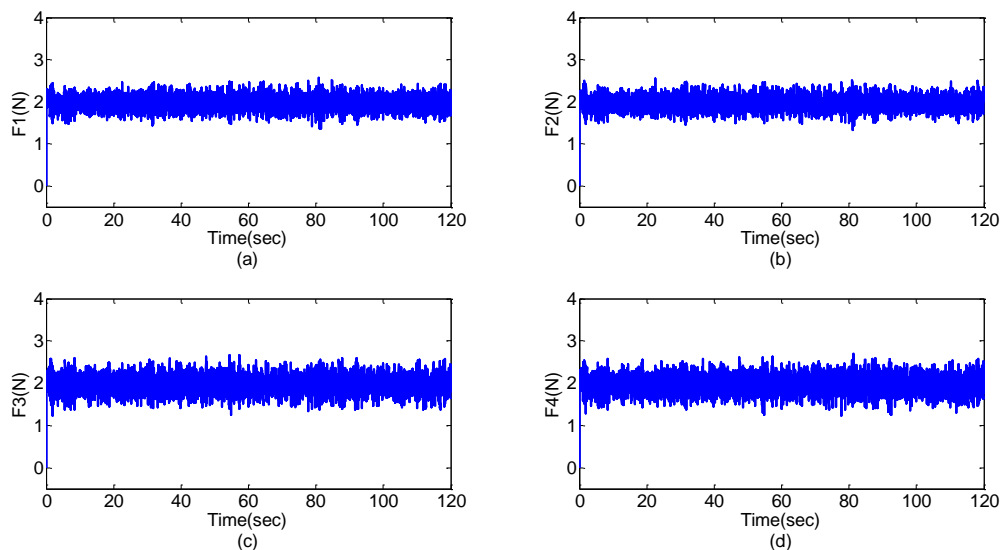
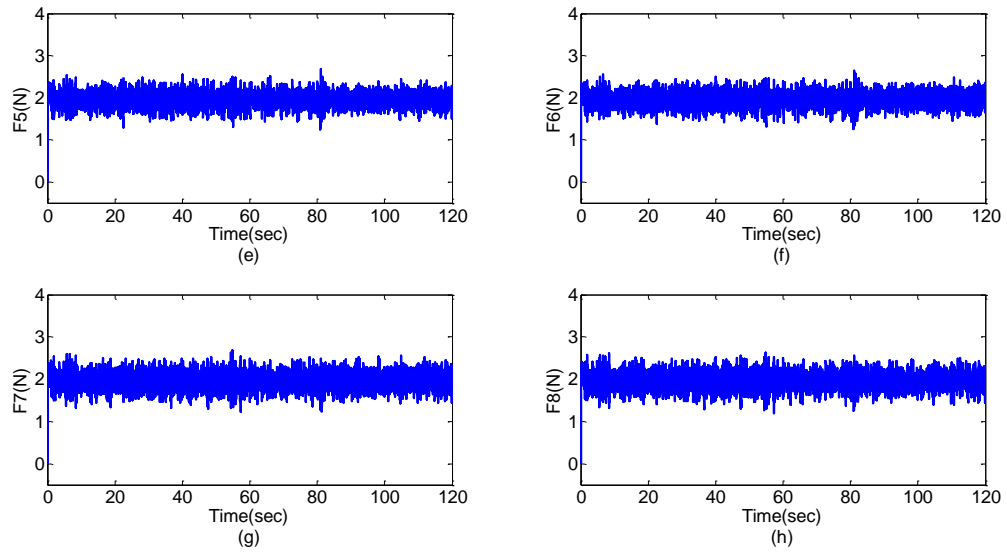


Figure IV 12 Évolution des vitesses linéaires et angulaires.





**Figure IV 13** Évolution des signaux d'entrée de la commande.

D'après ces figures, nous pouvons observer un bon suivi des trajectoires désirées avec le meilleur rejet des perturbations, ce qui prouve la robustesse de l'approche de contrôle proposée et la stabilité de la dynamique en boucle fermée sont assurés.

### IV.8 commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide

La commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide est une stratégie de contrôle avancée qui combine les avantages de la convergence rapide et du contrôle de mode glissant terminal avec une garantie de stabilité globale. Cette approche est particulièrement efficace pour contrôler les systèmes non linéaires et incertains, avec l'avantage supplémentaire de garantir la stabilité dans l'ensemble de l'espace d'état [89].

La commande par mode glissant dynamique globale terminale rapide (GFDTSMC) est une extension de la commande par mode glissant terminale (TSMC) et de la commande par mode glissant terminale rapide (FTSMC). Elle vise non seulement à obtenir une convergence rapide et sans chattering vers une surface de glissement et un point d'équilibre, mais aussi à garantir que ce comportement reste vrai pour toutes les conditions initiales et tous les états du système possibles. Cette propriété de stabilité globale rend le GFDTSMC particulièrement robuste et fiable pour une large gamme d'applications.

L'aspect "global" du GFDTSMC garantit la stabilité dans l'ensemble de l'espace d'état. Cela signifie que la loi de commande est conçue pour s'assurer que le système reste stable pour toutes les conditions initiales possibles, fournissant ainsi une stratégie de commande robuste et fiable.

### IV.9 Conception d'un GFDTSMC

Considérons le système non linéaire incertain SISO décrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1}, i = 1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n &= f(x) + g(x)u + d \\ y &= x_1 \end{aligned} \tag{IV.100}$$

$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$  est l'état mesurable du système,  $f(x) \in R$  et  $g(x) \in R$  sont des fonctions non linéaires connues, respectivement.  $u \in R$  l'entrée de la commande du système et  $d \in R$  est la perturbation externe.

Pour développer la commande de poursuite en GFDTSMC, nous définissons :

$$s_1 = y - y_d \tag{IV.101}$$

La  $n^{ème}$  dérivée de  $s_1$  est donnée par :

$$s_1^{(n)} = y^{(n)} - y_d^{(n)} = \dot{x}_n - y_d^{(n)} \quad (IV.102)$$

En considérant (IV.102), la procédure récursive pour le GFDTSMC des systèmes non linéaires incertains s'écrit comme suit [90] :

$$\begin{aligned} s_2 &= \dot{s}_1 + \alpha_1 s_1 + \beta_1 s_1^{q_1} \\ s_3 &= \dot{s}_2 + \alpha_2 s_2 + \beta_2 s_2^{q_2} \\ &\vdots \\ s_n &= \dot{s}_{n-1} + \alpha_{n-1} s_{n-1} + \beta_{n-1} s_{n-1}^{q_{n-1}} \end{aligned} \quad (IV.103)$$

où  $\alpha_i > 0$  et  $\beta_i > 0$ ,  $p_i$  et  $q_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, n+1$  sont des entiers impairs positifs avec  $p_i < q_i$

Pour chaque  $s_i$ , on a :

$$\begin{aligned} \dot{s}_i &= \ddot{s}_{i-1} + \frac{d}{dt} \left[ \alpha_{i-1} s_{i-1} + \beta_{i-1} s_{i-1}^{q_{i-1}} \right] \\ &= \ddot{s}_{i-1} + \alpha_{i-1} \dot{s}_{i-1} + \beta_{i-1} \frac{d}{dt} s_{i-1}^{q_{i-1}} \end{aligned} \quad (IV.104)$$

Ainsi, la dérivée d'ordre  $j$  de  $s_i$  est

$$s_i^{(j)} = s_{i-1}^{(j+1)} + \frac{d^{(j)}}{dt^{(j)}} \left[ \alpha_{i-1} s_{i-1} + \beta_{i-1} s_{i-1}^{q_{i-1}} \right] \quad (IV.105)$$

Selon (IV.102) -(IV.105), la dérivée de  $s_n$  est :

$$\dot{s}_n = \dot{s}_1^{(n)} + \sum_{j=1}^{n-1} \alpha_j s_j^{n-j} + \sum_{j=1}^{n-1} \beta_j \frac{d^{(n-j)}}{dt^{(n-j)}} s_j^{q_j} + \dot{s} \quad (IV.106)$$

En considérant (IV.100) et (IV.102) nous avons :

$$\begin{aligned} \dot{s}_n &= \dot{x}_n - y_d^{(n)} + \sum_{j=1}^{n-1} \alpha_j s_j^{(n-j)} + \sum_{j=1}^{n-1} \beta_j \frac{d^{(n-j)}}{dt^{(n-j)}} s_j^{q_j} + \dot{s} \\ &= f(x) + g(x)u + d - y_d^{(n)} + \sum_{j=1}^{n-1} \alpha_j s_j^{(n-j)} + \sum_{j=1}^{n-1} \beta_j \frac{d^{(n-j)}}{dt^{(n-j)}} s_j^{q_j} + \dot{s} \end{aligned} \quad (IV.107)$$

## IV.10 Conception d'un FAGFDTSMC pour un hélicoptère octorotor en présence de défauts de l'actionneur

L'objectif est de concevoir un FTC basé sur le FAGFDTSMC pour un modèle incertain d'hélicoptère octorotor en présence de défauts d'actionneurs afin de gérer correctement le suivi de trajectoire. Le rôle des systèmes flous est d'estimer les non-linéarités locales de chaque sous-système par des lois adaptatives qui respectent la stabilité et la convergence de la théorie de Lyapunov jusqu'à ce que la performance de poursuite désirée soit atteinte. Pour concevoir la commande proposée, nous utilisons le modèle dynamique du octorotor en mode dégradé développé dans (II.17), en présence de défauts l'actionneur :

$$\left\{ \begin{array}{l} \ddot{x} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \sin \theta \cos \psi + \sin \varphi \cos \psi) u_1 \} + f_4 \\ \ddot{y} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) u_1 \} + f_5 \\ \ddot{z} = \frac{1}{m} \{ (\cos \varphi \cos \theta) u_1 \} + g + f_6 \\ \ddot{\varphi} = \frac{1}{I_x} u_2 + f_1 \\ \ddot{\theta} = \frac{1}{I_y} u_3 + f_2 \\ \ddot{\psi} = \frac{1}{I_z} u_4 + f_3 \end{array} \right. \quad (\text{IV.108})$$

Où  $f_1, \dots, f_6$  sont des fonctions inconnues données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1 = \frac{1}{I_x} \{ (I_y - I_z) \dot{\theta} \dot{\psi} - K_1 \dot{\varphi}^2 - J_H \mathcal{G} \dot{\theta} \} + d_\varphi \\ f_2 = \frac{1}{I_y} \{ (I_z - I_x) \dot{\varphi} \dot{\psi} - K_2 \dot{\theta}^2 - J_H \mathcal{G} \dot{\varphi} \} + d_\theta \\ f_3 = \frac{1}{I_z} \{ (I_x - I_y) \dot{\varphi} \dot{\theta} - K_3 \dot{\psi}^2 \} + d_\psi \\ f_4 = \frac{K_4}{m} \dot{x} + d_x \\ f_5 = \frac{K_5}{m} \dot{y} + d_y \\ f_6 = \frac{K_6}{m} \dot{z} + d_z \end{array} \right. \quad (\text{IV.109})$$

La configuration de base d'un système de logique floue se compose d'un fuzzifier, quelques règles si-alors floues, un moteur d'inférence floue et un défuzzificateur [88].

