

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
FILIERE : GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : AUTOMATIQUE



FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE
N° D'ORDRE:

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME DE MASTER

Présenté par :

BOUROUIS Thameur Mohamed
BOUZID Abdellah Souleymane

THEME

COMMANDE FLOUE GLISSANTE D'UN APPAREIL A
VOL ET ATTERRISSAGE VERTICAL

Soutenue le 20 /05/ 2017 devant le jury composé de :

GHALEB Mohamed	UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA	Président
ZEGHLACHE Samir	UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA	Encadreur
MEKYI Hemza	UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA	Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2016 / 2017

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier bien le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce Modest travail.

*Au terme de ce travail, nous adressons nos remerciements les plus sincères à notre encadreur **Mr: ZEGHLACHE .S** pour nous avoir permis de bénéficier de son grand savoir dans la matière, pour sa pédagogie, ses compétences, sa modestie et son aide précieuse afin de nous transmettre ses connaissances et ses conseils tout au long de ce projet même pendant les moments les plus difficiles. Vraiment merci pour une qualité d'encadrement si sérieuse et si consistante ...*

*Nous ne manquerons pas l'occasion de remercier très grandement, **Dr: BEN RABEH.F** chef département et l'ensemble des enseignants de notre département Génie Electronique*

Nous remercions toutes les personnes qui nous ont soutenus, d'une façon ou d'une autre, nous éprouvons incessamment leur estime et amabilité.

Nous terminons ces remerciements en saluant vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mes parents " Rabia et Saber " en signe d'amour de reconnaissance et de gratitude pour les sacrifices qu'ils ont fait.

A mes chères frères et mes sœurs, à qui je dois tout l'amour.

A ma grande famille.

A mes ami(e)s, qui je souhaite le succès, pour l'amitié qui nous a toujours unis.

A tout ceux qui me sont chers.

Aboud

Dédicace

Je dédie ce travail à mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et l'encouragement sont l'essentiel de ma réussite. Sans eux je ne serai pas à ce stade aujourd'hui.

A mes frères et ma sœur pour leur soutien continue durant mon parcours.

A ma grande famille.

Et à tous mes amis.

thameur

TABLE DES MATIERES

Table des matières

Table des Matières	I
Liste des Figures	IV
Liste des Tableaux	VII
Liste des abréviations	VIII
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Etat de L'art

I.1. Introduction	3
I.2. L'histoire des Quadrirotor	3
I.3. Le mode des drones	5
I.3.1. Les catégories de drones.....	5
I.3.2. Les drones à voilure tournante	8
I.3.2.1. Les hélicoptères classiques	8
I.3.2.2. Les rotors coaxiaux	8
I.3.2.3. Les rotors coaxiaux carénés	9
I.3.2.4. Les rotors en tandem	10
I.3.2.5. Les rotors engrenant	10
I.3.2.6. Les convertibles	10
I.3.2.7. Les rotors à réaction	11
I.3.2.8. Les rotors multiples	12
I.4. Les missions des drones	13
I.4.1. Dans le domaine militaire	13
I.4.2. Dans le domaine civil	14
I.5. Les capteurs pour la navigation et la localisation	15
I.5.1. Capteurs Proprioceptifs	16
I.5.1.1. Accéléromètres	16
I.5.1.2. Gyromètres et Gyroscopes	17
I.5.1.3. Centrales inertiellees	17
I.5.2. Capteurs Extéroceptifs	18
I.5.2.1. Les compas	18
I.5.2.2. Les systèmes de positionnement par satellites	19
I.5.2.3. Capteurs télémétriques	20

I.5.2.4. Les altimètres barométriques	20
I.5.2.5. Les Caméra	20
I.6. Commande des drones	21
I.6.1. Les techniques de commande linéaires	22
I.6.2. Les techniques de commande non linéaires	24
I.7. Conclusion	29

Chapitre II : Modélisation dynamique du Quadrirotor

II.1. Introduction	30
II.2. Modélisation d'un Quadrirotor à six degrés de liberté	30
II.2.1. Présentation et principe du vol	30
II.2.2. Description générale du Quadrirotor	31
II.2.3. Les mouvements du Quadrirotor	32
II.2.3.1. Mouvement vertical	33
II.2.3.2. Mouvement de roulis	33
II.2.3.3. Mouvement de tangage	33
II.2.3.4. Mouvement de lacet	34
II.2.3.5. Mouvements de translation	34
II.2.4. Modèle dynamique du Quadrirotor	35
II.2.4.1. Les angles d'Euler	36
II.2.4.2. Vitesses angulaires	37
II.2.4.3. Vitesses linéaires	37
II.2.4.4. Les effets physiques agissant sur le Quadrirotor	38
II.2.4.5. Développement du modèle mathématique selon Newton-Euler	40
II.2.4.6. La représentation d'état du système	43
II.3. Réponse en boucle ouverte	44
II.4. Conclusion	46

Chapitre III : Commande mode glissant, Floue, Hybride Glissante-Floue

II.1. Introduction	47
III.2. Commande par mode glissante.....	48
III.2.1. Théorie de la commande	49
III.2.1.1. Choix des surfaces de glissement	49

III.2.1.2. Condition de glissement	49
III.2.1.3. Calcul de la commande	49
III.2.1.4. Expression analytique de la commande	50
III.2.1.5. Elimination du phénomène du chattering	51
III.2.1.6. Structures de contrôle par mode de glissement	51
III.2.2. Application de la commande sur le Quadrirotor	52
III.2.2.1. Démonstration	52
III.2.3. Simulations numériques	53
III.3. La commande par mode glissant flou	57
III.3.1. Synthèse de la commande hybride	57
III.3.1.1. Commande par mode glissant	57
III.3.1.2. Commande par Logique Floue de Type Takagi-Sugeno	58
III.3.1.3. Mise en œuvre de la commande hybride	63
III.3.2. Application de la commande hybride sur le Quadrirotor	64
III.3.3. Simulations numériques	67
III.4. Etude comparative	71
III.4.1. Etude qualitative	71
III.4.2. Etude quantitative	79
III.5. Conclusion	80
Conclusion générale	81
Bibliographie	83

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX, ABREVIATION

Liste des figures

Figure I.1. Bréguet Richet Gyro1907	4
Figure I.2. Oehmichen 1920.....	4
Figure I.3. Le Quadrirotor de Bothezat1922	4
Figure I.4. Convertawings Model A 1956.....	4
Figure I.5. Exemples de drones HALE	5
Figure I.6. Exemples de drones MALE	6
Figure I.7. Exemples de drones TUAV	6
Figure I.8. Exemples de mini drones	6
Figure I.9. Exemples de micro drones	7
Figure I.10. Classification selon le mode d'aérodynamique	7
Figure I.11. Exemples d'hélicoptères à rotor anticouple de queue	8
Figure I.12. Exemples d'hélicoptères à rotors coaxiaux	9
Figure I.13. Exemples de drones à rotors coaxiaux à carène courte	9
Figure I.14. Exemples de drones à rotors coaxiaux à carène longue	9
Figure I.15. Exemples d'hélicoptères à rotors en tandem	10
Figure I.16. Exemple d'hélicoptère à rotors engrenants	10
Figure I.17. Exemples de véhicules convertibles à corps basculant	11
Figure I.18. Exemples de véhicules convertibles à rotors basculants	11
Figure I.19. Exemples de véhicules à technologie VTDP	11
Figure I.20. Exemple de drone à rotors à réaction	12
Figure I.21. Exemples de drones à rotors multiples	12
Figure I.22. Support au combat	13
Figure I.23. Drone militaires de surveillance	13
Figure I.24. Quelques exemples de missions réalisables avec des mini-drones	15
Figure I.25. Un drone Fly-n-Sense X4 en vol proche d'un incendie, épandage engrais	15

Figure I.26. Principe de fonctionnement d'un accéléromètre. Accéléromètre MEMS	17
Figure I.27. Exemples de gyroscopes	17
Figure I.28. Exemple de centrales inertielles	18
Figure I.29. Principe physique d'un compas électronique magnétorésistif	18
Figure I.30. Le système GPS	19
Figure I.31. Utilisation des télémètres	20
Figure I.32. Boucle de guidage-pilotage	21
Figure I.33. Principe de la commande par PID	22
Figure I.34. Zone idéale de placement des pôles de la boucle fermée	22
Figure I.35. Principe de la commande linéaire quadratique gaussienne	23
Figure I.36. Principe de la commande prédictive	23
Figure I.37. Principe de la commande par séquençement de gain	24
Figure I.38. Schéma structurel de la commande hiérarchique	25
Figure I.39. Fonctionnement de la commande par mode glissant	26
Figure I.40. Structure de base d'un contrôleur flou	26
Figure I.41. Principe de la commande par asservissement 2D	28
Figure II.1. L'hélicoptère à quatre rotors	30
Figure II.2. Illustration du mouvement de quadrirotor	31
Figure II.3. Structure générale d'un quadrirotor	32
Figure II.4. Illustration du mouvement vertical	33
Figure II.5. Illustration du mouvement de roulis	33
Figure II.6. Illustration du mouvement de tangage	34
Figure II.7. Illustration du mouvement de lacet	34
Figure II.8. Illustration du mouvement de translation	35
Figure II.9. Géométrie du quadrirotor	36
Figure II.10. Les trois rotations roulis tangage, et lacet	36
Figure II.11. Schéma synoptique de la modèle dynamique « quadrirotor »	44

Figure II.12. Résultats de simulation, les trajectoires réelles de modèle selon $(x, y, z, \psi, \theta, \phi)$	46
Figure III.1. Schéma général de commande du quadrirotor.....	48
Figure III.2. Convergence du système glissant.	48
Figure III.3.Valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}	50
Figure III.4. Représentation de la fonction signe.	51
Figure III.5 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	51
Figure III.6. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes (x_d, y_d, z_d, ψ_d) ...	54
Figure III.7. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon (φ, θ)	54
Figure III.8. Signaux de commande.	55
Figure III.9. Signaux de force.	55
Figure III.10. Figure III.9. (a) vitesse angulaire,(b) Trajectoire globale du quadrirotor en 3D	56
Figure III.11. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et l'angle ψ	56
Figure III.12.Exemples de fonctions d'appartenance	59
Figure III.13.Structure de base d'un contrôleur flou	60
Figure III.14. Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance.	61
Figure III.15.Principe des différentes méthodes de défuzzification.....	62
Figure III.16. Structure de la commande hybride FLC/SMC.....	64
Figure III.17. Fonctions d'appartenance : (a) l'entrée e et de , (b) la sortie u_n	65
Figure III.18. Structure de superviseur flou.	66
Figure III.19. Schéma bloc de la commande par mode glissant flou appliquée sur le quadrirotor..	66
Figure III.20. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes (x_d, y_d, z_d, ψ_d)	67
Figure III.21. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon (φ, θ)	67
Figure III.22. Signaux de commande..	68

Figure III.23. Signaux de force.	69
Figure III.24. (a) signal de commande U_1 (SMC, SMC-FLC, FLC), (b) Vitesses angulaires des quatre rotors..	69
Figure III.25. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et l'angle ψ	70
Figure III.26. Trajectoire globale du quadrirotor en 3D	70
Figure III.27. Schéma global de la commande sans la présence de perturbation.....	71
Figure III.28. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et l'angle (ψ)	72
Figure III.29. Signaux de commande (u_1, u_2, u_3, u_4)	73
Figure III.30. Schéma global de la commande en présence de perturbation « sur l'entrée ».....	74
Figure III.31. L'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « SMC ».....	75
Figure III.32. L'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « FLC-SMC ».....	75
Figure III.33. Schéma global de la commande en présence de perturbation « sur la sortie ».....	76
Figure III.34. L'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « SMC ».....	76
Figure III.35. L'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « FLC-SMC ».....	77
Figure III.36. Comparaison entre l'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « FLC-SMC et SMC », 'perturbatrice sur l'entrée U_1 '	78
Figure III.37. Comparaison entre l'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « FLC-SMC et SMC », 'perturbatrice sur la sortie z '	78
Figure III.38. Comparaison entre l'influence de la perturbation selon (U_I) pour le contrôleur « FLC-SMC et SMC », (a) perturbatrice sur l'entrée U_1 , (b) perturbatrice sur la sortie z	78

Liste des tableaux

Tableau II.1. Paramètres mécanique et électrique du modèle du quadrirotor	42
Tableau III.1. Matrice d'inférence du contrôleur flou	64
Tableau III.2. Matrice d'inférence du superviseur flou	64
Tableau III.3. Étude quantitative entre les commandes développées pour le Quadrirotor	79

Liste des abréviations

UAV	Unmanned Aerial Vehicle.
VTOL	Vertical Take-off and Landing.
LQ	Linear Quadratic.
LQ	Linear Quadratic Gaussian.
PID	Proportional Integral Derivative.
SMC	Sliding Mode Control.
FLC	Fuzzy Logic Control.
VSS	Variable Structure System.
LISV	Laboratoire d'Ingénierie des Systèmes de Versailles.
DDL	Degré De Liberté
STaFF	Système Tactique pour la lutte contre les Feux de Forêt.
IMU	Inertiel Measurement Unit.
LTR	Loop Transfer Recovery.
GPS	Global Positioning System.

Introduction générale

Introduction générale

La robotique est un domaine dont le nombre d'applications est en augmentation constante depuis son apparition. Il s'agit d'un domaine multidisciplinaire qui regroupe des aspects concernant la mécanique, l'informatique ou encore l'électronique. Cet essor découle essentiellement du besoin d'automatiser des tâches répétitives et difficiles dans tous les domaines de la vie quotidienne pour remplacer l'être humain.

Globalement, la robotique est divisée en deux grandes catégories. On trouve d'une part les robots mobiles qui représentent simplement l'ensemble des robots à base mobile (robots mobiles à roues, drones...). D'autre part, on trouve les robots fixes ou les bras manipulateurs, qui sont plus utilisés dans l'industrie (chirurgie médicale, chaîne de montage...). Dans le domaine des robots mobiles, la conception d'un drone autonome capable de naviguer dans un environnement inconnue pose de nombreux défis tant bien théoriques, que pratiques.

Les drones ou UAV (Unmanned Aerial Vehicles) sont des engins volants sans pilote capables de mener à bien une mission, leur utilisation est d'abord militaire pour des missions de reconnaissances ou de surveillance. Ils sont bien adaptés pour la réalisation de missions qui mettraient potentiellement un équipage en danger ou qui nécessitent une permanence sur zone. Des applications civiles font leur apparition comme la sécurité (surveillance de l'espace aérien, du trafic urbain et interurbain), de la gestion des risques naturels (surveillance de l'activité des volcans), de l'environnement (mesure de la pollution de l'air, surveillance des forêts), pour l'intervention dans des environnements hostiles (milieux radioactifs, déminage des terrains sans intervention humaine), la gestion des grandes infrastructures (barrages, lignes à haute tension, pipelines), l'agriculture (détection et traitement des cultures infestées) et la prise de vue aérienne dans la production de films [1].

Le développement de plates-formes robotiques volantes connaît un essor croissant depuis quelques années en raison de la miniaturisation toujours plus poussée des capteurs et des actionneurs, mais surtout grâce à la possibilité d'embarquer des cartes de commande toujours plus performantes capables d'exécuter la masse de calcul nécessaire au contrôle des robots volants.

Quelle que soit la méthode utilisée pour obtenir un modèle mathématique d'un système physique, il existe toujours un compromis entre la simplicité du modèle et son aptitude à décrire l'ensemble des phénomènes qui le caractérise. Ces écarts entre le modèle et le système réel sont souvent modélisés par des grandeurs d'erreurs (erreur d'entrée, erreur de sortie, erreur sur l'état,..., erreur de modèle) car les systèmes réels sont la plupart du temps non linéaires, mal définis, ont des paramètres variables et sont soumis à des perturbations externes. La modélisation de ces systèmes relève très souvent d'une approximation des phénomènes physiques mis en jeu. Or, c'est à partir de cette représentation approximative des systèmes que l'on souhaite construire une commande robuste dans le sens où elle devra assurer une faible sensibilité aux incertitudes sur les paramètres, à leurs variations et aux perturbations externes.

En quelques mots, le système de commande est un algorithme mathématique qui génère les signaux de commande permettant au drone de se déplacer de façon appropriée. Pour cela, il se base sur une représentation mathématique du véhicule et sur les signaux de mesure issus des capteurs embarqués. Son rôle est avant tout de garantir la stabilité de l'appareil lors de la phase de vol autonome. Malgré un principe général relativement simple à appréhender, la conception d'un tel système est plutôt complexe et requiert une attention particulière. En effet, les drones, et plus

particulièrement les drones à voilure tournante comme les quadrirotors, sont des systèmes sous-actionnés (le nombre d'entrées de commande est inférieur au nombre de degrés de liberté), sensibles aux perturbations aérodynamiques et dont la dynamique est fortement non linéaire. Cette dernière présente de plus un couplage important entre les variables d'état du système et ses entrées de commande. Le couplage caractérise le fait que tout changement dans une entrée de commande affecte non seulement la variable d'intérêt, mais également les autres. Afin d'éliminer l'excitation indésirable de ces variables d'état, la coordination de toutes les entrées de commande est indispensable à chaque instant. Par conséquent, il est clair que les caractéristiques intrinsèques aux drones à voilure tournante forment un écueil qui doit être surmonté lors de la conception de l'algorithme de commande. L'objectif que nous nous sommes fixé pour ce travail de recherche peut donc se résumer à déterminer des commandes robustes et performantes appliquées à notre système non linéaire.

Le but de notre étude se situe dans le cadre de la synthèse de lois de commande stabilisantes pour un mini drone de type quadrirotor. Les problèmes auxquels nous nous intéressons sont décrits comme suit :

- Le problème de la modélisation dynamique.
- Le problème du sous actionnement.
- Le problème de la synthèse de lois de commande stabilisantes pour un système non linéaire couplé, ainsi que la poursuite (suivi) de trajectoires.
- Enfin le problème de la synthèse d'une nouvelle technique combinant deux commandes non linéaires pour pouvoir contourner et limiter le problème de chaque loi de commande.

Organisation de la mémoire

Cette mémoire, composée de trois chapitres, est organisée de la manière suivante :

- **Chapitre I :** Dans le premier chapitre, nous avons introduit une description générale des appareils à vol vertical (drones) ; à savoir les avantages de ces derniers, leur classification, ainsi que les domaines d'intérêt civil et militaire. Nous trouvons aussi dans ce chapitre un état de l'art relatif à la commande de ces appareils.
- **Chapitre II :** Le second chapitre est consacré à la modélisation dynamique d'un hélicoptère à six degrés de liberté de type quadrotor.
- **Chapitre III :** La synthèse et les résultats de simulation de la commande par mode glissante et la commande par logique floue. Ensuite, la commande glissante combinée avec les outils de l'intelligence artificielle. Nous présentons la synthèse d'une commande floue-glissante comme étant une nouvelle méthodologie de conception des lois de commande pour les systèmes aéronautiques. Nous présentons aussi, dans ce chapitre, une étude comparative entre les différentes lois de commandes proposées
- **.Conclusion générale :** sur le travail effectué et les résultats obtenus et évoquons quelques perspectives.

Chapitre I

Etat de l'art

Ce premier chapitre a pour intérêt de mettre en relief un état de l'art sur la description générale des appareils à vol vertical (drones). Dans un premier temps, on à savoir les avantages de ces derniers, leur classification, ainsi que les domaines d'intérêt civil et militaire. Puis, Nous trouvons aussi dans ce chapitre un état de l'art relatif à la commande de ces appareils.

I.1. Introduction

Les appareils à vol vertical ou les drones (UAV : Unmanned Aerial Vehicle) sont des engins volants sans pilote capables de mener à bien une mission de façon plus ou moins autonome tel que les drones aéronefs inhabités qui utilisent les forces aérodynamiques pour produire un vol vertical. Il en existe de toutes les tailles et de toutes les formes [3-7]. La fonction principale de ces véhicules aériens est d'étendre la vision humaine au-delà de l'horizon naturel, afin d'accomplir des travaux à risques ou dans des environnements hostiles. Les premières applications ont d'ailleurs été mises en œuvre par les militaires pour des missions de surveillance ou de reconnaissance, sans risque de pertes humaines. Plus récemment, des applications civiles ont fait leur apparition comme la prévention des feux de forêts, l'inspection des ouvrages d'art, la surveillance du trafic autoroutier ou la collecte de données météorologiques [2]. Cependant, l'utilisation des drones civils reste limitée car les drones non militaires ne sont pas encore totalement intégrés dans l'espace aérien civil. En fonction des capacités opérationnelles recherchées, la taille des drones varie sur une échelle allant de quelques centimètres à plusieurs dizaines de mètres, tandis que leur masse fluctue entre quelques grammes pour les plus légers et jusqu'à plusieurs tonnes pour les plus lourds.

Dans ce chapitre, nous exposons dans un premier temps les membres les plus représentatifs de la grande famille des drones, en mettant l'accent sur les drones à voilure tournante. Ensuite, nous étudions les différentes technologies de capteurs permettant au drone de se positionner et de s'orienter dans l'espace. Enfin, une dernière partie est consacrée à la présentation des architectures et l'analyse bibliographique des différentes techniques de commande des drones [1].

I.2. Historique des quadrirotor

La conception des quadrirotor a évolué dans deux grandes générations. La première génération était conçue pour transporter un ou plusieurs passagers. Ces véhicules étaient parmi les premiers véhicules aériens à décollage et atterrissage vertical réussis. Caractérisés par leur grande taille et souffert de mauvaises performances (encombrement, qualité des moteurs, matériau de conception,...)[8].

Le premier quadrirotor était le Gyroplane n°1 « Breguet-Richet », conçu par les frères scientifiques français Louis et Jaque Breguet en collaboration avec le professeur Charles Richet en 1907 (figure I.1). Un an plus tard, un autre quadrirotor « Gyroplane n°2 » a été construit. Le Gyroplane n°2 est équipé d'un moteur Renault, plus puissant, qui atteignit 55 CV. Malheureusement, l'aérodyne fut détruit lors d'un atterrissage un peu brusque. Le quadrirotor fut réparé mais, la suite des essais des frères Breguet ne déboucha sur aucun résultat significatif. En 1920, Etienne Oehmichen a commencé ses expériences dans la conception des aéronefs à voilures tournantes. Six modèles ont été conçus par ce jeune ingénieur de la compagnie Peugeot. Parmi les quels nous constatons un grand quadrirotor de 800kg construit en 1922, avec quatre rotors de diamètre (2 x 7.60 mètres + 2 x 6.40 mètres) et huit hélices tournées par un seul moteur Gnome Rhône de 135kw (Figure I.2)[9].

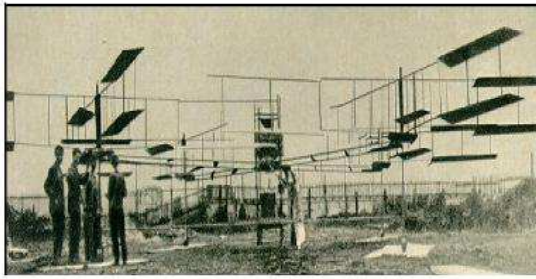


Figure I.1. Bréguet Richet Gyro 1907 [9].

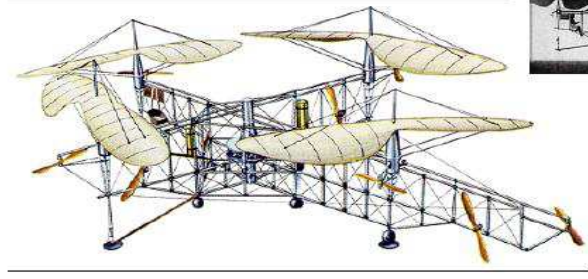


Figure I.2. Oehmichen 1920 [9].

Une autre plateforme à vol vertical été construit pour le service aérien de l'armée américaine à Dayton, Ohio en 1921 par les ingénieurs George de Bothezat et Ivan Jérôme [9]. C'était une structure en croix de 1678Kg portant six hélices de diamètre 8.1 mètres sur chaque axe de longueur 9m. Plus de 100 essais de vols ont été exécutés sur ce grand quadrirotor, mais la commande en vol était très difficile et le prototype n'a pas répondu aux exigences d'exécution de l'armée américaine.

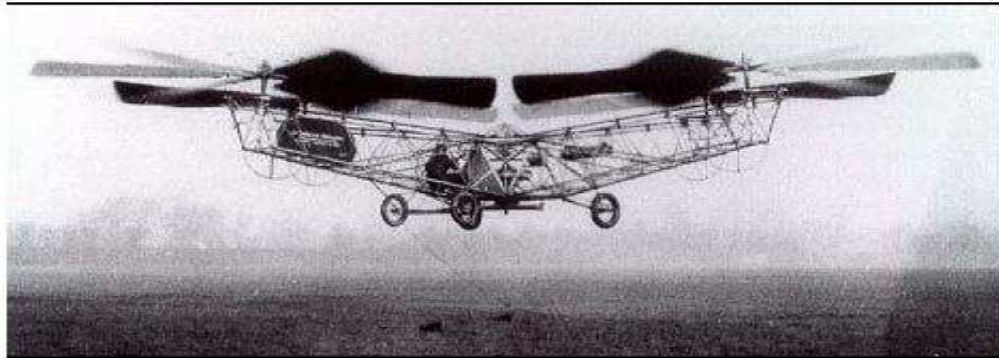


Figure I.3. Le Quadrirotor de Bothezat 1922 [9].

Dans les années 50, Amityville (New York), Convertawings a construit un quadrirotor disposant de rotors de diamètre 5.92 mètres et des ailes pour générer une portance vers l'avant. Deux moteurs « Continental » de 90 CV ont été utilisés et le véhicule a été commandé en changeant la poussée fournie par chaque rotor. Le quadrirotor de Convertawings a été piloté avec succès, mais la production a été arrêtée en raison d'un manque d'intérêt commercial pour cet avion [9].

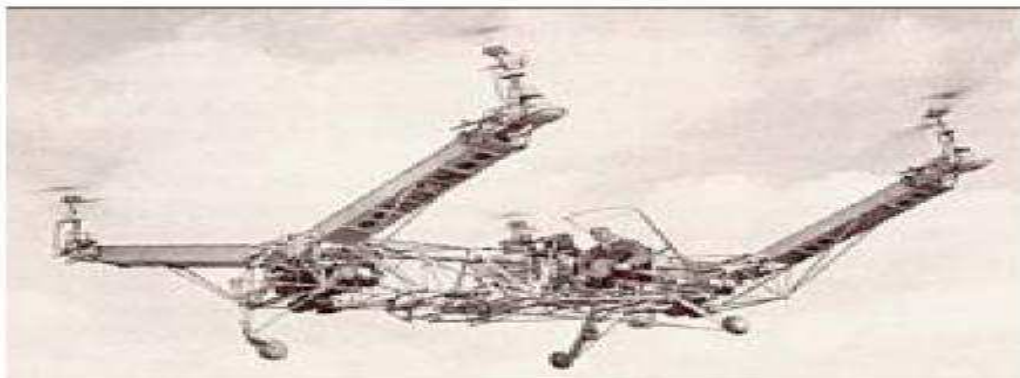


Figure I.4. Convertawings Model A 1956 [9].