La forme générale de la  $i^{\text{ème}}$  règle du système de logique floue de Takagi-Sugeno-Kang (TSK) peut être écrite comme suit :

$$R^{(i)} : \text{si } x_1 \text{ est } A_1^i \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^i \text{ alors } \hat{f} \text{ est } y_i$$

Où :  $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$  sont les entrées,  $\hat{f}$  est la sortie,  $A_1^i, A_2^i, \dots,$  et  $A_n^i$  sont les ensembles flous et  $y_i$  est le singleton flou pour la sortie dans la règle  $i^{\text{ème}}$ . La sortie du système flou est obtenue par [91] :

$$f(x) = \frac{\sum_{i=1}^m y_i \left( \prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(x_j) \right)}{\sum_{i=1}^m \left( \prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(x_j) \right)} = \theta^T \Psi(x) \quad (\text{IV.110})$$

Avec  $\theta^T = [y_1, y_2, \dots, y_m]$  est le vecteur de paramètres ajustables,  $m$  est le nombre de règles floues,  $\mu_{A_j^i}^i$  est le degré d'appartenance de  $x_j$  à  $\mu_{A_j^i}^i$ , et  $\theta^T = [\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_m]$  est la fonction de base floue où :

$$\Psi_i(x) = \frac{\left( \prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(x_j) \right)}{\sum_{i=1}^m \left( \prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(x_j) \right)} \quad (\text{IV.111})$$

Le système d'inférence floue est utilisé pour approximer toute non-linéarité  $h_i(x_i)$  pour  $i = 1, \dots, 4$ . cette fonction d'approximation, qui peut être estimée sur l'ensemble compact  $\mathcal{X}_{x_i}$ , est obtenue comme suit :

$$\theta_i^* = A \operatorname{rg} \min_{\theta_i} \left[ \operatorname{sub}_{x_i \in \mathcal{X}_{x_i}} \left| h_i(\bar{x}_i) - \hat{h}(\bar{x}_i) \right| \right] \quad (\text{IV.112})$$

Notez que  $\theta_i$ , utilisé uniquement à des fins de démonstration, n'est pas nécessaire pour la synthèse du contrôleur [88- 93]. L'erreur d'estimation est exprimée comme suit :

$$\tilde{\theta}_i = \theta_i^* - \theta_i \quad (\text{IV.113})$$

L'erreur d'approximation floue est donnée comme suit :

$$\bar{\omega}_i(\bar{x}_i) = h_i(\bar{x}_i) - \theta_i^{*T} \Psi_i(\bar{x}_i), \quad i = 1, \dots, 4 \quad (\text{IV.114})$$

L'ensemble compact  $\mathcal{G}_{\bar{x}_i}$  est supposé suffisamment grand pour que le vecteur d'entrée des systèmes flous reste dans  $\mathfrak{X}_i$  sous le système de contrôle en boucle fermée par conséquent, l'erreur d'approximation floue peut être supposée être limitée comme indiqué dans [92, 93] :

$$|\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)| \leq \omega_i, \quad \forall \bar{x}_i \in \mathcal{G}_{\bar{x}_i} \quad (\text{IV.115})$$

Où  $\omega_i$  sont des paramètres positifs inconnus.

Les erreurs de suivi et les surfaces de glissement sont obtenues par [94] :

$$\begin{cases} \tilde{x}(t) = x(t) - x^*, \tilde{\theta}(t) - \theta^*, s_\theta = c_{1\theta} \dot{\tilde{x}} + c_{2\theta} \tilde{x} + \dot{\tilde{\theta}} + c_{3\theta} \tilde{\theta} \\ \tilde{y}(t) = y(t) - y^*, \tilde{\varphi}(t) - \varphi^*, s_\varphi = c_{1\varphi} \dot{\tilde{y}} + c_{2\varphi} \tilde{y} + \dot{\tilde{\varphi}} + c_{3\varphi} \tilde{\varphi} \\ \tilde{z}(t) = z(t) - z^*, s_z = \dot{\tilde{z}} + c_z \tilde{z} \\ \tilde{\psi}(t) = \psi(t) - \psi^*, s_\psi = \dot{\tilde{\psi}} + c_\psi \tilde{\psi} \end{cases} \quad (\text{IV.116})$$

La surface de glissement terminal dynamique rapide globale est définie par [75] :

$$\begin{cases} s_{z1} = \dot{s}_z + \lambda_1 s_z + \tau_1 s_z^{\frac{m-1}{n}} \\ s_{\varphi1} = \dot{s}_\varphi + \lambda_2 s_\varphi + \tau_2 s_\varphi^{\frac{m-2}{n}} \\ s_{\theta1} = \dot{s}_\theta + \lambda_3 s_\theta + \tau_3 s_\theta^{\frac{m-3}{n}} \\ s_{\psi1} = \dot{s}_\psi + \lambda_4 s_\psi + \tau_4 s_\psi^{\frac{m-4}{n}} \end{cases} \quad (\text{IV.117})$$

Où  $c_{1\theta}, c_{2\theta}, c_{3\theta}, c_{1\varphi}, c_{2\varphi}, c_{3\varphi}, c_z, c_\psi$  sont des paramètres positifs, et nous admettons que :

$$\theta^* = \varphi^* = 0 \quad (\text{IV.118})$$

Les lois de commande floues adaptatives présentées dans (IV.117) sont écrites dans le cas où la dynamique de l'hélicoptère octorotor défectueux est incertaine :

$$\begin{cases} \dot{u}_1 = \frac{m}{\cos \varphi \cos \theta} \left( -\theta_1^T \Psi_1(\bar{x}_1) + \ddot{z}^* + c_z \dot{z}^* - \left( \lambda_1 + \tau_1 \frac{m'1}{m'1} s_z \frac{m'1-n'1}{n'1} \right) \dot{s}_z - k_{11} s_{z1} - k_{12} \tanh \left( \frac{s_{z1}}{\varepsilon_z} \right) \right) \\ \dot{u}_2 = I_x \left( -\theta_2^T \Psi_2(\bar{x}_2) + \ddot{\varphi}^* + c_{3\varphi} \dot{\varphi}^* + c_{1\varphi} \ddot{y}^* + c_{2\varphi} \dot{y}^* - \left( \lambda_2 + \tau_2 \frac{m'2}{n'2} s_\varphi \frac{m'2-n'2}{n'2} \right) \dot{s}_\varphi - k_{21} s_{\varphi1} - k_{22} \tanh \left( \frac{s_{\varphi1}}{\varepsilon_\varphi} \right) \right) \\ \dot{u}_3 = I_y \left( -\theta_3^T \Psi_3(\bar{x}_3) + \ddot{\theta}^* + c_{3\theta} \dot{\theta}^* + c_{1\theta} \ddot{x}^* + c_{2\theta} \dot{x}^* - \left( \lambda_3 + \tau_3 \frac{m'3}{n'3} s_\theta \frac{m'3-n'3}{n'3} \right) \dot{s}_\theta - k_{31} s_{\theta1} - k_{32} \tanh \left( \frac{s_{\theta1}}{\varepsilon_\theta} \right) \right) \\ \dot{u}_4 = I_z \left( -\theta_4^T \Psi_4(\bar{x}_4) + \ddot{\psi}^* + c_\psi \dot{\psi}^* - \left( \lambda_4 + \tau_4 \frac{m'4}{n'4} s_\psi \frac{m'4-n'4}{n'4} \right) \dot{s}_\psi - k_{41} s_{\psi1} - k_{42} \tanh \left( \frac{s_{\psi1}}{\varepsilon_\psi} \right) \right) \end{cases} \quad (\text{IV.119})$$

Avec :  $\varepsilon_z, \varepsilon_\theta, \varepsilon_\varphi$  et  $\varepsilon_\psi$  sont des paramètres de conception positifs et les paramètres de conception  $k_{i2}$  restent constants pour  $i = 1, \dots, 4$ . Les entrées des systèmes flous sont données comme suit :  $\bar{x}_1 = [\tilde{z}, \dot{\tilde{z}}]^T$ ,  $\bar{x}_2 = [\tilde{\varphi}, \dot{\tilde{\varphi}}]^T$ ,  $\bar{x}_3 = [\tilde{\theta}, \dot{\tilde{\theta}}]^T$ ,  $\bar{x}_4 = [\tilde{\psi}, \dot{\tilde{\psi}}]^T$

Afin d'approximer les vecteurs flous inconnus ( $\theta_i^*$ ) et les paramètres inconnus ( $k_{i2}^*$ ) pour  $i = 1, \dots, 4$ , nous adoptons les lois adaptatives suivantes [88, 95] :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_1 = -\sigma_{\theta1} \gamma_{\theta1} \theta_1 + \gamma_{\theta1} s_{z1} \alpha_1(\bar{x}_1) \\ \dot{\theta}_2 = -\sigma_{\theta2} \gamma_{\theta2} \theta_2 + \gamma_{\theta2} s_{\varphi1} \alpha_2(\bar{x}_2) \\ \dot{\theta}_3 = -\sigma_{\theta3} \gamma_{\theta3} \theta_3 + \gamma_{\theta3} s_{\theta1} \alpha_3(\bar{x}_3) \\ \dot{\theta}_4 = -\sigma_{\theta4} \gamma_{\theta4} \theta_4 + \gamma_{\theta4} s_{\psi1} \alpha_4(\bar{x}_4) \end{cases} \quad (\text{IV.120})$$

$$\begin{cases} \dot{k}_{12} = -\sigma_{k1} \gamma_{k1} k_{12} + \gamma_{k1} s_{z1} \tanh \left( \frac{s_{z1}}{\varepsilon_z} \right) \\ \dot{k}_{22} = -\sigma_{k2} \gamma_{k2} k_{22} + \gamma_{k2} s_{\varphi1} \tanh \left( \frac{s_{\varphi1}}{\varepsilon_\varphi} \right) \\ \dot{k}_{32} = -\sigma_{k3} \gamma_{k3} k_{32} + \gamma_{k3} s_{\theta1} \tanh \left( \frac{s_{\theta1}}{\varepsilon_\theta} \right) \\ \dot{k}_{42} = -\sigma_{k4} \gamma_{k4} k_{42} + \gamma_{k4} s_{\psi1} \tanh \left( \frac{s_{\psi1}}{\varepsilon_\psi} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.121})$$

Où :  $(\sigma_{\theta_i}, \gamma_{\theta_i}, \gamma_{k_i}, \sigma_{k_i}) > 0$  (pour  $i = 1, \dots, 4$ ) ces paramètres sont des constantes de conception.