La configuration de quadrirotor n'a pas obtenu beaucoup d'attention jusqu'au début des années 80. Depuis, plusieurs chercheurs ont commencé à s'intéresser à la configuration «Quadrirotor » dans des applications mini drones à cause de sa simplicité, sa capacité à supporter une charge utile accrue et son coût réduit.

Il semble que les américains sont les pionniers dans les mini Quadrirotor avec le projet Hoverbot de l'université de Michigan en 1993, le projet Gizmcopter en Californie et d'autres, la plupart des premiers projets ont été abandonnés à cause des difficultés matérielles.

Depuis 2001, plusieurs centres de recherche et de groupes de spécialistes en aéronautique ont commencé à publier les premiers résultats à propos de la modélisation et de la commande de cet hélicoptère à quatre rotors tels que : les travaux de l'université de Compiègne et le projet 'Robovolint' en France, ceux de l'université de Lakehead au Canada et beaucoup d'autres [9].

I.3. Le mode des drones

I.3.1. Les catégories de drones

La classification unique des drones est un exercice impossible à réaliser dans la mesure où chaque pays possède la sienne. De plus, elle peut dépendre de nombreux paramètres comme l'autonomie en vol, l'altitude de vol, la charge utile embarquée, les dimensions ou la masse du drone ... La classification présentée dans cette mémoire repose sur celle proposée par l'Armée de L'Air des Etats Unis d'Amérique, qui répartit les drones en cinq catégories :

- **les drones HALE (de l'anglais High Altitude, Long Endurance) :** ce sont des drones, le plus souvent à voilure fixe, capables de rester très longtemps en vol et de collecter des informations sur de très longues périodes (entre 12 et 48 heures) et évoluant à plus 20 000 mètres d'altitude [10]. Ils sont majoritairement utilisés pour des communications, comme alternative aux satellites. La figure I.5 présente les drones RQ 4B Global Hawk, construit par Northrop Grumman, et RQ-170 Sentinel, développé par Lockheed Martin [2].



(a) RQ-4B Global Hawk



(b) RQ-170 Sentinel

Figure I.5. Exemples de drones HALE [2].

- **Les drones MALE (de l'anglais Medium Altitude, Long Endurance) :** ayant une autonomie d'une trentaine d'heures et évoluant entre 5 000 et 15 000 mètres d'altitude. Ces drones font partie de la classe de grande taille. Ils peuvent embarquer des armes, ce qui nécessite généralement d'avoir un humain dans la boucle, ce dernier doit garder la décision

de tir et pouvoir à tout moment annuler la mission [11]. La figure I.6. présente les drones MQ-9 Reaper et MQ-1C Gray Eagle, tous les deux développés par General Atomics [2].



(a) MQ-9 Reaper



(b) MQ-1C Gray Eagle

Figure I.6. Exemples de drones MALE [2].

- **Les drones TUAV (de l'anglais Tactical Unmanned Aerial Vehicles) :** ayant une autonomie d'une dizaine d'heures et évoluant à moins de 5 000 mètres d'altitude. La figure I.7 présente les drones Hermes 450, construit par Elbit Systems, et RQ-7 Shadow, développé par AAI Corporation [2].



(a) Hermes 450



(b) RQ-7 Shadow

Figure I.7. Exemples de drones TUAV [2].

- **Les Mini UAV :** ce sont des drones plutôt légers et de taille réduite (jusqu' à quelques kilogrammes et d'une envergure jusqu'à 1 à 2 mètre) facilitant la mise en œuvre d'une autonomie relativement faible (de 10 à 30 minutes). Ils sont, en général, utilisés pour l'observation de zones à accès difficiles [12]. La figure I.8 présente les drones Bayraktar, construit par Baykar Makina, et Hovereye, développé par Bertin Technologies [2].



(a) Bayraktar



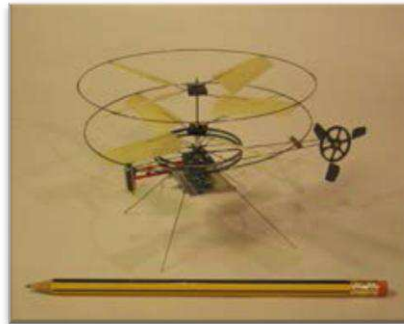
(b) Hovereye

Figure I.8. Exemples de mini drones [2].

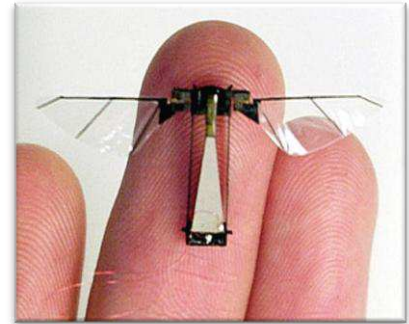
- **Les Micro UAV** : ayant une autonomie d'une trentaine de minutes, une masse inférieure à 500 grammes et pouvant être contenu dans une sphère de 30 centimètres de diamètre et caractérisés par une faible charge. Généralement, propulsés électriquement, ils permettent ainsi de faire des vols en intérieur [12, 2]. La figure I.9 présente un bref aperçu de ce qui peut être fait en terme de miniaturisation des véhicules aériens, à savoir le drone Wasp, développé par AeroVironment, un drone de la gamme Proxflyer et un drone de type MFI (de l'anglais Micromechanical Flying Insect)[2].



(a) Wasp



(b) Drone Prox_yer



(c) Drone MFI

Figure I.9. Exemples de micro drones [2].

Le fonctionnement aérodynamique fournit une autre possibilité de classification. Ainsi, les drones peuvent être structurés principalement en trois familles [13] :

- **ceux à voilures fixes** : des ailes fixes dans leur mode de déplacement.
- **les aéronefs à ailes battantes**: utilisent des ailes comme celles des oiseaux ou de certains insectes. Dans notre projet, on s'intéresse en particulier aux quadrirotor
- **ceux à voilures tournantes** : utilisent le même organe (rotors) pour la propulsion et la sustentation. Ce type de drones est capable d'atterrissage et de décollage verticaux, ainsi que de vol stationnaire à basse et à faible altitude. La figure I.10 montre quelques exemples des drones à voilures fixes, voileure tournantes et ailes battantes.

Une étude bibliographique montre que la recherche en robotique aériennes est principalement focalisée sur des drones à voilures tournantes : des hélicoptères et des architectures «VTOL», Dans notre projet, on s'intéresse en particulier aux quadrirotor.



Voilures fixes

Voilures tournantes

Ailes battantes
(Ornithoptères)

Figure I.10. Classification selon le mode d'aérodynamique [11].

I.3.2. Les drones à voilure tournante

Les drones miniatures à voilure tournante appartiennent tous au groupe des véhicules VTOL (de l'anglais Vertical Take Off and Landing), qui définit les appareils à décollage et atterrissage verticaux. Ils trouvent principalement leur place comme plateformes expérimentales relativement faciles à mettre en œuvre et peu onéreuses. Ils servent ainsi à mettre en pratique et à illustrer des travaux de recherche dans les domaines de la robotique, de l'automatique ou du traitement du signal. Ils utilisent des voilures tournantes ou rotors multiples pour voler en état stationnaire au-dessus d'une zone précise ou encore des vols à basse vitesse et à basse altitude. Cette section présente un état de l'art des différentes architectures aéromécaniques formant la famille des véhicules à voilure tournante. Pour chaque solution technologique, nous détaillons ses spécificités, plus ou moins avantageuses, à travers de nombreux projets et prototypes existants [2].

I.3.2.1. Les hélicoptères classiques

C'est l'architecture à voilure tournante la plus répandue et la mieux maîtrisée. L'hélicoptère est composé d'un rotor principal et d'une poutre à l'arrière du véhicule sur laquelle est monté un rotor anticouplé (RAC) de queue. Ce dernier peut être libre ou caréné dans un fenestron pour en augmenter la protection et l'efficacité aérodynamique [2]. Les deux configurations sont visibles sur la figure I.11.

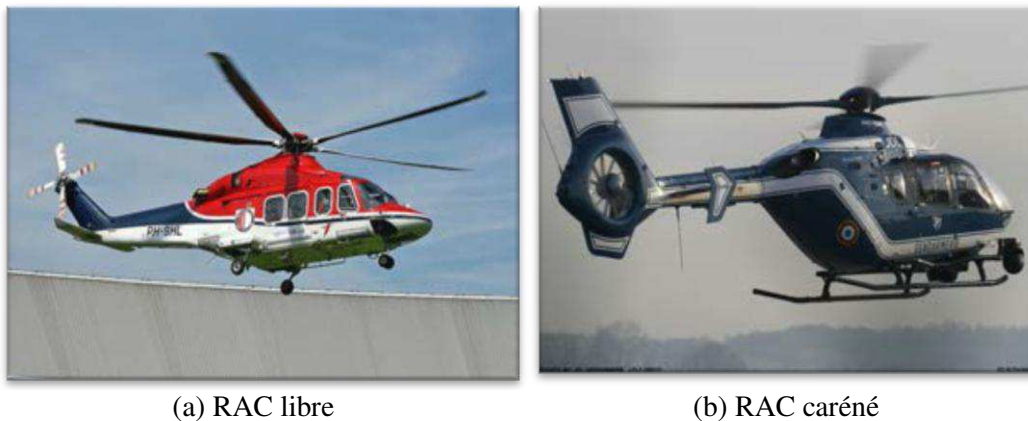


Figure I.11. Exemples d'hélicoptères à rotor anticouple de queue [2].

I.3.2.2. Les rotors coaxiaux

Cette configuration est constituée de deux rotors fixés sur le même axe de rotation, mais tournant dans des sens opposés pour annuler les effets de couple. Les hélicoptères à rotors coaxiaux sont donc dépourvus de rotor de queue, les rendant de ce fait plus compacts et par conséquent moins sensibles aux vents transverses que les hélicoptères classiques. Du point de vue du fonctionnement, les deux rotors contribuent à la poussée verticale et leur différentiel de vitesse de rotation pilote l'orientation autour du lacet [2]. La figure I.12 montre d'ailleurs deux exemplaires d'hélicoptères issus de leur production.

La stabilité naturelle des architectures à rotors coaxiaux en fait des candidates idéales pour une utilisation dans le monde de l'aéromodélisme [14]. Cet avantage est cependant altéré par une

vitesse de déplacement dans le plan horizontal limitée et, en fonction de la taille des engins, à une grande sensibilité au vent.



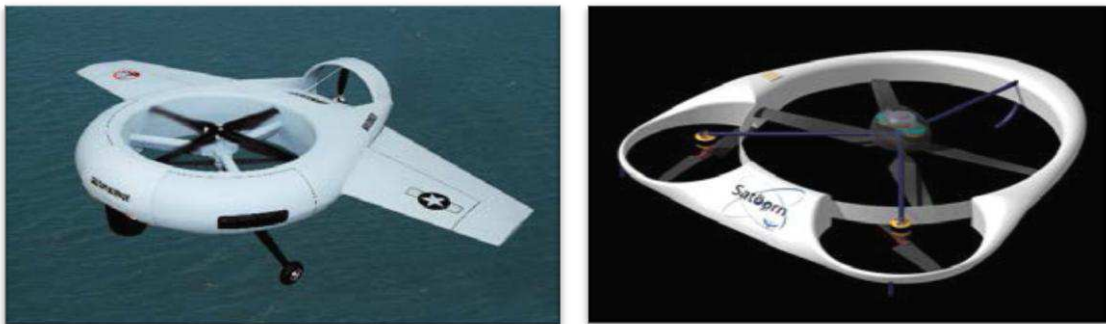
(a) Ka-27

(b) Ka-50

Figure I.12.Exemples d'hélicoptères à rotors coaxiaux [2].

I.3.2.3. Les rotors coaxiaux carénés

Une alternative intéressante aux rotors coaxiaux consiste à les intégrer dans une carène, les isolant ainsi de l'environnement extérieur. Le véhicule est alors plus résistant aux chocs et quasiment inoffensif pour un opérateur puisque les pales ne sont pas directement accessibles. Deux architectures mécaniques peuvent être distinguées concernant les drones à rotors coaxiaux carénés : les appareils à carène courte et carène longue [2,15].



(a) Cypher II

(b) Satoorn

Figure I.13.Exemples de drones à rotors coaxiaux à carène courte [2].



(a) Honeywell

(b) iSTAR

(c) Hovereye

Figure I.14.Exemples de drones à rotors coaxiaux à carène longue [2].

Le principal avantage de ces véhicules est de posséder une enveloppe de vol remarquable. L'inconvénient majeur concerne un décrochage.