La stabilité de la preuve est basée sur la théorie de Lyapounov. Elle est adoptée par une structure de rétroaction à deux étapes.

**Étape 1 :** D'après (IV.108), la dérivée de  $s_z$  est la suivante :

$$\dot{s}_z = \frac{1}{2} u_1 (\cos \varphi \cos \theta) - g + f_6 - \ddot{z}^* + c_z (\dot{z} - \dot{z}^*) \quad (\text{IV.122})$$

La dérivée temporelle de  $s_{z_1}$  est :

$$\dot{s}_{z_1} = -\ddot{z}^* - c_z \dot{z}^* + \left( \lambda_1 + \tau_1 \frac{m'1}{m'1} s_z^{\frac{m'1-n'1}{n'1}} \right) \dot{s}_z + \frac{1}{m} \dot{u}_1 (\cos \varphi \cos \theta) + h_1(\bar{x}_1) \quad (\text{IV.123})$$

Où

$$h_1(\bar{x}_1) = c_z \left( \frac{1}{m} u_1 (\cos \varphi \cos \theta) - g + f_6 \right) + \dot{f}_6 \quad (\text{IV.124})$$

Définir la fonction de Lyapounov pour le sous-système de la position  $z$  comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} s_{z_1}^2 \quad (\text{IV.125})$$

La dérivée de (IV.122) est :

$$\dot{V}_1 = s_{z_1} \left( -\ddot{z}^* - c_z \dot{z}^* + \left( \lambda_1 + \tau_1 \frac{m'1}{m'1} s_z^{\frac{m'1-n'1}{n'1}} \right) \dot{s}_z + \frac{1}{m} \dot{u}_1 (\cos \varphi \cos \theta) + h_1(\bar{x}_1) \right) \quad (\text{IV.126})$$

Le système flou adaptatif suivant est développé pour estimer la fonction continue incertaine

$h_1(\bar{x}_1)$ .

$$\hat{h}_1(\bar{x}_1) = \theta_1^T \Psi_1(\bar{x}_1)$$

$$\begin{aligned} h_1(\bar{x}_1) &= \theta_1^{*T} \Psi_1(\bar{x}_1) + \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) \\ &= -\tilde{\theta}_1^T \Psi_1(\bar{x}_1) + \theta_1^T \Psi_1(\bar{x}_1) + \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) \end{aligned} \quad (\text{IV.127})$$

Où

$$\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \theta_1^* \quad (\text{IV.128})$$

Est le vecteur d'erreur des paramètres.

En introduisant (IV.127) dans (IV.126), on obtient :

$$\dot{V}_1 = -s_{z_1} \ddot{z}^* - s_{z_1} c_z \dot{z}^* + \left( \lambda_1 + \tau_1 \frac{m'1}{m'1} s_z^{\frac{m'1-n'1}{n'1}} \right) \dot{s}_z s_{z_1} + \frac{1}{m} \dot{u}_1 (\cos \varphi \cos \theta) - s_{z_1} \tilde{\theta}_1^T \Psi_1(\bar{x}_1) + s_{z_1} \theta_1^T \Psi_1(\bar{x}_1) + s_{z_1} \bar{\omega}_1(\bar{x}_1) \quad (\text{IV.129})$$

Où

$$|\bar{\omega}_1(\bar{x}_1)| \leq \omega_1 \quad (\text{IV.130})$$

$\omega_1$  : constante inconnue

En sélectionnant la loi de contrôle obtenue dans. (IV.117) et en utilisant. (IV.130), nous pouvons faire :

$$\dot{V}_1 \leq -s_{z_1} \tilde{\theta}_1^T \alpha_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* |s_{z_1}| - k_{12} s_{z_1} \tanh\left(\frac{s_{z_1}}{\varepsilon_z}\right) - k_{11} s_{z_1}^2 \quad (\text{IV.131})$$

Où :  $k_{12}^* = \omega_1$

**Lemme :**

L'ensemble  $\{\varepsilon_i > 0, x \in \mathbb{R}\}$  satisfait l'inégalité suivante [88, 95] :

$$\begin{cases} 0 \leq |x| - x \tanh\left(\frac{x}{\varepsilon_i}\right) \leq \varepsilon_i = \sigma \varepsilon_i \\ \sigma = e^{-(1+\sigma)} \approx 0.2785 \end{cases} \quad (\text{IV.132})$$

En utilisant (IV.131), (IV.130) devient :

$$\dot{V}_1 \leq -s_{z_1} \tilde{\theta}_1^T \alpha_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\varepsilon}_z - \tilde{k}_{12} s_{z_1} \tanh\left(\frac{s_{z_1}}{\varepsilon_z}\right) - k_{11} s_{z_1}^2 \quad (\text{IV.133})$$

Où

$$\tilde{k}_{12} = k_{12} - k_{12}^* \quad \text{et} \quad \bar{\varepsilon}_z = 0.2785 \varepsilon_z$$

La fonction de Lyapunov augmentée est définie par :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_1}} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2\gamma_{k_1}} \tilde{k}_{12}^2 \quad (\text{IV.134})$$

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov dans l'équation (IV.134) satisfait à l'inégalité suivante :

$$V_2 \leq -s_{z_1} \tilde{\theta}_1^T \alpha_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\varepsilon}_z - \tilde{k}_{12} s_{z_1} \tanh\left(\frac{s_{z_1}}{\varepsilon_z}\right) - k_{11} s_{z_1}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta 1}} \tilde{\theta}_1^T \dot{\theta}_1 + \frac{1}{2\gamma_{k_1}} \tilde{k}_{12} \dot{k}_{12} \quad (\text{IV.135})$$

En introduisant (IV.120) et (IV.121) dans (IV.135), alors (IV.135) sera limité par la formule suivante :

$$V_2 \leq -s_{z_1} \tilde{\theta}_1^T \alpha_1(\bar{x}_1) + k_{12}^* \bar{\varepsilon}_z - \tilde{k}_{12} s_{z_1} \tanh\left(\frac{s_{z_1}}{\varepsilon_z}\right) - k_{11} s_{z_1}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta 1}} \tilde{\theta}_1^T \dot{\theta}_1 + \frac{1}{2\gamma_{k_1}} \tilde{k}_{12} \dot{k}_{12} \quad (\text{IV.136})$$

**Propriété :**

$$\begin{cases} -\tilde{\Theta}^T \Theta \leq -\frac{1}{2} \|\tilde{\Theta}\|^2 + \frac{1}{2} \|\Theta^*\|^2 \\ \tilde{\Theta} = \Theta - \Theta^* \in \mathfrak{R}^n \end{cases} \quad (\text{IV.137})$$

Où : n est un nombre entier positif. En utilisant (IV.135), (IV.134) est réécrit par :

$$\dot{V}_2 \leq -k_{11} s_{z_1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 \quad (\text{IV.138})$$

Avec

$$\bar{\varepsilon}_1 = \tilde{k}_{12}^* \bar{\varepsilon}_z + \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\theta_1^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^{*2} \quad (\text{IV.139})$$

La stabilisation des erreurs filtrées  $s_{\varphi_1}, s_{\theta_1}$  et  $s_{\psi_1}$  sera obtenue dans la deuxième étape.

**Étape 2 :** L'objectif de cette étape est de synthétiser les lois de commande  $\dot{u}_2, \dot{u}_3$  et  $\dot{u}_4$ , dans cette étape, la fonction de Lyapunov est définie par :

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} s_{\varphi_1}^2 + \frac{1}{2} s_{\theta_1}^2 + \frac{1}{2} s_{\psi_1}^2 \quad (\text{IV.140})$$

La dérivée temporelle de (IV.140) vérifie l'inégalité suivante

$$\dot{V}_3 \leq -k_{11} s_{z_1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 + s_{\varphi_1} \dot{s}_{\varphi_1} + s_{\theta_1} \dot{s}_{\theta_1} + s_{\psi_1} \dot{s}_{\psi_1} \quad (\text{IV.141})$$

La dérivée des erreurs filtrées  $s_{\varphi}, s_{\theta}$  et  $s_{\psi}$  est calculée à l'aide de l'équation (IV.108):

$$\begin{cases} \dot{s}_{\varphi} = c_{1\varphi} \left( \frac{1}{m} u_1 (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) + f_5 - \ddot{y}^* \right) + c_{2\varphi} (y - y^*) + \frac{1}{I_x} u_2 + f_1 - \dot{\varphi}^* + c_{3\varphi} (\dot{\varphi} - \dot{\varphi}^*) \\ \dot{s}_{\theta} = c_{1\theta} \left( \frac{1}{m} u_1 (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) + f_4 - \ddot{x}^* \right) + c_{2\theta} (x - x^*) + \frac{1}{I_y} u_3 + f_2 - \dot{\theta}^* + c_{3\theta} (\dot{\theta} - \dot{\theta}^*) \\ \dot{s}_{\psi} = \frac{1}{I_z} u_4 + f_3 - \ddot{\psi}^* + c_{\psi} (\dot{\psi} - \dot{\psi}^*) \end{cases} \quad (\text{IV.142})$$

La dérivée de  $s_{\varphi_1}, s_{\theta_1}$  et  $s_{\psi_1}$  est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{s}_{\varphi_1} = \frac{1}{I_x} \dot{u}_2 - \ddot{\varphi}^* - c_{3\varphi} \ddot{\varphi}^* - c_{1\varphi} \ddot{y}^* - c_{2\varphi} \ddot{y}^* + \left( \lambda_2 + \tau_2 \frac{m'2}{n'2} s_{\varphi}^{\frac{m'2-n'2}{n'2}} \right) \dot{s}_{\varphi} + h_2(\bar{x}_2) \\ \dot{s}_{\theta_1} = \frac{1}{I_y} \dot{u}_3 - \ddot{\theta}^* - c_{3\theta} \ddot{\theta}^* - c_{1\theta} \ddot{x}^* - c_{2\theta} \ddot{x}^* + \left( \lambda_3 + \tau_3 \frac{m'3}{n'3} s_{\theta}^{\frac{m'3-n'3}{n'3}} \right) \dot{s}_{\theta} + h_3(\bar{x}_3) \\ \dot{s}_{\psi_1} = \frac{1}{I_z} \dot{u}_4 - \ddot{\psi}^* - c_{\psi} \ddot{\psi}^* + \left( \lambda_4 + \tau_4 \frac{m'4}{n'4} s_{\psi}^{\frac{m'4-n'4}{n'4}} \right) \dot{s}_{\psi} + h_4(\bar{x}_4) \end{cases} \quad (IV.143)$$