I.3.2.4. Les rotors en tandem

Cette configuration est constituée de deux rotors, généralement de même taille, fixés l'un devant l'autre. Elle est le plus souvent utilisée pour des hélicoptères de grande taille, devant transporter de lourdes charges, car les deux rotors participent à la poussée. Les effets de couple, générés par la rotation des rotors, sont annulés par le fait qu'ils tournent dans des sens opposés. La figure I.15 présente les hélicoptères à rotors en tandem CH-46 Sea Knight et CH-47 Chinook, développés par Boeing pour le transport de troupes et de matériel [2].



(a) CH-46 Sea Knight



(b) CH-47 Chinook

Figure I.15. Exemples d'hélicoptères à rotors en tandem [2].

I.3.2.5. Les rotors engrenant

Cette configuration est constituée de deux rotors, généralement de même taille, montés sur un axe en forme de V. De cette façon, les rotors, tournant à la même vitesse mais en sens contraire, ne se percutent pas. Cette architecture permet d'augmenter la portance, la poussée totale étant la somme des poussées individuelles, et de se passer de dispositif anticouple, les rotors tournant dans des sens opposés. L'hélicoptère K-MAX [16], développé par Kaman Aircraft et présenté à la figure I.16, est d'ailleurs spécialisé dans le transport de charges à l'élingue. Cependant, tout comme pour la configuration à rotors en tandem, le point noir de cette architecture concerne la complexité du mécanisme de transmission entre les deux rotors [2].



(a) K-MAX



(b) Rotors du K-MAX

Figure I.16. Exemple d'hélicoptère à rotors engrenants [2].

I.3.2.6. Les convertibles

La principale lacune de la plupart des configurations mécaniques présentées concerne la faculté à combiner le vol stationnaire et le vol en translation. C'est pourquoi plusieurs études ont été

réalisées afin de développer des véhicules qui se comporteraient comme des hélicoptères en vol stationnaire, et comme des avions en vol en translation. Le vol de type avion permettrait alors de se déplacer très rapidement en consommant un minimum d'énergie, tandis que le vol de type hélicoptère permettrait d'assurer des missions nécessitant le vol stationnaire. Le principe est alors de faire basculer tout ou une partie du fuselage du véhicule d'une position verticale pour le vol stationnaire à une position horizontale pour le vol en translation. Cette catégorie de véhicules polyvalents est appelée convertible [2]. il ya Trois architectures de véhicules convertibles ont néanmoins été mises au point, présenter par la Figure I.17, Figure I.18, Figure I.19.



(a) XFY Pogo

(b) XFY Pogo

(c) SkyTote

Figure I.17. Exemples de véhicules convertibles à corps basculant [2].



(a) AW609

(b) Nord 500

(c) Eagle Eye

Figure I.18. Exemples de véhicules convertibles à rotors basculants [2].



(a) Piasecki X-49

(b) Sikorsky X2

(c) X-50 Dragon_y

Figure I.19. Exemples de véhicules à technologie VTDP [2].

I.3.2.7. Les rotors à réaction

L'architecture des drones à rotors à réaction [17, 18] est singulière parmi les véhicules à voilure tournante. En effet dans cette configuration, le rotor principal est mis en rotation par

éjection d'air comprimé en bout de pales ou par des propulseurs situés sur le fuselage de l'appareil. C'est cette seconde structure qui est présentée à la figure I.20. Cette technologie est assez prometteuse car, contrairement à un hélicoptère classique, elle ne génère aucun couple de réaction et s'abstient donc de la mise en place d'un dispositif anti couplé. L'absence d'articulation au niveau du rotor principal rend difficile les déplacements latéraux de ce type de drones. Ceux-ci sont néanmoins assurés par des impulsions de vitesse de rotation envoyées de façon adéquate aux propulseurs [2].

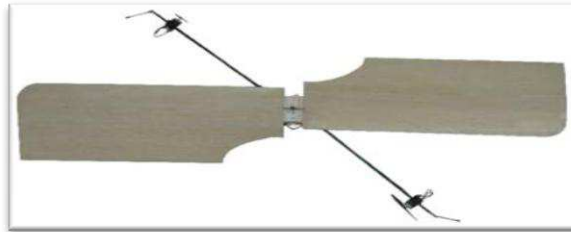


Figure I.20. Exemple de drone à rotors à réaction [2].

I.3.2.8. Les rotors multiples

Les drones à rotors multiples constituent certainement la configuration aéromécanique la plus connue et la plus répandue parmi les véhicules aériens autonomes. Ces appareils sont généralement équipés de quatre rotors, mais il en existe avec six, voire huit rotors comme en atteste la figure I.21. La simplicité mécanique fait de ce type de véhicule une configuration très utilisée pour la réalisation de plateformes expérimentales à coûts réduits [19, 20].

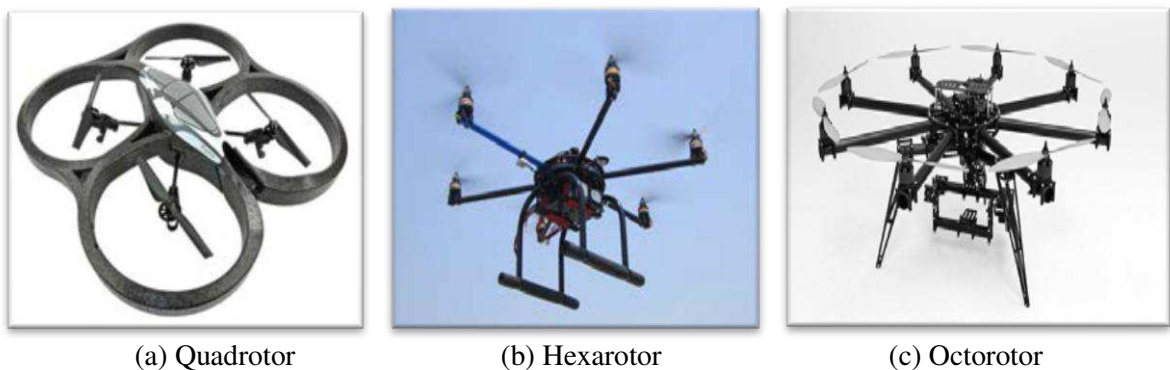


Figure I.21. Exemples de drones à rotors multiples [2].

Le fonctionnement des drones à rotors multiples est assez particulier. Tout d'abord, afin de compenser le couple de réaction, le sens de rotation des rotors est inversé deux à deux. De plus, les déplacements du véhicule ne se font qu'en manipulant minutieusement les vitesses de rotation des différents rotors. En effet, c'est la différence de portance qui détermine l'inclinaison de l'appareil autour des angles de roulis et de tangage, permettant alors le vol de translation. De part la très bonne répartition de la portance dans le plan horizontal, les drones à rotors multiples sont particulièrement adaptés aux vols stationnaire et à faibles vitesses. En revanche, cette configuration n'est pas recommandée pour des vols de translation à grandes vitesses, ni pour l'évolution dans des conditions venteuses. De plus, cette configuration de rotors est restreinte aux appareils de petites tailles car l'encombrement des rotors croît avec l'augmentation de la masse du drone [2].

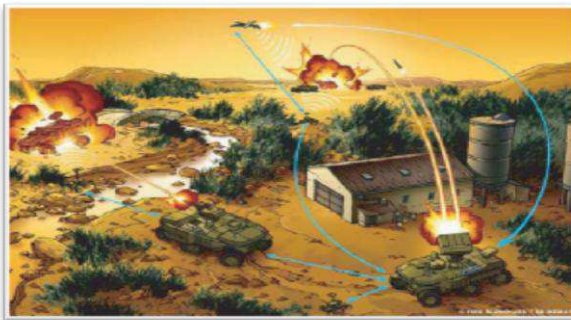
I.4. Les missions des drones

La plupart des missions actuellement réalisées avec des aéronefs habités peuvent aujourd'hui être effectuées par des drones. Ils permettent en particulier d'effectuer des missions dangereuses, et/ou répétitives, pour un coût moins important que les vols d'hélicoptères ou d'avions et sans risque pour le pilote. D'autre part, la miniaturisation de ces engins offre de nouvelles possibilités qui n'étaient pas permises à des aéronefs plus gros. Les mini-drones ont la possibilité de voler à basse altitude et, pour certains, en zone urbaine voire même à l'intérieur des bâtiments. De nombreux articles font un état des lieux quant à leur utilisation civile ou militaire [21]. Nous présentons dans cette partie quelques exemples d'utilisation civile et militaire [22].

I.4.1. Dans le domaine militaire

Les drones sont largement utilisés dans le contexte militaire. Ils effectuent notamment des missions d'observation et de surveillance sans faire courir de risque aux opérateurs. Les drones conçus pour avoir une longue endurance peuvent rester en l'air pendant plusieurs jours et ainsi effectuer des missions de longue durée n'importe où sur terre. Lors d'interventions de troupes au sol, ces drones servent également de relais pour les communications radio. Certains drones sont même armés et effectuent des missions d'attaque, ce type d'utilisation soulève de nombreuses questions éthiques [23]. Les drones sont également utilisés comme cibles pour l'entraînement au tir, le test d'équipement et de missiles. En règle générale, on peut décomposer en trois grandes catégories, les missions militaires confiées aux drones [11] :

- la surveillance et le renseignement.
- le support au combat.
- le combat proprement dit.



(a) coopération UAV-UGV



(b) éclaireur

Figure I.22. Support au combat [7].



(a)



(b)

Figure I.23. Drone militaires de surveillance : (a) global hawk (North grumman, 1000 kg de charge utile), (b) Le Predator, drone multi missions, utilisé par l'US Air Force depuis 1995 [12].

I.4.2. Dans le domaine civil

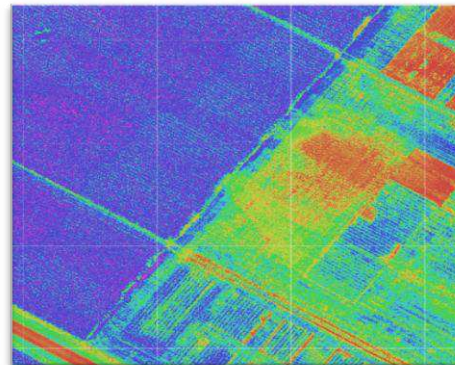
Les missions liées à la surveillance et la sécurité, typiques dans le domaine militaire, sont directement transposables pour la sécurité civile. Les drones peuvent être utilisés pour la surveillance du trafic routier [24] et maritime, ou encore pour la détection d'incendie [25]. Dans le domaine de l'audiovisuel, les petits drones permettent des prises de vue aériennes inédites pour les émissions de télévision ou pour le cinéma.

Les drones trouvent également leur place dans l'industrie. En particulier les mini-drones qui, par leur faible coût et leur facilité d'utilisation permettent de remplir des missions difficilement réalisables avec des aéronefs habités. Ils sont par exemple utilisés pour l'inspection d'ouvrages d'art (pont, bâtiment, éolienne) ou encore pour l'inspection de réseaux linéaires comme les lignes électriques, les gazoducs ou les voies ferrées [26].

Les drones sont aussi utilisés pour des missions de cartographie. Ils permettent de reconstruire des images aériennes haute résolution des zones qu'ils survolent ainsi qu'un modèle 3D du terrain [27] grâce à l'utilisation de techniques de photogrammétrie. Ce type de reconstruction est particulièrement utile par exemple pour des exploitants de carrières ou lors de fouilles archéologiques [28]. L'utilisation de caméras multi-spectrales (visible, proche infrarouge, thermique) en agriculture est un atout pour évaluer la santé des plantes [29]. Elle permet mieux de doser les traitements pesticides et engrais. Le déploiement rapide d'un drone permet d'actualiser régulièrement les mesures pour effectuer un suivi dans le temps de la végétation.



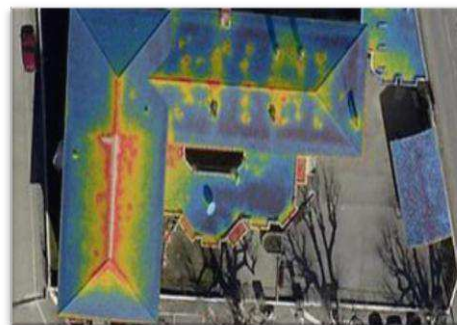
(a) Surveillance



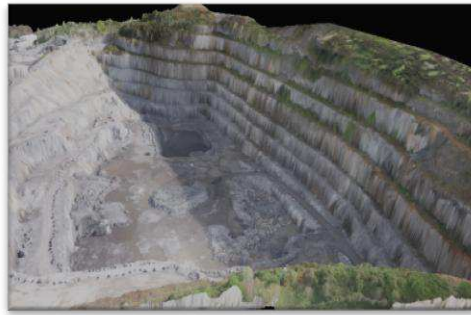
(c) Télédétection



(b) Audiovisuel



(d) Analyse énergétique



(e) Cartographie 3D

Figure I.24. Quelques exemples de missions réalisables avec des mini-drones. (a) détection et surveillance de personnes (caméra thermique) ; (b) prise de vue aérienne pour l'audiovisuel ; (c) cartographie d'index de végétation pour l'agriculture (caméra multi-spectrale) ; (d) cartographie thermique de bâtiment pour détecter les problèmes d'isolation ; (e) cartographie 3D d'une carrière (Source : Fly-n-Sense (a, b, c, e) et Air-Infrarouge (d)) [2].

Avec des caméras thermiques, les drones permettent d'évaluer les fuites thermiques des bâtiments à l'échelle d'un quartier. Les mesures multi-spectrales peuvent être utilisées pour la détection de nappes de pollution en mer ou dans les rivières [30].

Les drones sont de nouveaux outils de diagnostic en situation d'urgence : lors d'une inondation ou d'un incendie par exemple, ils permettent de réaliser rapidement une cartographie de la zone sinistrée afin d'évaluer les dégâts [31]. comme le système STaFF® : un Système Tactique pour la lutte contre les Feux de Forêt développé par la société Fly-n-Sense en partenariat avec la Région Aquitaine et le Service Départemental d'Incendie et de Secours des Landes (SDIS 40). Le drone doit être facile à transporter et rapide à déployer. Il intervient au plus près de l'incendie afin d'apporter une vision cohérente de la situation aux pompiers sans risque pour les personnes. C'est pourquoi l'utilisation d'un mini-drone est bien adaptée [31].



(a)



(b)

Figure I.25. (a) Un drone Fly-n-Sense X4 en vol proche d'un incendie, (b) épandage engrais [31].

I .5. Les capteurs pour la navigation et la localisation

Les capteurs constituent l'une des parties importante pour la stabilité et l'autonomie d'un véhicule, car ils fournissent de manière autonome à un utilisateur (pilote d'avion par exemple) ou un opérateur (système de pilotage autonome) des informations de localisation d'un drone, c'est-à-dire sa position, sa vitesse et son attitude. Ces capteurs fournissent des informations appartenant à l'une des deux grandes catégories d'informations : les informations proprioceptives et les informations extéroceptives [2,32].

- ❖ Les informations proprioceptives renseignent sur le déplacement d'un véhicule dans l'espace. Elles sont obtenues par la mesure d'informations relatives aux mouvements de l'appareil par rapport à son état de référence. Elles constituent une source d'informations simples de manipulation ne dépendant pas des conditions environnementales dans lesquelles évolue l'engin. Elles sont donc d'une importance capitale pour la navigation autonome des drones. Cependant, la précision de ces informations se dégrade continuellement au cours du temps, les rendant inutilisables comme seules références à long terme. Il est alors indispensable de leur associer un système permettant de recalculer périodiquement la position absolue du véhicule.
- ❖ Les informations extéroceptives, quant à elles, renseignent sur la position absolue d'un véhicule dans l'environnement. Elles sont obtenues par l'observation de points de repère naturels (amers visuels) ou artificiels (balises, satellites...) dont la situation est connue dans un référentiel attaché à l'environnement. Ces informations sont indépendantes des déplacements du robot et pourront donc être acquises quelle que soit l'erreur accumulée par les données proprioceptives. De plus, la reconnaissance des amers n'est pas soumise à une erreur cumulative, ce qui rend les informations extéroceptives utilisables comme références à long terme. Ils peuvent intervenir également pour assurer la sécurité du véhicule (perception de l'environnement proche, contrôle de l'attitude de la plate-forme) et pour construire en ligne un modèle de l'environnement exploré.

La conception de capteurs et d'actionneurs plus performants assure la perfection et l'autonomie pour les drones. Ces plateformes constituent aujourd'hui des systèmes qui permettent la transmission de l'information en temps réel. En général, les drones s'intéressent aux grandeurs suivantes :

- Position (coordonnées géographiques et altitude).
- Vitesse linéaire (selon les trois axes orthogonaux).
- Vitesse angulaire (vitesse de rotation autour des trois axes orthogonaux).
- Position angulaire ou attitude (roulis, tangage et lacet)[32].

Dans cette section sont présentés les capteurs appartenant à ces deux catégories, en mettant l'accent sur ceux susceptibles d'être embarqués par des véhicules aériens autonomes de petite taille.

I.5.1. Capteurs Proprioceptifs

I.5.1.1. Accéléromètres

L'accéléromètre Il mesure l'accélération propre du drone. L'accélération propre correspond à l'accélération inertielle non gravitationnelle, c'est-à-dire l'accélération associée à l'ensemble des forces extérieures appliquées sur le capteur. Le capteur en chute libre mesure une accélération nulle, alors que le capteur immobile sur une table mesure une accélération de 1g correspondant au champ de gravité terrestre. L'accélération du capteur par rapport au sol est obtenue en enlevant au vecteur de mesure l'accélération de la gravité terrestre. Si le capteur est immobile, il ne mesure que l'accélération de la gravité, ce qui est un bon repère d'orientation ; le capteur peut alors servir d'inclinomètre. Une revue des technologies d'accéléromètres existantes est donnée dans [32]. La

figure I.26, tirée de [2], montre un dispositif équivalent à tout accéléromètre 1-axe, au point de vue de l'application des lois de la mécanique.

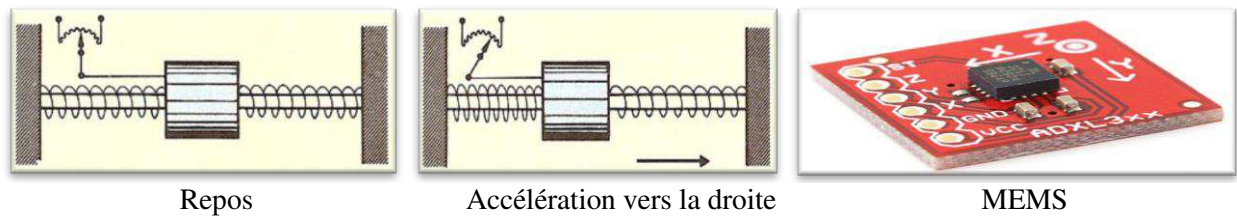


Figure. I.26. Principe de fonctionnement d'un accéléromètre. Accéléromètre MEMS [2].

I.5.1.2. Gyromètres et Gyroscopes

Un **gyromètre** est un capteur permettant de mesurer une vitesse instantanée de rotation autour d'un axe. Un gyromètre de trois axes permet de mesurer la vitesse de rotation sur les trois axes du repère mobile (vitesses de roulis, de tangage et de lacet) [33].

Un **gyroscopie** est un appareil qui, fixé à un mobile ou à tout autre objet, permet d'effectuer une mesure de la rotation absolue de ce dernier autour d'un axe. Par conséquent, trois gyroscopes sont nécessaires pour déterminer les trois rotations selon les trois axes orthogonaux de l'espace. Le fonctionnement de ces capteurs repose sur des effets mécanique, piézoélectrique ou encore optique (utilise l'effet Sagnac). Il faut tenir compte de la dérive des mesures au cours du temps et effectuer régulièrement des recalages absolus (on ne les utilise pas seuls, mais en composants intégrés de centrales inertielles) [10].

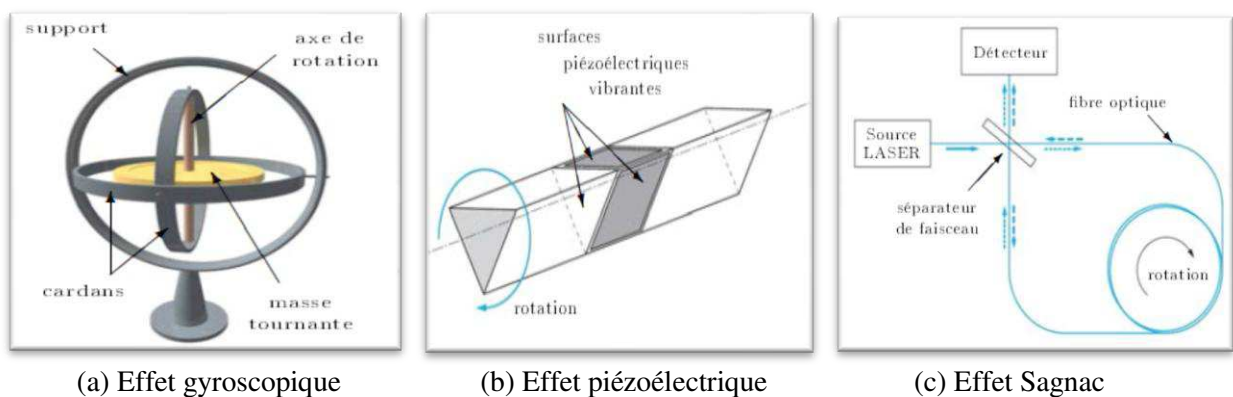


Figure I.27. Exemples de gyroscopes [10].

I.5.1.3. Centrales inertielles (IMU : Inertiel Measurement Unit)

Les centrales inertielles, ou IMU (de l'anglais Inertial Measurement Unit), sont des systèmes de navigation composés de trois accéléromètres et de trois gyroscopes permettant de mesurer l'accélération non gravitationnelle d'un véhicule ainsi que sa vitesse de rotation. Par intégration de ces six mesures, ces instruments sont théoriquement capables de déterminer la vitesse linéaire, la position et l'orientation d'un mobile, relativement à une situation initiale. La plupart des véhicules terrestres, marins et aériens en sont donc équipés en complément du système de positionnement par satellites [2]. Les centrales inertielles sont des systèmes complexes et chers. Elles intègrent une électronique permettant de corriger les données capteurs : compensation de l'accélération au niveau de la mesure des gyroscopes, auto-compensation en température, orthogonalisation des axes de mesures, etc. On distingue deux types principaux de centrales inertielles : les centrales strap-down et les centrales à plate forme stabilisées [10].

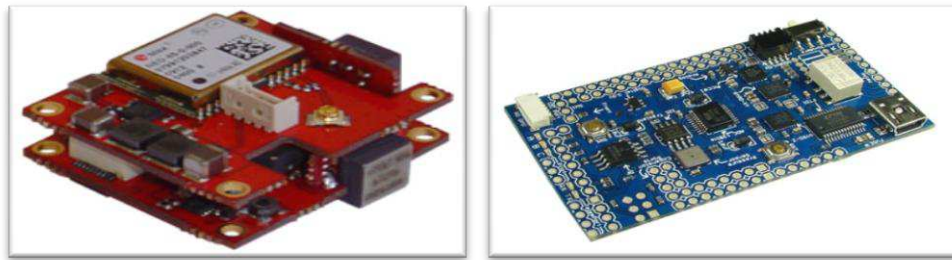


Figure I.28. Exemple de centrales inertielles [10].

I.5.2. Capteurs Extéroceptifs

I.5.2.1. Les compas

Un compas est un instrument de navigation qui donne une direction de référence (généralement le nord) sur le plan horizontal et permet ainsi la mesure d'angles horizontaux par rapport à cette direction. Il est gradué de 0 degré (la référence) à 359 degrés dans le sens rétrograde, c'est-à-dire le sens des aiguilles d'une montre [2].

Plusieurs technologies de compas existent comme **les compas magnétiques**, aussi appelés magnétomètres, qui indiquent la direction du nord magnétique. Tout comme la boussole, leur fonctionnement repose sur l'orientation d'une aiguille aimantée dans le champ magnétique terrestre. La principale lacune de ces capteurs est leur grande sensibilité aux masses magnétiques environnantes, ainsi qu'aux champs magnétiques parasites. Induits par la proximité de moteurs électriques par exemple [10].

Les compas électroniques, quant à eux, déterminent la direction du nord magnétique à partir des propriétés électroniques de certains matériaux lorsqu'ils sont soumis à un champ magnétique. Les principales technologies utilisées dans ce type d'instrument sont le flux gâte, l'effet Hall, la magnétoinduction et la magnétorésistivité [2]. Le principe de fonctionnement d'un compas électronique magnétorésistif est présenté à la figure I.29.

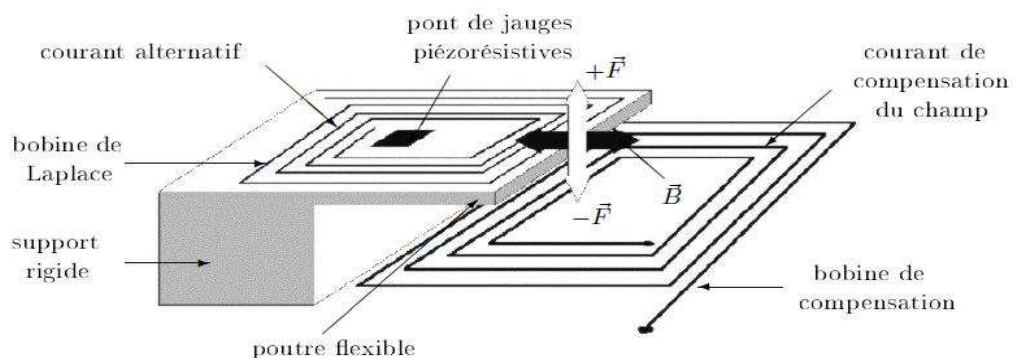


Figure I.29. Principe physique d'un compas électronique magnétorésistif [2].

Les compas gyroscopiques, basés sur l'effet gyroscopique, s'affranchissent de ces difficultés dues aux phénomènes magnétiques. La direction du nord est alors indiquée par l'axe de rotation de la toupie du compas, qui est aligné sur l'axe des pôles. Cependant, il demeure toujours une erreur angulaire entre la direction du nord géographique et la direction donnée par le compas, c'est la variation gyroscopique. Cette variation est généralement faible, de l'ordre du degré, et peut se mesurer en observant la position de points de référence (astres, amers ...). L'inconvénient de ces capteurs est qu'ils nécessitent un entretien régulier et qu'ils dépendent d'une source d'alimentation

électrique, les rendant sensibles aux pannes de courant. De plus, ces instruments ne sont pas suffisamment miniaturisés pour pouvoir être embarqués sur des drones de petite taille [2].