Où

$$\begin{cases} h_2(\bar{x}_2) = c_{1\varphi} \left( \frac{1}{m} \dot{u}_1 (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) + f_5 \right) \\ \quad + c_{2\varphi} \left( \frac{1}{m} \dot{u}_1 (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) + f_5 \right) + f_1 + c_{3\varphi} \left( f_1 + \frac{1}{I_x} u_2 \right) \\ h_3(\bar{x}_3) = c_{1\theta} \left( \frac{1}{m} \dot{u}_1 (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) + f_4 \right) \\ \quad + c_{2\theta} \left( \frac{1}{m} \dot{u}_1 (\cos \varphi \sin \theta \sin \psi - \sin \varphi \cos \psi) + f_4 \right) + f_2 + c_{3\theta} \left( f_2 + \frac{1}{I_y} u_3 \right) \\ h_4(\bar{x}_4) = c_{\psi} \left( \frac{1}{I_z} u_4 + f_3 \right) + f_3 \end{cases} \quad (IV.144)$$

En substituant (IV.143) à (IV.141), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11} s_{z_1}^2 \left( \frac{1}{I_x} \dot{u}_2 - \ddot{\varphi}^* - c_{3\varphi} \ddot{\varphi}^* - c_{1\varphi} \ddot{y}^* - c_{2\varphi} \ddot{y}^* + \left( \lambda_2 + \tau_2 \frac{m'2}{n'2} s_{\varphi}^{\frac{m'2-n'2}{n'2}} \right) \dot{s}_{\varphi} + h_2(\bar{x}_2) \right) \\ & + \dot{s}_{\theta_1} \left( \frac{1}{I_y} \dot{u}_3 - \ddot{\theta}^* - c_{3\theta} \ddot{\theta}^* - c_{1\theta} \ddot{x}^* - c_{2\theta} \ddot{x}^* + \left( \lambda_3 + \tau_3 \frac{m'3}{n'3} s_{\theta}^{\frac{m'3-n'3}{n'3}} \right) \dot{s}_{\theta} + h_3(\bar{x}_3) \right) \\ & + \dot{s}_{\psi_1} \left( \frac{1}{I_z} \dot{u}_4 - \ddot{\psi}^* - c_{\psi} \ddot{\psi}^* + \left( \lambda_4 + \tau_4 \frac{m'4}{n'4} s_{\psi}^{\frac{m'4-n'4}{n'4}} \right) \dot{s}_{\psi} + h_4(\bar{x}_4) \right) - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_{12}}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 \end{aligned} \quad (IV.145)$$

$h_i(x_i), i = 2, 3, 4$  Sont des fonctions d'incertitude inconnues, leur estimation est réalisée par le système flou adaptatif suivant :

$$\begin{aligned} \hat{h}_i(\bar{x}_i) &= \theta_i^T \alpha_i(\bar{x}_i) \\ h_i(\bar{x}_i) &= \theta_i^{*T} \alpha_i(\bar{x}_i) + \bar{\omega}_i(\bar{x}_i) \\ &= -\tilde{\theta}_i^T \alpha_i(\bar{x}_i) + \theta_i^T \alpha_i(\bar{x}_i) + \bar{\omega}_i(\bar{x}_i) \end{aligned} \quad (IV.146)$$

Avec :  $x_i$  est prédéfini,  $\omega_i(x_i)$  est l'erreur d'approximation floue avec :

$$|\bar{\omega}_i(\bar{x}_i)| \leq \omega_i \quad (\text{IV.147})$$

$\omega_i$  est une constante inconnue.

En choisissant les lois de contrôle adaptatives proposées dans (IV.117) et les fonctions d'incertitude  $h_i(x_i)$  développées dans (IV.146) alors, (IV.145) est réécrite par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}s_{z_1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - s_{\varphi_1} \tilde{\theta}_2^T \alpha_2(\bar{x}_2) + k_{22}^* |s_{\varphi_1}| - k_{22}s_{\varphi_1} \tanh\left(\frac{s_{\varphi_1}}{\varepsilon_\varphi}\right) \\ & - k_{21}s_{\varphi_1}^2 - s_{\theta_1} \tilde{\theta}_3^T \alpha_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* |s_{\theta_1}| - k_{32}s_{\theta_1} \tanh\left(\frac{s_{\theta_1}}{\varepsilon_\theta}\right) - k_{31}s_{\theta_1}^2 - s_{\psi_1} \tilde{\theta}_4^T \alpha_4(\bar{x}_4) + k_{42}^* |s_{\psi_1}| \\ & - k_{42}s_{\psi_1} \tanh\left(\frac{s_{\psi_1}}{\varepsilon_\psi}\right) - k_{41}s_{\psi_1}^2 \end{aligned} \quad (\text{IV.148})$$

Où  $k_{22}^* = \omega_2, k_{32}^* = \omega_3$  et  $k_{42}^* = \omega_4$

En utilisant (IV.132), l'inégalité (IV.145) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_{11}s_{z_1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - s_{\varphi_1} \tilde{\theta}_2^T \alpha_2(\bar{x}_2) + k_{22}^* \bar{\varepsilon}_\varphi - \tilde{k}_{22}s_{\varphi_1} \tanh\left(\frac{s_{\varphi_1}}{\varepsilon_\varphi}\right) \\ & - k_{21}s_{\varphi_1}^2 - s_{\theta_1} \tilde{\theta}_3^T \alpha_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* \bar{\varepsilon}_\theta - \tilde{k}_{32}s_{\theta_1} \tanh\left(\frac{s_{\theta_1}}{\varepsilon_\theta}\right) - k_{31}s_{\theta_1}^2 - s_{\psi_1} \tilde{\theta}_4^T \alpha_4(\bar{x}_4) + k_{42}^* \bar{\varepsilon}_\psi \\ & - \tilde{k}_{42}s_{\psi_1} \tanh\left(\frac{s_{\psi_1}}{\varepsilon_\psi}\right) - k_{41}s_{\psi_1}^2 \end{aligned} \quad (\text{IV.149})$$

Où

$$\begin{aligned} \tilde{k}_{22} &= k_{22} - k_{22}^*, \tilde{k}_{32} = k_{32} - k_{32}^*, \tilde{k}_{42} = k_{42} - k_{42}^*, \bar{\varepsilon}_\varphi = 0.2758\varepsilon_\varphi \\ \bar{\varepsilon}_\theta &= 0.2758\varepsilon_\theta \quad \text{et} \quad \bar{\varepsilon}_\psi = 0.2758\varepsilon_\psi \end{aligned}$$

La fonction de Lyapunov augmentée est définie par :

$$V_4 = V_3 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_2}} \tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 + \frac{1}{2\gamma_{k_2}} \tilde{k}_{22}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_3}} \tilde{\theta}_3^T \tilde{\theta}_3 + \frac{1}{2\gamma_{k_3}} \tilde{k}_{32}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_4}} \tilde{\theta}_4^T \tilde{\theta}_4 + \frac{1}{2\gamma_{k_4}} \tilde{k}_{42}^2 \quad (\text{IV.150})$$

La dérivation de l'équation (IV.148) est donnée par :

$$\begin{aligned}
 V_4 \leq & -k_{11}s_{z_1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 + \bar{\varepsilon}_1 - s_{\varphi_1} \tilde{\theta}_2^T \alpha_2(\bar{x}_2) + k_{22}^* \bar{\varepsilon}_\varphi - \tilde{k}_{22} s_{\varphi_1} \tanh\left(\frac{s_{\varphi_1}}{\varepsilon_\varphi}\right) \\
 & - k_{21} s_{\varphi_1}^2 - s_{\theta_1} \tilde{\theta}_3^T \alpha_3(\bar{x}_3) + k_{32}^* \bar{\varepsilon}_\theta - \tilde{k}_{32} s_{\theta_1} \tanh\left(\frac{s_{\theta_1}}{\varepsilon_\theta}\right) - k_{31} s_{\theta_1}^2 - s_{\psi_1} \tilde{\theta}_4^T \alpha_4(\bar{x}_4) + k_{42}^* \bar{\varepsilon}_\psi \\
 & - \tilde{k}_{42} s_{\psi_1} \tanh\left(\frac{s_{\psi_1}}{\varepsilon_\psi}\right) - k_{41} s_{\psi_1}^2 + \frac{1}{2\gamma_{\theta_2}} \tilde{\theta}_2^T \dot{\theta}_2 + \frac{1}{2\gamma_{k_2}} \tilde{k}_{22} \dot{k}_{22} + \frac{1}{2\gamma_{\theta_3}} \tilde{\theta}_3^T \dot{\theta}_3 \\
 & + \frac{1}{2\gamma_{k_3}} \tilde{k}_{32} \dot{k}_{32} + \frac{1}{2\gamma_{\theta_4}} \tilde{\theta}_4^T \dot{\theta}_4 + \frac{1}{2\gamma_{k_4}} \tilde{k}_{42} \dot{k}_{42}
 \end{aligned} \tag{IV.151}$$

En exploitant. (IV.137), on obtient :

$$\begin{aligned}
 V_4 \leq & -k_{11}s_{z_1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_1}}{2} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{\sigma_{k_1}}{2} \tilde{k}_{12}^2 - k_{21}s_{\varphi_1}^2 \\
 & - \frac{\sigma_{\theta_2}}{2} \|\tilde{\theta}_2\|^2 - \frac{\sigma_{k_2}}{2} \tilde{k}_{22}^2 - k_{31}s_{\theta_1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_3}}{2} \|\tilde{\theta}_3\|^2 \\
 & - \frac{\sigma_{k_3}}{2} \tilde{k}_{32}^2 - k_{41}s_{\psi_1}^2 - \frac{\sigma_{\theta_4}}{2} \|\tilde{\theta}_4\|^2 - \frac{\sigma_{k_4}}{2} \tilde{k}_{42}^2 + \bar{\varepsilon}_1 + \bar{\varepsilon}_2 + \bar{\varepsilon}_3 + \bar{\varepsilon}_4
 \end{aligned} \tag{IV.152}$$