Les compas satellitaires se composent de deux antennes placées dans l'axe longitudinal du véhicule et regroupées dans un radôme, d'un récepteur GPS pour chaque antenne ainsi que d'un calculateur traitant les informations issues des deux récepteurs. Ils exploitent alors la différence des signaux reçus par les deux antennes pour déterminer avec une très grande précision, de l'ordre du dixième de degré, la direction du segment liant les deux antennes. Ces instruments ont l'avantage de ne pas être influencés par les champs magnétiques et, contrairement aux compas magnétiques et gyroscopiques, de ne pas nécessiter de compensation de mesure. Actuellement, la taille des radômes, pouvant aller jusqu'à un mètre, ne permet pas d'utiliser les compas satellitaires pour des drones de petite taille [2].

I.5.2.2. Les systèmes de positionnement par satellites

Le système de positionnement par satellites le plus connu et le plus répandu est certainement le système GPS (de l'anglais Global Positioning System), développé et contrôlé par les Etats-Unis d'Amérique [10]. Il est composé de trois parties distinctes, appelées segments : le segment spatial, le segment de commande et le segment utilisateur. Le segment spatial est constitué d'un ensemble de 24 satellites tournant autour de la Terre à une altitude de 20 000 kilomètres et répartis sur six plans orbitaux (voir figure I.30). Ce maillage est conçu de manière à ce qu'il y ait toujours au moins quatre satellites détectables par les navigateurs GPS, condition sine qua non au bon fonctionnement du système. Le segment de commande est formé de plusieurs stations au sol dont l'objectif est de piloter et de surveiller le système. Leur rôle est de mettre à jour les informations transmises par les satellites et de contrôler leur bon fonctionnement. Enfin, le segment utilisateur réunit l'ensemble des usagers, civils ou militaires, recevant et exploitant les signaux émis par les satellites [2].



(a) La constellation GPS

(b) Un satellite GPS

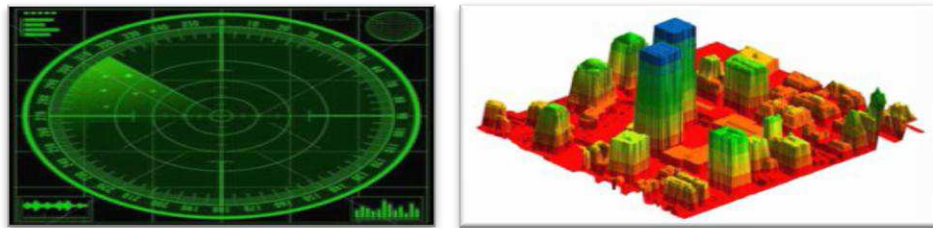
(c) Un autre satellite GPS

Figure I.30. Le système GPS [2].

Pour le positionnement absolu, le mobile à localiser est muni d'un récepteur qui mesure sa distance par rapport à plusieurs satellites. Chaque satellite envoie un message qui permet de calculer ses coordonnées spatiales dans un repère terrestre à l'instant de l'observation. La distance entre le satellite et le récepteur est estimée à partir du temps mis par le signal du satellite pour atteindre le récepteur. En pratique, l'information redondante de 4 à 8 satellites permet un positionnement avec une erreur allant de quelques mètres à 20 m, suivant le code utilisé (civil ou militaire), la qualité des éphémérides [11]. Pour obtenir des précisions meilleures, il faut utiliser un mode de positionnement relatif, c'est à dire la position d'un récepteur GPS par rapport à un autre récepteur GPS. C'est ce qu'on appelle le GPS différentiel ou DGPS, et la précision est réduite aux centimètres.

I.5.2.3. Capteurs télémétriques

Un télémètre est un appareil actif permettant de mesurer la distance entre un objet et l'obstacle le plus proche, en utilisant des procédés radioélectriques, acoustiques ou optiques. Son principe de fonctionnement consiste à envoyer un signal en direction de l'objet à localiser et de collecter les signaux réverbérés par ce dernier. La durée de l'intervalle de temps entre l'émission du signal et la réception de son écho permet alors de calculer la distance à l'objet. Ces instruments sont principalement utilisés pour la détection d'objets dans un environnement et la cartographie en trois dimensions, comme le montre la figure I.31 [2].



(a) Détection d'objets

(b) Cartographie 3D

Figure I.31. Utilisation des télémètres [2].

Il existe plusieurs technologies de capteurs télémétriques. Mais ils diffèrent par la nature des signaux qu'ils émettent (acoustiques, optiques,...). On distingue ainsi :

- Les télémètres à ultrasons.
- Les télémètres laser à balayage.
- Les télémètres radars Ultra-Large-Bande.

I.5.2.4. Les altimètres barométriques

Un altimètre barométrique est un capteur permettant de mesurer la pression de l'air. Cette pression est utilisée pour estimer l'altitude du drone connaissant la pression au niveau du sol. Il est donc nécessaire d'avoir un second baromètre au sol afin de communiquer cette pression de référence pour estimer correctement l'altitude du drone [33].

La mesure de ce capteur est très sensible aux changements des conditions atmosphériques (rafales de vent). Pour les drones miniatures. Il est préférable généralement utiliser ces capteurs pour des applications intérieures [32].

I.5.2.5. Les Caméra

La camera vidéo est un des capteurs extéroceptifs les plus performants, qui fournit une information particulièrement riche sur l'environnement. Elle permet de transmettre les images vues par le drone, vers l'opérateur au sol. Dans certains cas, on traite les informations transmises par la caméra sur un PC au sol via une carte d'acquisition d'images pour déterminer la position de l'engin, pour faire du suivi de trajectoire, ou bien pour la détection d'obstacles [11].

Il existe plusieurs stratégies pour tirer parti des informations visuelles issues de ces capteurs. Une première application, basée sur une approche biomimétique, utilise une seule caméra pour déterminer le flux optique [34, 35], c'est-à-dire le déplacement apparent d'un objet causé par le mouvement relatif entre la caméra et l'environnement. Cette technique peut alors être utilisée pour le décollage, la navigation, la stabilisation du vol ou l'atterrissage, problèmes sur lesquels la robotique contemporaine bute encore. La seconde stratégie consiste à utiliser plusieurs caméras et la cartographie des données visuelles qui en provient [35]. Par exemple, une paire de caméras va

fonctionner de la même façon que les yeux humains pour l'estimation de la position et de l'orientation en trois dimensions d'un objet dans l'espace. Il est important de remarquer que la précision de cette estimation de pose est proportionnelle à la distance entre les deux caméras, ce qui est un problème majeur pour les drones de petite taille [2].

I.6. Commande des drones

Les drones possèdent quelques caractéristiques spécifiques qui rendent difficile la conception d'algorithmes de commande. En effet, ces appareils, et plus particulièrement les drones à voilure tournante, sont des systèmes sous-actionnés, sensibles aux perturbations aérodynamiques et dont la dynamique est fortement non linéaire. Cette dernière présente de plus un degré de couplage important entre les différentes variables d'état du système et ses entrées de commande.

Ayant pour objectif de diminuer, voire de supprimer ces effets indésirables, le développement des stratégies de commande des véhicules aériens autonomes a fait l'objet de plusieurs centaines, voire plusieurs milliers de publications au cours des dernières décennies. Par conséquent, un examen complet de la littérature à ce sujet serait une tâche monumentale en soi. Cette section est destinée à présenter les architectures de commande les plus employées dans les applications de robotique aérienne [33,2].

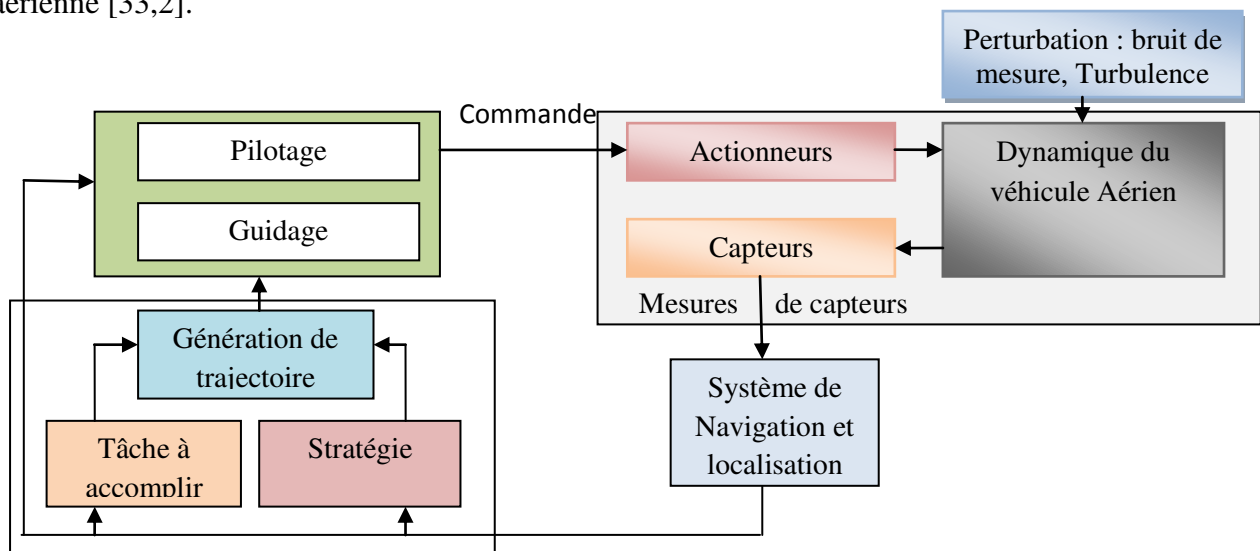


Figure I.32. Boucle de guidage-pilotage [33].

L'enjeu de la fonction de guidage est de définir les signaux de commande à envoyer aux différents actionneurs pour permettre à un véhicule d'adopter un comportement désiré. La fonction de pilotage sert quant à elle à concrétiser, via les actionneurs, les consignes exprimées par le guidage pour stabiliser l'appareil. Ces deux fonctions se placent donc entre l'humain et le système, en interprétant à la fois les consignes issues d'un utilisateur et les informations issues des différents capteurs dans le but de garantir un comportement en boucle fermée performant. De manière générale, les différentes stratégies de commande sont classées comme étant linéaires ou non linéaires. Cette classification repose sur la représentation mathématique du véhicule qui est utilisée par la synthèse du système de commande. Les commandes dites linéaires sont très populaires car leur conception et leur exécution sont relativement simples, ce qui fait qu'elles ont été intégrées sur la majorité des véhicules aériens autonomes. A l'inverse, l'implémentation des commandes dites non linéaires sur les drones est assez limitée, mais elles sont très appréciées pour leur contribution théorique [2, 3,16].

I.6.1. Les techniques de commande linéaires

- **La commande par PID (pour Proportionnel - Intégral - Dérivé)**

Cette commande classique n'a aucune exigence sur les paramètres du modèle commandé et elle est très simple à embarquer sur un processeur et à mettre en œuvre [36]. Cette approche a été testée avec succès sur plusieurs plateformes expérimentales comme les hélicoptères [37], les quadrirotor [38] et les drones à rotors coaxiaux [39].

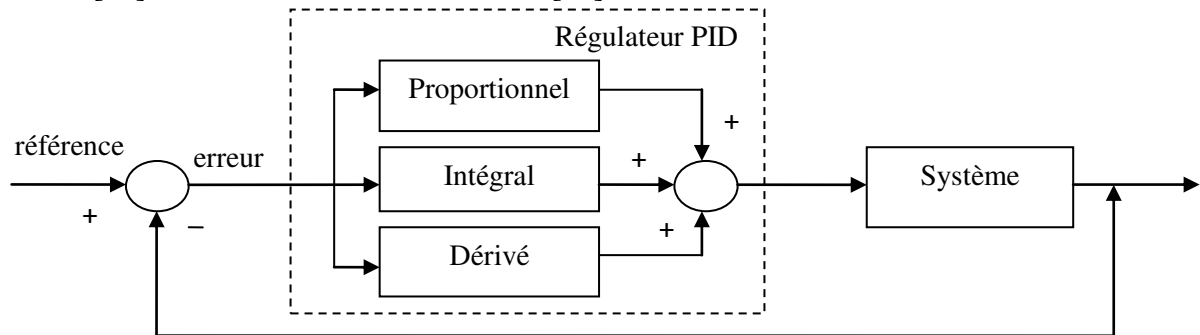


Figure I.33. Principe de la commande par PID [2].

- **La commande par placement de pôles**

La commande par placement de pôles est une méthode qui consiste à déterminer une matrice de gains qui place les valeurs propres du système en boucle fermée en des positions prédéfinies. C'est cette architecture de commande qui a été sélectionnée par [40] pour commander d'un hélicoptère, d'un quadrirotor et d'un drone à voilure fixe, respectivement.