Où

$$\begin{aligned}
 \bar{\varepsilon}_2 &= k_{22}^* \bar{\varepsilon}_\varphi + \frac{\sigma_{\theta_2}}{2} \|\theta_2^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_2}}{2} k_{22}^{*2} \\
 \bar{\varepsilon}_3 &= k_{32}^* \bar{\varepsilon}_\theta + \frac{\sigma_{\theta_3}}{2} \|\theta_3^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_3}}{2} k_{32}^{*2} \\
 \bar{\varepsilon}_4 &= k_{42}^* \bar{\varepsilon}_\psi + \frac{\sigma_{\theta_4}}{2} \|\theta_4^*\|^2 + \frac{\sigma_{k_4}}{2} k_{42}^{*2}
 \end{aligned} \tag{IV.153}$$

L'équation (IV.152) peut être simplifiée par :

$$\dot{V}_4 \leq -\eta V_4 + \mu \tag{IV.154}$$

Avec

$$\mu = \bar{\varepsilon}_1 + \bar{\varepsilon}_2 + \bar{\varepsilon}_3 + \bar{\varepsilon}_4, \quad \eta_k = \min\{\sigma_{k_1} \gamma_{k_1}, \sigma_{k_2} \gamma_{k_2}, \sigma_{k_3} \gamma_{k_3}, \sigma_{k_4} \gamma_{k_4}\} \tag{IV.155}$$

et

$$\eta = \min\{2k_{11}, 2k_{21}, 2k_{31}, 2k_{41}, \sigma_{\theta_1} \gamma_{\theta_1}, \sigma_{\theta_2} \gamma_{\theta_2}, \sigma_{\theta_3} \gamma_{\theta_3}, \sigma_{\theta_4} \gamma_{\theta_4}, \eta_k\} \tag{IV.156}$$

Par multiplication de (IV.151) par le terme exponentiel  $e^{\eta t}$ , nous obtenons [88, 95] :

$$\frac{d}{dt}(V_4 e^{\eta t}) \leq \mu e^{\eta t} \tag{IV.157}$$

L'intégration de (IV.153) sur  $[0, t]$  donne :

$$0 \leq V_4 \leq \frac{\mu}{\eta} + \left( V_4(0) - \frac{\mu}{\eta} \right) e^{-\eta t} \quad (\text{IV.158})$$

Où :  $\eta$  est choisi en fonction des paramètres de conception et  $\mu$  est un paramètre choisi au hasard. Comme indiqué dans [88, 95], la fonction de Lyapunov dans l'équation (IV.158) est limitée et reflète également la convergence exponentielle vers un ensemble résiduel ajustable pour les erreurs de suivi et d'estimation des paramètres. Ce qui signifie que tous les signaux en boucle fermée sont limités. La Figure IV.14 présente le schéma fonctionnel global de la FTC proposée.

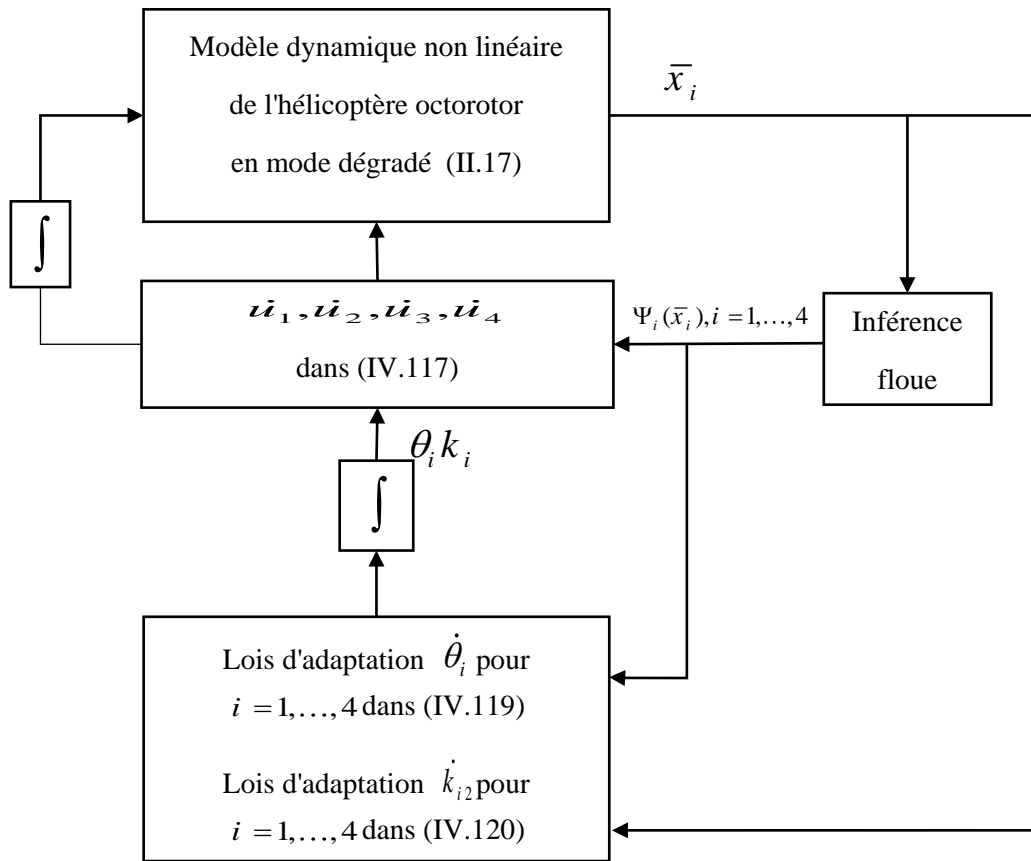
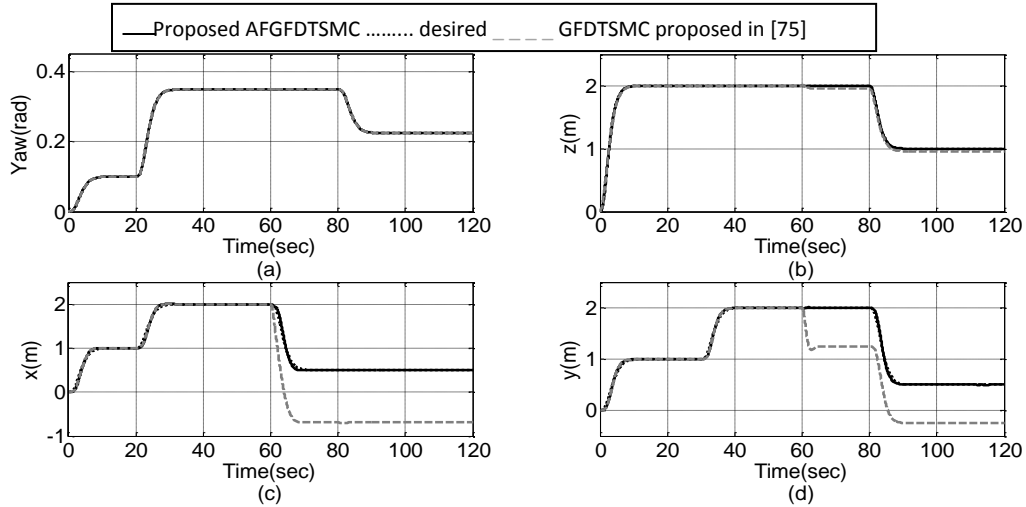


Figure IV 14 Organigramme du système AFGFDTSMC.

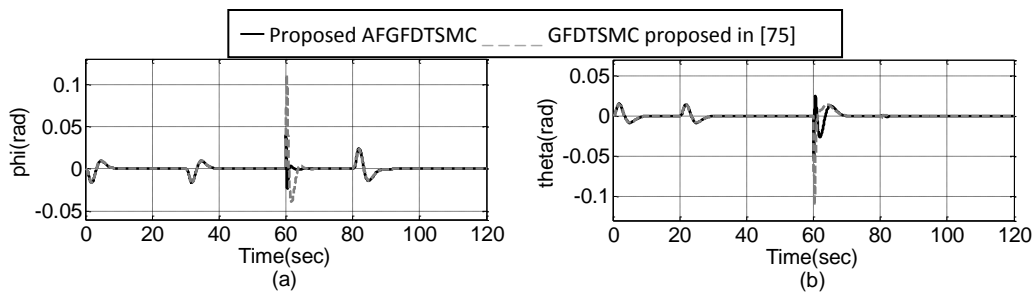
## IV.11 Résultats de simulation

Les vecteurs  $\bar{x}_1 = [\tilde{z}, \dot{\tilde{z}}]$ ,  $\bar{x}_2 = [\tilde{\varphi}, \dot{\tilde{\varphi}}]$ ,  $\bar{x}_3 = [\tilde{\theta}, \dot{\tilde{\theta}}]$ ,  $\bar{x}_4 = [\tilde{\psi}, \dot{\tilde{\psi}}]$  représentent les entrées des systèmes d'inférence floue,  $\theta_i^T \alpha(x_i)$  pour  $i = 1, \dots, 4$ . Pour chaque variable, nous définissons sept fonctions d'appartenance gaussiennes uniformément distribuées sur les

intervalles  $[-1,1]$ . Il faut noter que tous les paramètres adaptatifs des lois de commande sont sélectionnés pour obtenir des performances satisfaisantes en régime transitoire, compte tenu de l'exigence de stabilité et que tous les états variables de l'hélicoptère octorotor sont supposés mesurables. Des essais en vol dans des conditions défectueuses ont été effectués pour démontrer les performances de la commande proposée.



**Figure IV 15** Trajectoire des variables de sortie (défaut du rotor 2,4,6,8 et défaillance du rotor 1,3).



**Figure IV 16** Trajectoires des angles de roulis et de tangage (défaut des rotors 2,4,6,8 et défaillance des rotors 1,3).