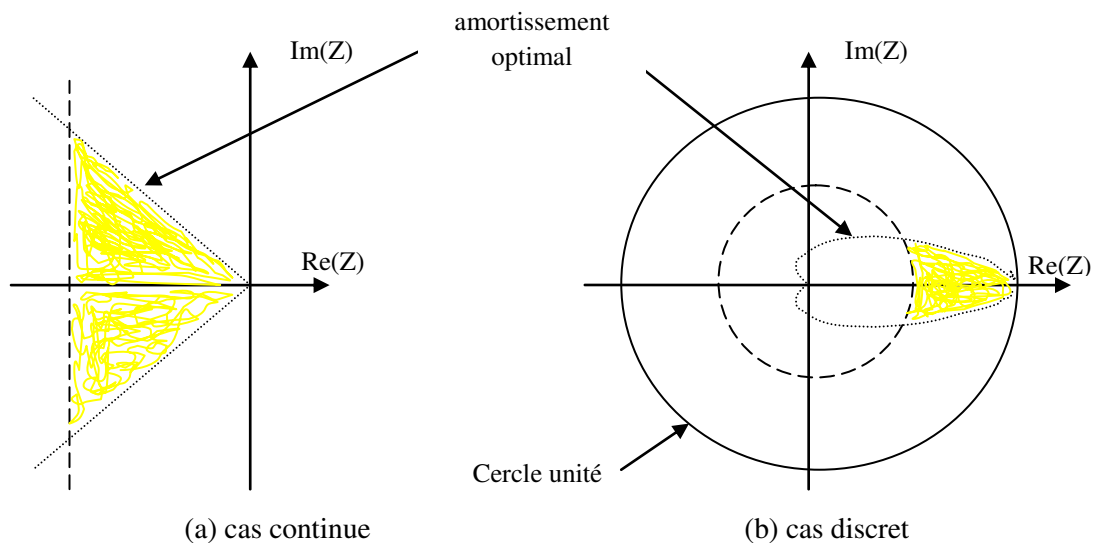


Figure I.34. Zone idéale de placement des pôles de la boucle fermée [2].

- **La commande linéaire quadratique / gaussienne (LQ/ LQG)**

La commande linéaire quadratique, dite commande LQ (Linear Quadratic), est une méthode de synthèse qui permet de déterminer la commande optimale d'un système qui minimise (ou maximise) un critère de performance [41]. Cette loi de commande a donné des résultats dans stabilisation d'attitude du quadrirotor OS4 dans les travaux de S .Bouabdallah et André Noth. Ces résultats ont été comparés avec ceux obtenus par le contrôleur PID [36].

La commande linéaire quadratique gaussienne, dite commande LQG, est similaire à la commande LQ à la différence près qu'elle intègre un observateur dans la boucle de commande [42]. En effet, la commande LQG, optimale au sens de la norme H_2 , réunit un correcteur LQ et un estimateur de Kalman dans un souci particulier de réduire les bruits de mesure. Des procédures de

conception et des résultats expérimentaux de la commande LQG/LTR (de l'anglais Loop Transfer Recovery .ces la procédure de réglage pour restaurer les marges de stabilité de la commande LQ existant) [42].appliquée aux véhicules aériens sont présentés dans [43] pour des hélicoptères et dans [44] pour des quadrirotor. L'avantage de cette commande est qu'elle possède intrinsèquement de très bonnes propriétés de robustesse.

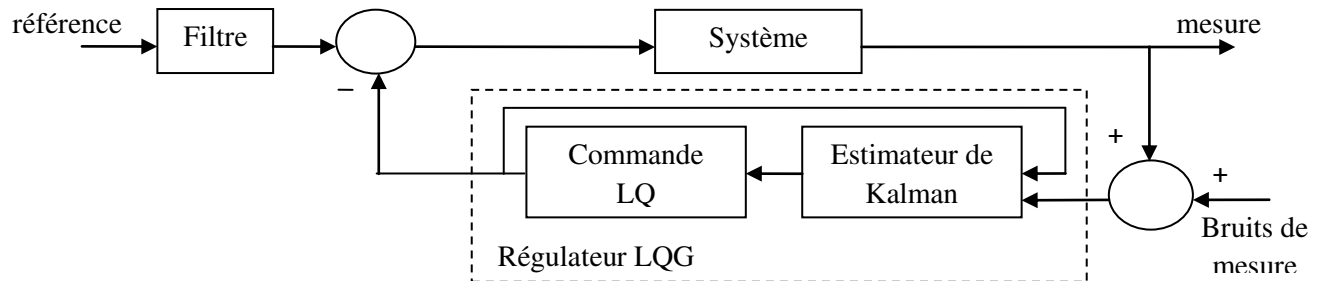


Figure I.35.Principe de la commande linéaire quadratique gaussienne [2].

• La commande H_{∞} inf

La commande H_{∞} inf consiste à modéliser le transfert de boucle de telle sorte qu'il présente un bon compromis entre performance et robustesse [45]. Un algorithme de commande H_{∞} inf, développé par M.Chen et M.Huzmezan est appliqué sur une plateforme pivotant librement, est présenté dans [46]. L'avantage de l'approche H_{∞} inf par rapport aux architectures de commande précédentes est que la synthèse de ce correcteur peut se faire en utilisant les techniques d'optimisation LMI (de l'anglais Linear Matrix Inequality) [46]. permet d'aboutir à un correcteur d'ordre relativement faible et donnant de bonne performance de commande.

• La commande prédictive

L'idée de la commande prédictive [47], ou commande MPC (de l'anglais Model Predictive Control) est d'utiliser un modèle dynamique du système au sein de la commande dans le but d'anticiper le comportement du procédé sur un intervalle de temps donné, l'horizon de prédiction .la commande prédictive ont été mises en œuvre pour des hélicoptères dans [48], pour des drones à rotors coaxiaux dans [49] et pour des drones convertibles dans [50].

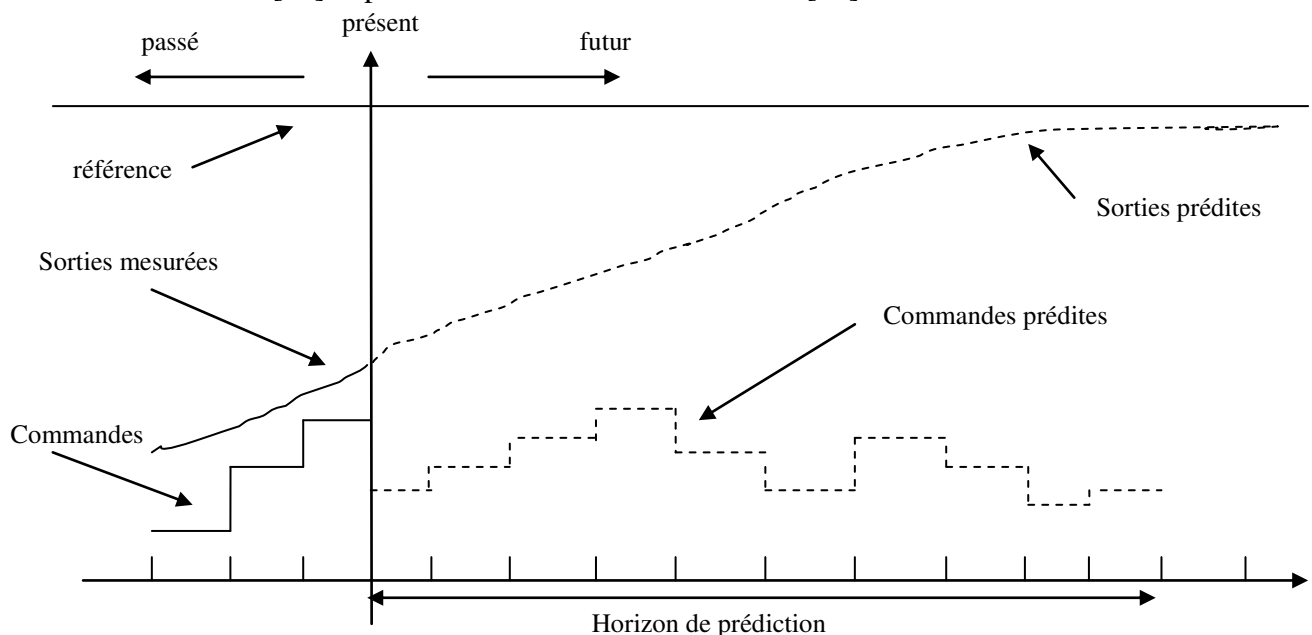


Figure I.36.Principe de la commande prédictive [2].

- **La commande par séquençement de gains**

La commande par séquençement de gains représente certainement la transition parfaite entre les approches linéaires et non linéaires. En effet, l'idée de cette approche est de commander un système non linéaire en pilotant une famille de N systèmes LTI (pour Linéaire à Temps Invariant) le représentant de façon satisfaisante en un certain nombre de points de fonctionnement. L'avantage majeur de ce type de commande est sa capacité à intégrer des méthodes de commande linéaire robuste dans des conceptions de commandes non linéaires, c'est d'ailleurs ce qui a été fait avec succès pour les hélicoptères dans [51].

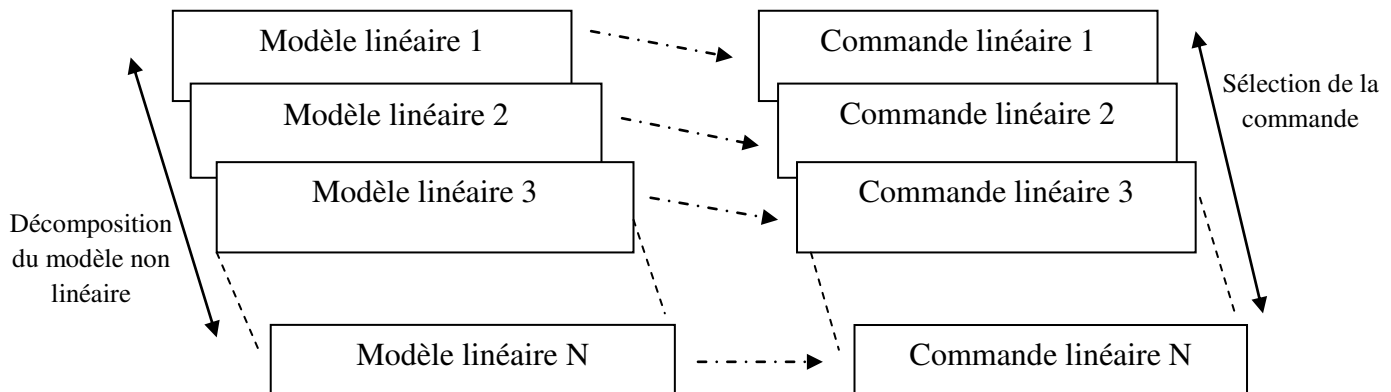


Figure I.37. Principe de la commande par séquençement de gain [2].

- **La commande par PD / PD²**

La commande par un correcteur PD et un correcteur PD² ont été utilisés afin de compenser les termes non linéaires de la dynamique de rotation et les couples gyroscopiques et de Coriolis ont été proposés pour la stabilisation en attitude d'un quadrirotor [52].

I.6.2. Les techniques de commande non linéaires

Malgré la robustesse et la performance des contrôleurs linéaires évoquées ci-dessus, elles ne sont valables que sur un ensemble de conditions d'équilibre présélectionné (trajectoires à faible vitesse). Par conséquent, la présence des termes de couplage non-linéaires entraîne une dégradation des performances lorsque l'engin quitte le vol quasi-stationnaire. De plus, la linéarisation devient difficilement réalisable lorsque le véhicule est soumis à des rafales de vent inconnues. Parce que Les techniques de retour d'état linéaires sont basées sur des linéarisations locales, alors cela pose de nombreux problèmes car les modèles linéaires simplifiés sont généralement loin de la réalité du système physique. Pour pallier certaines des limitations et inconvénients des approches linéaires, une variété de contrôleurs de vol non-linéaires ont été développés et appliqués à plusieurs plateformes des VTOL [2,11].

- **La commande par linéarisation entrée – sortie**

Le principe de cette commande est de transformer la dynamique non linéaire du système en une dynamique linéaire équivalente au moyen d'un changement de variables et d'un choix approprié d'entrées de commande. La linéarisation entrée - sortie signifie donc la création d'une relation différentielle linéaire entre la sortie du système et sa nouvelle entrée [11].

- **La commande par backstepping**

La commande par backstepping, construite via un algorithme itératif, permet de résoudre certains problèmes de conception avec des conditions moins restrictives que celle imposées dans d'autres approches. Toutefois, dans le cas des véhicules aériens, la détermination des entrées de commande est complexifiée dans la mesure où la dynamique de translation est sous actionnée. La structure résultante de cette approximation a également la forme adaptée pour la commande dite par backstepping [53], qui a d'ailleurs été appliquée aux hélicoptères [54], aux quadrirotor [55] et aux drones à rotors coaxiaux [55].

- **La commande hiérarchique**

Le principe de la commande hiérarchique consiste à séparer la commande en translation de la commande en rotation, rejoignant ainsi l'architecture en cascade classique des algorithmes de pilotage (voir figure I.38). De nombreuses variantes existent comme [57] pour les quadrirotor et [56] pour les drones à rotors coaxiaux, mais toutes sont basées sur la même théorie.

- **La commande par saturations imbriquées**

Les techniques de saturations imbriquées [58] sont un excellent artifice pour concevoir des algorithmes de commande robuste pour le pilotage de véhicules aériens en présence d'incertitudes. C'est cette méthode qui a été utilisée pour traiter le problème de suivi de trajectoires pour des hélicoptères [59] et des drones à rotors coaxiaux [60]. Les avantages de cette architecture de commande sont surtout liés au caractère borné des entrées de commande, notamment des termes intégraux, et à la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques.