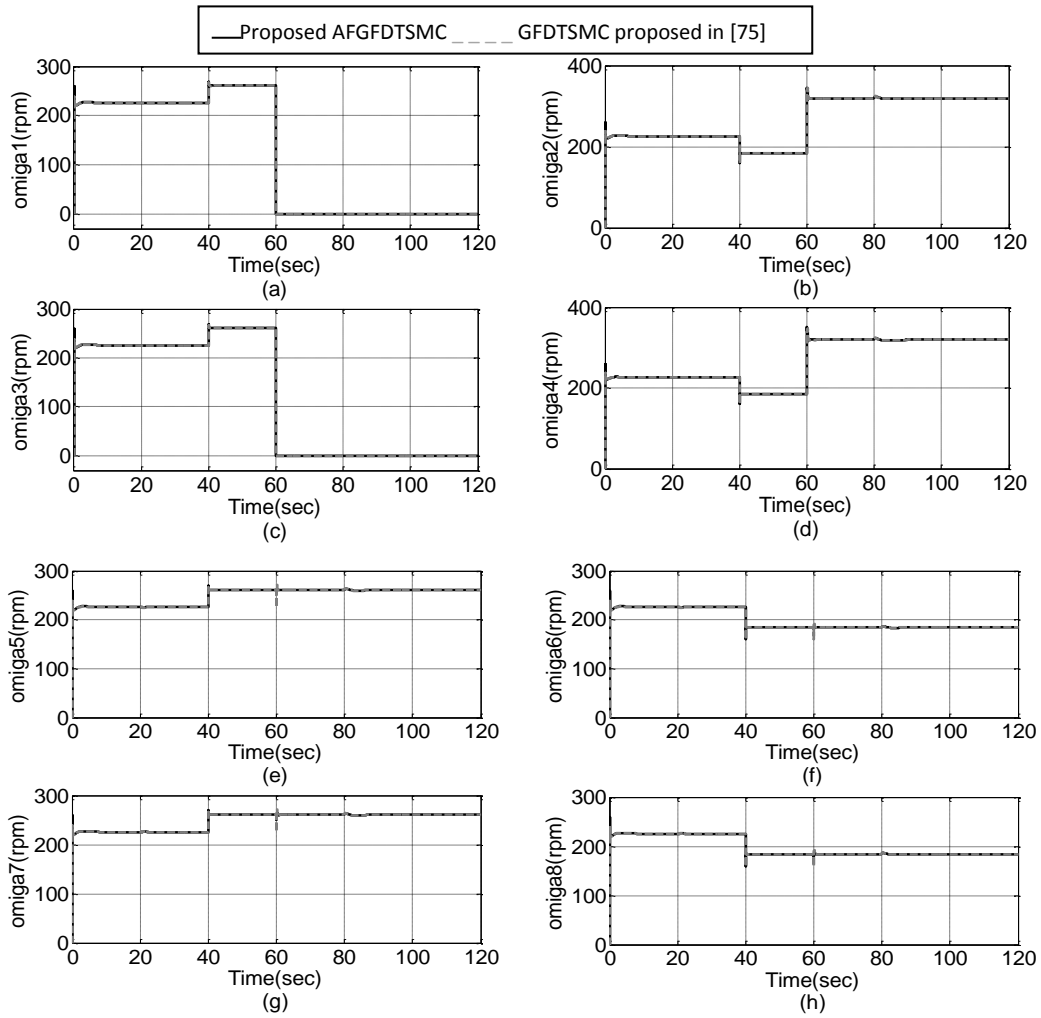


Figure IV 17 Vitesse du rotor (défaut des rotors 2,4,6,8 et défaillance des rotors 1,3).

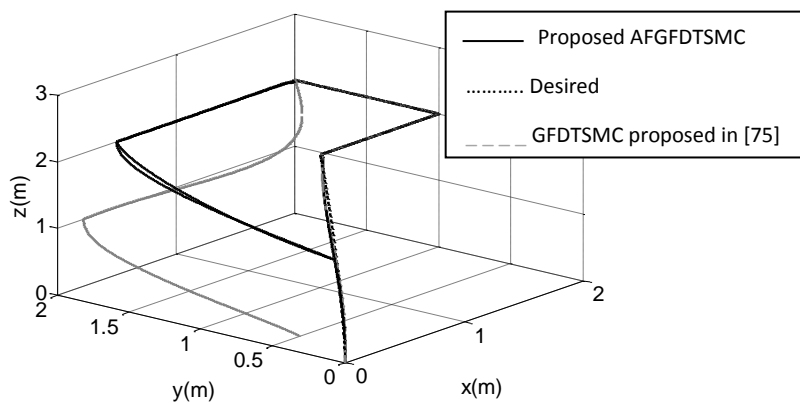


Figure IV 18 Position du système dans l'espace 3D (défaut des rotors 2,4,6,8 et défaillance des rotors 1,3).

Les Figures IV.15 et IV.16 montrent les résultats de simulation dans le cas d'un scénario de défaillance plus grave où les rotors 2, 4, 6 et 8 ne sont efficaces qu'à 50 % à partir de 40 seconde, puis les rotors 1 et 3 sont totalement défaillants à l'instant 60 seconde. La Figure IV.17 montre l'évolution de la vitesse du rotor. La trajectoire globale effectuée par l'hélicoptère octorotor en 3D est présentée dans la Figure IV.18. Les Figures IV.15, IV.16 et IV.17 montrent que la stratégie de contrôle proposée peut suivre la trajectoire de référence avec précision malgré les défauts des actionneurs. En outre, il est évident que l'AFGFDTSMC proposé peut donner une faible erreur de suivi et une bonne performance de suivi par rapport à la commande GFDTSMC proposé dans [75].

## **IV.12 Conclusion**

En conclusion, ce chapitre a abordé les défis critiques associés aux défauts des actionneurs dans l'octorotor et a présenté un cadre de contrôle complet pour atténuer l'impact de ces défaillances sur le fonctionnement de l'octorotor. La combinaison d'un observateur à mode glissant (SMO) et d'une commande Backstepping floue type 2 adaptatif (AT2FB) a été proposée pour améliorer l'estimation des états non mesurable. L'intégration de ces approches garantit la fiabilité des performances de l'octorotor, même en présence de perturbations externes et les incertitudes du modèle. L'observateur à mode glissant sert d'outil robuste et efficace pour l'estimation en temps réel des états non mesurables, tandis que le mécanisme de la commande Backstepping flou type 2 adaptatif permet au système de contrôle du drone de s'adapter de manière progressive et de maintenir la stabilité dans des conditions variées. Cette adaptabilité montre la résilience du système et sa capacité à assurer un contrôle précis de l'octorotor.

En outre, la technique du mode glissant dynamique global terminal rapide renforce les capacités de commande tolérante aux défauts de l'UAV. En améliorant les performances transitoires et en renforçant la convergence vers la surface de glissement, cette approche minimise les effets négatifs des défauts des actionneurs sur la stabilité de l'UAV. L'inclusion de mécanismes adaptatifs basés sur la logique floue augmente la capacité du

#### Chapitre IV : Commande tolérante aux défauts appliqués sur un UAV type octorotor

système de contrôle à gérer les incertitudes et les environnements changeants, renforçant ainsi la résilience globale du drone contre les défauts des actionneurs.

Par essence, l'approche holistique de ce cadre de contrôle ne se limite pas à la détection et à l'estimation des défaillances, mais garantit également une adaptation et une stabilité sans faille face aux défauts des actionneurs. Les techniques de mode glissant, la commande par backstepping flou type 2 adaptatif et les méthodes de mode glissant dynamique global terminal rapide fournit une solution robuste pour maintenir des opérations de drone fiables et des vols sûrs, même lorsqu'ils sont confrontés à des scénarios de défaillance difficiles.

# Conclusion générale

## **Conclusion générale**

Avec la croissance de l'intérêt des UAV, celui des avions à atterrissage et à décollage verticaux (VTOL) et le besoin d'une instrumentation discrète et surtout légère, l'ocrotor a connu une grande popularité ces dernières années. Cela dit, la principale motivation pour ce travail de recherche était la synthèse de lois de commande tolérante aux défauts stabilisantes pour ce type d'appareils.

L'ocrotor est un système complexe non linéaire, multi-variable, instable 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 plus ou moins des performances acceptables vis-à-vis le milieu de navigation et en présence des perturbations externes, les incertitudes du modèle et les défauts d'actionneurs.

L'utilisation d'un observateur à mode glissant permet d'obtenir une estimation précise de l'état, ce qui permet de détecter et d'isoler efficacement les défauts. La commande backstepping floue type 2 adaptative compense les incertitudes, les perturbations et les défauts, fournissant ainsi une stratégie de commande flexible et robuste. Cette combinaison de techniques permet à l'ocrotor de conserver ses capacités opérationnelles et garantit la sécurité de son fonctionnement dans les applications critiques.

L'un des objectifs de cette thèse était d'envisager la commande à structure variable avec une nouvelle vision permettant d'améliorer ses performances en présence des défauts d'actionneur. Pour cela, des méthodes de commande par mode de glissement dynamique globale terminale rapide ont été développées et pour lesquelles des surfaces de glissement non linéaires 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 adaptative et la commande par mode de glissement dynamique globale terminale rapide.

Les résultats obtenus montrent le bon fonctionnement des lois de commande proposées à travers les performances enregistrées, ainsi que pour les simulations effectuées sur le modèle de l'ocrotor.

Cette étude nous a permis de tirer les conclusions suivantes :

- En plus de l'amélioration des performances de commande, les avantages de la commande à structure variable classique ; à savoir la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations exogènes et la simplicité de synthèse, sont préservés dans la commande à structure variable proposé même en présence des défauts d'actionneurs.
- L'association de la commande floue adaptative à la commande par mode de glissement permet d'atténuer l'effet de chattering, l'inconvénient principal de la commande à structure variable et de contourner les effets des perturbations externes, les incertitudes du modèle et les défauts d'actionneurs.
- L'introduction de la commande réursive, connue sous le nom backstepping associée à un observateur non linéaire par mode glissant et les systèmes flous adaptatifs nous offre une grande capacité de tolérance aux défauts du système. Toutefois, pour les systèmes d'ordre supérieur, cette approche s'avère difficile à manipuler. En effet, la synthèse d'une loi de commande via le backstepping nécessite un développement mathématique un peu compliqué.

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'ocrotor.
- Généraliser 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 des avions sans pilote.

## Bibliographie

- [1] Lei, Y.; Feng, Z.; Ma, C. "Aerodynamic Performance of V8 Octorotor MAV with Different Rotor Configurations in Hover." *Machines* **2023**, *11*, 429. <https://doi.org/10.3390/machines11040429>.
- [2] Pourtakdoust SH, Fakhari Mehrjardi M, Hajkarim MH, Nasihati Gourabi F. Advanced fault detection and diagnosis in spacecraft attitude control systems: Current state and challenges. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*. 2023;237(12):2679-2699. doi:10.1177/09544100231157132.
- [3] Furlas, G.K.; Karras, G.C. A Survey on Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control Methods for Unmanned Aerial Vehicles. *Machines* **2021**, *9*, 197. <https://doi.org/10.3390/machines9090197>.
- [4] Ollervides-Vazquez, eduardo javier, tellez-belkotosky, pablo a., santibañez, victor, et al. "modeling and simulation of an octorotor uav with manipulator arm". *drones*, 2023, vol. 7, no 3, p. 168.
- [5] Karima Benzaid." stratégies de commande de véhicules à déplacement vertical" thèse de doctorat université de constantine, Algérie, 2018.
- [6] Jawhar Chebbi." contrôle des drones multi-rotor sous-actionnés en conditions aérodynamiques perturbées contribution à la robustification des lois de commande dans le cadre d'une application industrielle" thèse de doctorat université de Toulouse.France.2021
- [7] Abdelmoula Saggai, Samir Zeghlache, Loutfi Benyettou, Ali Djerioui." fault tolerant control based on sliding mode observer and adaptive type-2 fuzzy back stepping control of octorotor aircraft" . *international journal of advanced science and technology*, 29(05), (2020).
- [8] JEAN-JACQUES E. SLOTINE "Sliding controller design for non-linear systems", *International Journal of Control*, (1984) 40:2, 421-434, DOI: 10.1080/00207178408933284.
- [9] T. Orłowska-kowalska et al., "fault diagnosis and fault-tolerant control of pmsm drives—state of the art and future challenges," in *iee access*, vol. 10, pp. 59979-60024, 2022, doi: 10.1109/access.2022.3180153
- [10] Nouredine Layadi." commande tolérante aux défauts de la machine asynchrone double étoile" thèse de doctorat université de M'sila, Algérie, 2020.
- [11] Mien Van. "an enhanced robust fault tolerant control based on an adaptive fuzzy pid-nonsingular fast terminal sliding mode control for uncertain nonlinear systems". in : *iee/asme transactions on mechatronics* 23.3 (2018), p. 1362- 1371.
- [12] Ghaleb Hoblos." contribution a l'analyse de la tolerance aux fautes des systemes d'instrumentation" thèse de doctorat université de Lille. France. 2001

- [13] Dhouha Kharrat. "commande tolérante aux défauts des systèmes non linéaires : application à la dynamique du véhicule". autre. université de picardie jules verne; université de Sfax .Tunisie, 2019.
- [14] Souad Bezzaoucha. "commande tolérante aux défauts des systèmes non linéaires représentés par des modèles de takagi-sugeno" thèse de doctorat université de Lorraine. France. 2013.
- [15] Elom Ayih Domlan. "diagnostic des systèmes à changement de régime de fonctionnement" thèse de doctorat institut national polytechnique de Lorraine. France. 2006.
- [16] Abderrahmane Jarrou. "diagnostic de défauts et commande tolérante aux défauts des systèmes à énergie renouvelable" thèse de doctorat . université de Lorraine, France, 2020
- [17] Salowa Methnani. "diagnostic, reconstruction et identification des défauts capteurs et actionneurs : application aux station dépurations des eaux usées".thèse de doctorat. université de Sfax, Tunisie , 2012
- [18] Karl j Aström et al. "control of complex systems". springer science & business media, 2001.
- [19] Rebah Maamouri " diagnostic et commande tolérante aux défauts appliqués à un système de conversion électromécanique à base d'une machine asynchrone triphasée" thèse de doctorat . université de Sousse . Tunisie 2017.
- [20] Ryad Zemouri. "contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques : application à la e-maintenance".thèse de doctorat. université de Franche-Comté, France, 2003
- [21] Slimane Medjmadj. " méthodes et outils d'aide à la décision en vue de la commande tolérante aux défauts des entraînements électriques" thèse de doctorat. université de setif, algérie, 2015.
- [22] Hemza Mekki. "diagnostic et commande tolérante en mode dégradé des systèmes d'entraînements électriques" thèse de doctorat. ecole nationale polytechnique.Algérie.2018
- [23] Jinane Harmouche, claude delpha, demba diallo. "estimation théorique de la sévérité d'un défaut par un modèle analytique de la dkl". gretsi , sep 2013, Brest, France.
- [24] Abderrahmen Bouguerra. "commande tolérante aux défauts d'un appareil à vol vertical" thèse de doctorat université de M'sila.Algérie .2015
- [25] Kamel Merahi. "estimation d'état et diagnostic de fonctionnement des systèmes non linéaires" mmoire de magister. université de Annaba. Algérie .2010.
- [26] Khaoula Oulidi Omali. "fault tolerant control for robot manipulator" thèse de doctorat université de sidi mohammed ben abdellah. Fès. Maroc.2021
- [27] Brian González-Contreras. "contribution à la tolérance aux défauts des systèmes linéaires : synthèse de méthodes d'accommodation fondée sur l'information du second ordre". thèse de doctorat. université henri poincaré-Nancy1, France, 2009.
- [28] Yu, d.l., chang, t.k. and yu, d.w. : « Fault tolerant control of multivariable processes using auto-tuning pid controller », iee transactions on systems,man, and cybernetics-part b, cybernetics, vol. 35, no. 1, pp. 32 – 43, February 2005.
- [29] Marcos, A., Balas, g. and Bokor, J. : "integrated fdi and control for transportaircraft ", aiaa guidance, navigation, and control conference and exhibit, San Francisco, August 2005.

- [30] Lunze, J. and Richter, J.: "reconfigurable fault-tolerant control", a tutorial introduction. *European Journal of Control*, vol. 5, pp. 359–386, 2008.
- [31] Nassim Belkherchi. "contribution à l'étude du diagnostic et de la commande tolérante aux fautes par l'approche structurelle : application aux procédés biologiques". thèse de doctorat. université paul sabatier-Toulouse III, France, 2011.
- [32] Nouredine Menasri. "contribution à l'étude des processus d'usure développés à l'interface des contacts glissants sans passage du courant électrique des machines tournantes". thèse de doctorat université de Constantine. Algérie. 2014.
- [33] Mohammed Said Achbi. "commande tolérante aux défauts en utilisant les réseaux de neurones artificiels et les systèmes d'inférence floue" mémoire de magister université de Biskra. Algérie. 2012
- [34] Nicolas Petit, 'commande prédictive', école centrale Paris, 2006.
- [35] Mohammed Oudghiri "commande multi-modèles tolérante aux défauts : application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile." thèse de doctorat. université de Picardie Jules Verne, France. 2008
- [36] Duc Tien Nguyen "commande tolérante aux fautes pour multicoptères" thèse de doctorat. polytechnique Montréal. Canada. 2021
- [37] Adrien Drouot. "Stratégies de commande pour la navigation autonome d'un drone projectile miniature" thèse de doctorat. université de Lorraine. France. 2013
- [38] Rodolphe Dubois. "méthodes de partage d'informations visuelles et inertielles pour la localisation et la cartographie simultanées décentralisées multirobots" thèse de doctorat. école centrale de Nantes. France. 2021
- [39] Abdelghani Boucheloukh. "système de vision pour la commande d'un UAV « unmanned aerial vehicle », type quadrotor" thèse de doctorat. école nationale polytechnique. Algérie. 2022.
- [40] Majd Saïed, Isabelle Fantoni, Clovis Francis, Benjamin Lussier, Hassan Shraïm. "détection et diagnostic d'une défaillance d'actionneur dans un octocoptère." *Qualita'* 2015, mar 2015, Nancy, France.
- [41] Adnan Martini. "modélisation et commande de vol d'un hélicoptère drone soumis à une rafale de vent" thèse de doctorat. Université Paul Verlaine – Metz. France. 2008
- [42] Hao Liu, Deyuan Liu, Yan Wan, Kimon Valavanis, Frank Lewis "robust formation control for multiple unmanned aerial vehicles" Taylor & Francis Ltd. <https://doi.org/10.1201/9781003242147>. 2022
- [43] Lamiam Elkou, "contribution à la commande robuste des systèmes volants. théorie et applications à la commande d'un drone" thèse de doctorat université de Badji Mokhtar - Annaba, Algérie, 2018
- [44] Adèle Boche, "méthodes indirectes d'adaptation et de décision pour la sécurisation du vol des drones à voilure fixe" thèse de doctorat, université de Toulouse, France. 2018
- [45] Oscar Oscarson, "design, modeling and control of an octocopter", dissertation, 2015.
- [46] Zouaoui Satla "contribution à la modélisation et à la commande d'un drone miniature" thèse de doctorat, université de Djilali Liabès - Sidi Bel Abbès. Algérie. 2018
- [47] 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.

- [48] Alwi Halim, Christopher Edwards. "sliding mode fault-tolerant control of an octorotor using linear parameter varying-based schemes." *iet control theory application*. 9(4), 618-636. 2015.
- [49] Abdelmoula Saggai, Samir zeghlache, Loutfi Benyettou, " fault tolerant control based on adaptive fuzzy global fast dynamic terminal sliding mode for actuators failures in an octorotor uav. " *international journal of intelligent engineering &systems* . 2021, vol. 14 issue 4, p190-203. 14p
- [50] Tomić, T. modeling. in: "model-based control of flying robots for robust interaction under wind influence". *springer tracts in advanced robotics*, vol 151. springer, cham. [https://doi.org/10.1007/978-3-031-15393-8\\_2\(2023\)](https://doi.org/10.1007/978-3-031-15393-8_2(2023)).
- [51] Samir Zeghlache," commande non linéaire d'un appareil à vol vertical " thèse de doctorat, université de M'sila, Algérie, 2014.
- [52] Ahcene Boubakir, "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, Algérie, 2007.
- [53] Imen Deghboudj " commande des systemes non lineaires par mode glissant d'ordre superieur" mémoire de magister. Université Constantine. Algérie 2013.
- [54] Ph. Cristian Lascu, « direct control of sensorless induction (motor drivers): a sliding mode approach», *iee transactions on industry applications*, vol.40, 582-590;2004
- [55] H. Bühler,« réglage par mode de glissement»,*polytechniques romandes, lausanne,1986*
- [56] Abderrahim Zemmit, " contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (mada) par les techniques intelligentes " thèse de doctorat, université de M'sila, Algérie, 2017.
- [57] Hocine Amimeur,« contribution au controle de la machine asynchrone double etoile»,thèse de doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2012.
- [58] Youcef Bekakra, D. Ben Attous, « sliding mode control of doubly fed induction machine », *proceedings of 3rd international conference on electrical engineering design and technologies (iceedt'09)*, oct. 31 – nov. 02, 2009, Soussa, Tunisie.
- [59] Naim Cherfia." etude d'une chaine de conversion de l'energie eolienne" thèse de doctorat, université des frères mentouri de Constantine. Algérie.2018
- [60] Abderezak Saidi ," contribution à la commande hybride :mode glissant - floue de la machine à induction double alimentée" thèse de doctorat, université de Batna , Algérie, 2021.
- [61] Youcef Bekakra, « contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation» , thèse de doctorat, université mohamed khider de Biskra,Algérie, 2014.
- [62] Mohammed Zinelaabidine Ghellab ," commandes non linéaires robustes appliquées à un hélicoptère autonome" thèse de doctorat, université de M'sila, Algérie, 2020.
- [63] Lotfi Zadeh, "fuzzy set", *information and control*, vol. 8, pp. 338-354, 1965.
- [64] Imo Jeremiah Eyoh," interval type-2 atanassov-intuitionistic fuzzy logic for uncertainty modelling" thèse de doctorat, université de Nottingham.2018.
- [65] E.H. Mamdani, "application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthesis", *iee trans on computers*, vol. 26, no. 12, pp. 1182- 1191, December 1977.

- [66] Mohand Akli Kacimi.” contribution à la conception des systèmes flous de type mamdani par les algorithmes d’optimisation multi-objectif “ thèse de doctorat, université de Bejaia.Algérie .2021.
- [67] T. Takagi, M. Sugeno, “fuzzy identification of systems and its application to modeling and control”, *iee trans on systems, man and cybernetics*, 15:116-132, 1985.
- [68] Kheireddine Chafaa, “structures d’identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues”, thèse de doctorat, université de Batna, Algérie .2006.
- [69] Tsukamoto, Y. ‘an approach to fuzzy reasoning method’., m. m. gupta (ed), in *advances in fuzzy set theory and applications*. pp. 407-428(1975).
- [70] B. Bouchon-meunier, “la logique floue et ses applications”, addison-wesley, france, 1995.
- [71] Hervé Dubreil.” méthodes d’optimisation de contrôleurs de logique floue pour le paramétrage automatique des réseaux mobiles umts”. domain\_other. télécom paristech, 2005. english.
- [72] Amel Ferahtia,” commande hybride de la machine asynchrone” mémoire de magister, école nationale polytechnique, Algérie 2011.
- [73] Naaz, S, Alam, A, Biswas, R. ‘effect of different defuzzification methods in a fuzzy based load balancing application” . *international journal of computer science issues (ijcsi)*, 8(5), 261. 2011.
- [74] J.J.E. Slotine, ”the robust control of robot manipulators”, *international journal of robotics research*, 4(4), 1985, pp. 49-64.
- [75] X. Jing-Jing, Z. Guo-Bao, “global fast dynamic terminal sliding mode control for a quadrotor uav”, *isa transactions*, vol. 66, pp. 233-240, 2017.
- [76] I. Kanellakopoulos, p.v. kokotovic and a.s. morse, ”systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems”, *iee transactions on automaticcontrol*, 36(11), 1991, pp. 1241-1253.
- [77] Hicham Khebbache,” tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires application : système uav de type quadrirotor.” mémoire de magister. Université de Sétif. Algérie. 2012.
- [78] Zhou, Hb., Ying, H. & Duan, Ja. Adaptive control using interval Type-2 fuzzy logic for uncertain nonlinear systems. *J. Cent. South Univ. Technol.* **18**, 760–766 (2011). <https://doi.org/10.1007/s11771-011-0760-0>
- [79] N.N. Karnik, J.M. Mendel, “centroid of a type-2 fuzzy set”, *information sciences*, vol.132, issue.1-4, pp.195-220, 2001
- [80] Keltoum Loukal. “commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a base des systemes flous type deux”. Thèse de doctorat. Université de M’sila, Algérie, 2017.
- [81] Nilesh Naval Karnik, Jerry Mendel et qilian liang. “type-2 fuzzy logic systems”. in : *iee transactions on fuzzy systems* 7.6 (1999), p. 643-658.
- [82] Jerry. Mendel, “uncertain rule-based fuzzy logic systems, introduction and new directions”, vol.1, prentice-hall, New Jersey, USA, 2001.

- [83] Behzad Bahraminejad, Mohammad Reza Iranpour, "comparison of interval type-2 fuzzy logic controller with pi controller in pitch control of wind turbines", international journal of renewable energy research, vol. 5, no. 3, pp. 836-846, Sep. 2015.
- [84] Y. Fouad, B. Omar, H. Mustapha, R. Nassim. "observer-based adaptive fuzzy backstepping tracking control of quadrotor unmanned aerial vehicle powered by lithium battery". j intell robot syst. 2016;84:179-197.
- [85] KALSI, Karanjit, LIAN, Jianming, HUI, Stefen, *et al.* Sliding-mode observers for systems with unknown inputs: A high-gain approach. *Automatica*, 2010, vol. 46, no 2, p. 347-353.
- [86] Hanane Bouchareb "observateur non linéaire mode glissant", mémoire de magister universite de Sétif.Algérie.2013
- [87] Abdelmadjid Gouichiche." diagnostic à base d'observateurs et commande tolérante aux défauts : expérimentation sur des systèmes électriques." thèse de doctorat école nationale polytechnique. Algérie 2015.
- [88] Bounar N, Boulkroune A, Boudjema F, M'saad M, Farza M. adaptive fuzzy vector control for a doubly-fed induction motor. *neuro computing* 2015;151(pt-2):756-769.
- [89] Chen M, et al. "terminal sliding mode tracking control for a class of siso uncertain nonlinear systems". *isa transactions* (2012), <http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2012.09.009>
- [90] Yu Xh, Man Zh. "fast terminal sliding-mode control design for non-linear dynamical systems". *iee transactions on circuits and systems fundamental theory and applications*. 2002;49(2):261-4.
- [91] Jokar, H., Vatankhah, R. "adaptive fuzzy global fast terminal sliding mode control of an over-actuated flying robot." *j braz. soc. mech. sci. eng.* 42, 166 (2020). <https://doi.org/10.1007/s40430-020-2236-3>
- [92] A. Boulkroune, M. M'saad "a fuzzy adaptive variable-structure control scheme for uncertain chaotic mimo systems with sector nonlinearities and dead zones", *expert system application*, vol.38, pp. 14744-14750, 2011.
- [93] A. Boulkroune, m. m'saad, "on the design of observer-based fuzzy adaptive controller for nonlinear systems with unknown control gain sign", *fuzzy sets system*, vol. 201, pp.71-85. 2012.
- [94] Z. En-Hui, X. Jing-Jing, l. Ji-Liang, "second order sliding mode control for a quadrotor uav", *isa transaction*, vol.53, no.4, pp.1350-1356, 2014.
- [95] F. Yacef, o. bouhali, m. hamerlain, n. rizoug, "observer-based adaptive fuzzy backstepping tracking control of quadrotor unmanned aerial vehicle powered by lithium battery", *journal of intelligent & robotic systems*, , vol. 84, pp.179-197, 2016.

## Résumé

Cette recherche porte sur la commande tolérante aux défauts pour une hélicoptère octorotor en présence de défauts d'actionneurs. L'étude présente deux stratégies de commande innovantes : une commande adaptative floue à mode glissant dynamique globale terminale rapide et une combinaison d'un observateur de mode de glissement avec une commande par backstepping flou type 2 adaptatif. Ces stratégies visent à garantir la stabilité et la fiabilité des performances de l'ocotorotor en détectant et en compensant efficacement les défauts des actionneurs. Grâce à l'intégration de techniques adaptatives, de méthodes de mode glissant et de logique floue, les approches proposées démontrent leur capacité à atténuer l'impact des défauts des actionneurs et à maintenir un vol contrôlé, améliorant ainsi la sécurité et la robustesse des opérations de l'ocotorotor. Les résultats obtenus montrent que ces deux approches proposées garantissent la stabilité du système en boucle fermée dans un état sain et dégradé.

**Mots clés :** octorotor. Modèle dynamique. Mode glissant dynamique globale terminale rapide. Observateur à mode glissant. backstepping flou type 2 adaptatif

## Abstract

This research addresses the fault-tolerant control for octorotor helicopter in the presence of actuator faults. The study presents two innovative control strategies: An Adaptive Fuzzy Global Fast Dynamic Terminal Sliding Mode design and a combination of Sliding Mode Observer with Adaptive Type-2 Fuzzy Backstepping Control. These strategies aim to ensure the stability and reliable performance of the octorotor by effectively detecting and compensating for actuator faults. Through the integration of adaptive techniques, sliding mode methods, and fuzzy logic, the proposed approaches demonstrate their ability to mitigate the impact of actuator faults and maintain controlled flight, ultimately enhancing the safety and robustness of octocopter operations. The obtained results shows that these two proposed approaches guarantee the stability of the closed-loop system in a healthy and defective state.

**Key words:** octorotor. dynamic modelling. Global Fast Dynamic Terminal Sliding Mode. Sliding Mode Observer. Adaptive Type-2 Fuzzy Backstepping.

## ملخص

يعالج هذا البحث التحكم في تحمل الأخطاء لطائرة ثمانية المراوح في وجود عطل في محرك أو أكثر. تقدم الدراسة استراتيجيتين مبتكرتين للتحكم: تصميم وضع الانزلاق السريع الديناميكي الضبابي التكيفي الكلي ومزيج من مراقب الوضع المنزلق مع التحكم بالرجوع المرحلي الضبابي من النوع 2 التكيفي. تهدف هذه الاستراتيجيات إلى ضمان الاستقرار والأداء الموثوق لطائرة ثمانية المراوح من خلال الكشف الفعال عن أعطال المحرك والتعويض عنها. من خلال تكامل التقنيات التكيفية، وأساليب وضع الانزلاق، والمنطق الغامض، النهج المقترحة أثبتت قدرتها على التخفيف من تأثير أعطال المحرك والحفاظ على التحليق الخاضع للرقابة، في نهاية المطاف تعزيز سلامة الطائرة ثمانية المراوح، وتظهر النتائج التي تم الحصول عليها أن هذين النهجين المقترحين يضمنان استقرار النظام في الحلقة المغلقة سواء في الحالة الجيدة أو في حالة وقوع الأعطاب.

**كلمات مفتاحية:** طائرة ثمانية المراوح. نموذج ديناميكي. وضع الانزلاق السريع الديناميكي الكلي. مراقب الوضع المنزلق. الرجوع المرحلي الضبابي من النوع 2 التكيفي.