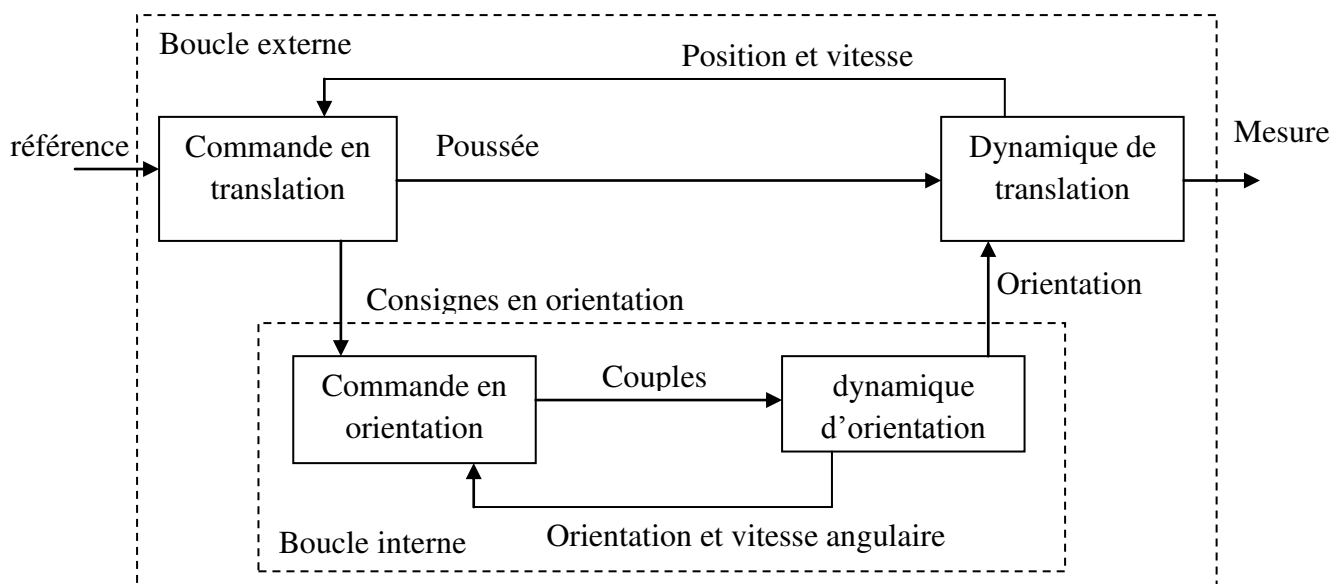
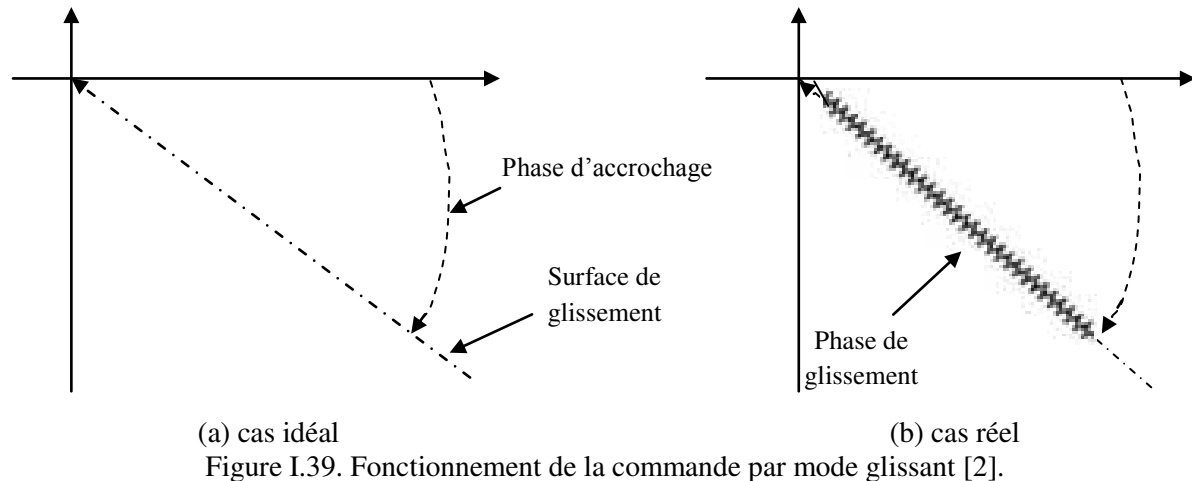


Figure I.38. Schéma structurel de la commande hiérarchique [2].

- **La commande par modes glissants**

Une stratégie de commande alternative très efficace concernant la sensibilité aux incertitudes paramétriques est la commande par modes glissants, de la famille des commandes à structure variable [61]. Cette méthode consiste à modifier la dynamique d'un système non linéaire en lui appliquant un signal de commutation haute fréquence le forçant à rejoindre, puis à rester sur une surface. Cette surface, appelée surface de glissement, aura préalablement été choisie en fonction des objectifs de commande. Les inconvénients de cette stratégie de commande Le problème de

robustesse lors de la phase d'accrochage et le phénomène de vibrations (phénomènes de chattering En raison d'imperfections au niveau des actionneurs, l'application stricte de la commande). A fin d'atténuer ce phénomène de vibrations, plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature, comme la commande dite par logique floue. C'est ainsi que cette architecture de commande fût implantée sur les hélicoptères [62] et les quadrirotor [63].



• La commande par logique floue

L'idée de la commande par logique floue est de se rapprocher dans une certaine mesure de la flexibilité du raisonnement humain quant au pilotage d'un système. Elle introduit ainsi la notion de graduation lors de la commutation du signal de commande d'une structure à une autre. De cette façon, il est permis que la commande soit dans un état intermédiaire, autre que celui imposé par les structures de commande définies par la commande par mode glissant. Dans [64], l'architecture de commande par logique floue d'un quadrirotor est complétée par un mécanisme d'adaptation permettant de prendre en compte les perturbations externes liées au vent.

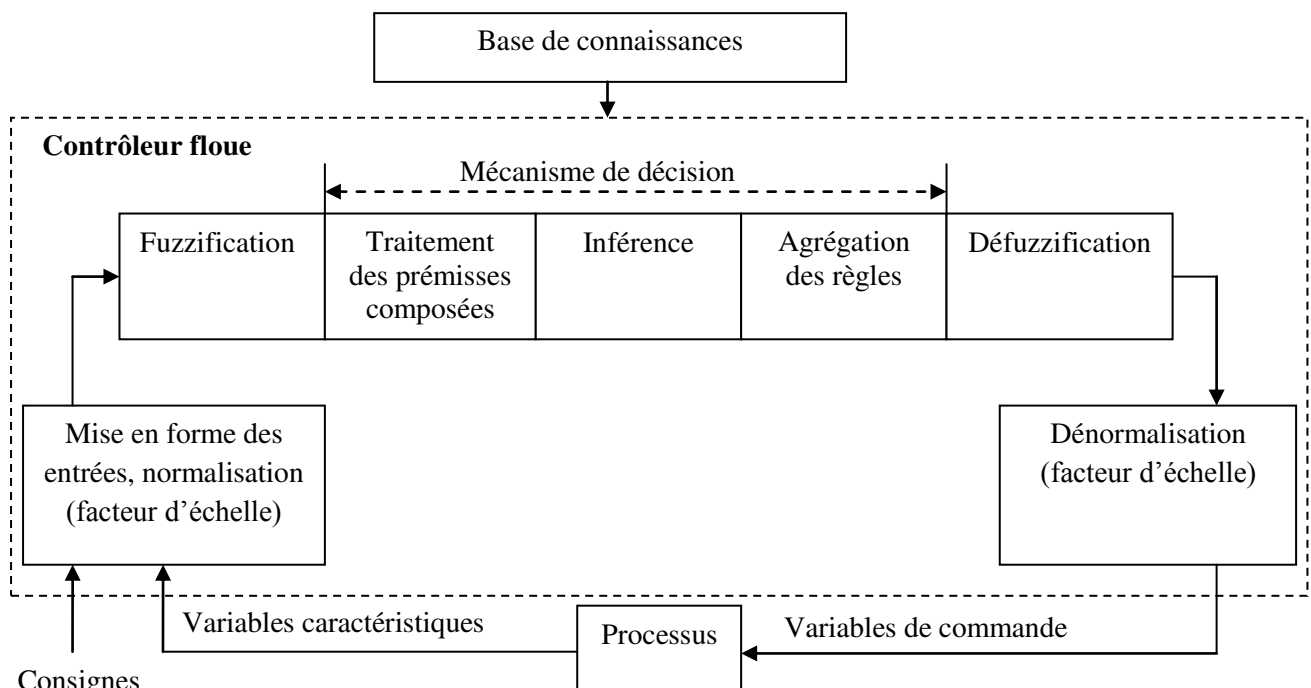


Figure I.40. Structure de base d'un contrôleur flou [2].

- **La commande adaptative et la commande par réseau de neurones**

La structure de la commande adaptative est constituée en associant un estimateur, qui fournit une estimation de la valeur des paramètres inconnus, avec une architecture de commande. Les formes que peut prendre l'estimateur sont diverses puisqu'elles regroupent les simples filtres adaptatifs, les observateurs d'état et les réseaux de neurones.

La commande par réseau de neurones pour un hélicoptère drone basée sur l'inversion du modèle approximatif et la linéarisation de la boucle fermée a été proposée [65]. Dans la plupart de ces travaux le problème de stabilité n'est pas considéré. Une approche rigoureuse de la commande adaptative non linéaire pour un UAV utilisant les réseaux de neurones est présentée dans [66]. Cette approche est basée sur une structure de boucles imbriquées (boucle interne pour la stabilisation d'attitude, et boucle externe pour le suivi de trajectoire), où chaque boucle utilise l'inversion dynamique approximative en plus d'un réseau de neurones pour la linéarisation en boucle fermée compensant l'inversion imparfaite. Les poids du réseau de neurones utilisé sont adaptés en ligne pour réduire au minimum l'erreur de suivi [11].

- **La commande tolérante aux défauts**

Les erreurs de modélisation, les incertitudes paramétriques et les perturbations externes ne sont pas les seuls effets néfastes auxquels doit faire face un algorithme de commande. En effet, les actionneurs et les capteurs embarqués à bord du véhicule peuvent également subir des pannes et il faut alors pouvoir garantir l'efficacité de l'appareil en présence de ces défaillances. C'est là tout l'enjeu de la commande tolérante aux défauts [67]. Certaines de ces techniques ont été reprises dans [68] pour la conception d'algorithmes de commande tolérante aux défauts appliqués aux véhicules aériens. Dans [69], le mécanisme de supervision qui génère les nouvelles trajectoires de référence en fonction des ressources disponibles est basé sur la notion de platitude différentielle.

- **La commande par platitude**

Un système est dit plat s'il existe une sortie, appelée sortie plate, telle que tous les états et toutes les entrées du système puissent être explicitement exprimés en fonction de la sortie plate et de ses dérivées successives [70]. Cette approche de commande permet donc d'exprimer relativement facilement les entrées de commande à appliquer au système en fonction des trajectoires désirées. la stratégie de commande s'est basée sur le concept de platitude externe, une alternative à la platitude différentielle, introduit par [71]. Le concept de platitude externe décrit les systèmes pouvant être séparés en deux sous systèmes interconnectés : un sous système externe plat et un sous système interne qui ne l'est pas. Ce concept rappelle alors la notion de structure hiérarchique précédemment présentée.

- **La commande H inf non linéaire**

Les bonnes performances de la commande H1 dans le cas linéaire ont poussé les chercheurs à essayer d'étendre ses caractéristiques au cas non linéaire [72]. Il a été montré dans [73] que cette approche était possible sous réserve de pouvoir calculer la solution d'une équation aux dérivées partielles de Hamilton - Jacobi - Bellman - Isaacs. Cependant, la résolution analytique de cette équation est impossible dans le cas général et très difficile pour des systèmes non linéaires spécifiques. Malgré la difficulté de synthèse précédemment évoquée, la commande H1 non linéaire a été implémentée pour le pilotage des hélicoptères dans [74] et plus récemment pour celui des quadrotors dans [75]. Les simulations réalisées en présence de perturbations aérodynamiques, d'incertitudes structurelles et paramétriques démontrent l'efficacité et la robustesse de cette stratégie

de commande. Dans [76], la structure de commande est accompagnée par un dispositif de prédiction pour assurer le suivi de trajectoire.

- **La commande prédictive non linéaire**

Le principe de la commande prédictive non linéaire [77] est exactement le même que celui de la commande prédictive définie précédemment, sauf que le modèle dynamique utilisé pour la prédiction du comportement du système est non linéaire. Lorsque ce modèle est linéaire, la solution analytique globale du problème d'optimisation existe et est relativement simple à déterminer. Mais lorsque ce modèle est non linéaire, il n'est pas certain que l'algorithme d'optimisation converge vers la solution analytique globale et si une solution est trouvée, il n'est pas sûr qu'elle le soit suffisamment rapidement.

- **La commande par asservissement visuel**

Si la plupart des véhicules aériens autonomes sont équipés de systèmes de vision pour la réalisation de missions d'observation, peu d'entre eux les utilisent comme source d'informations pour la commande. L'asservissement visuel représente une alternative intéressante lorsque les informations de position et de vitesse absolue données par le système de positionnement par satellites sont altérées ou indisponibles. Le principe de la commande par asservissement visuel consiste alors à utiliser les informations issues du système de vision dans la boucle de pilotage du drone. Plusieurs méthodes de traitement d'images ont ainsi été développées pour extraire les données utiles à l'algorithme de commande et peuvent être regroupées selon trois catégories [78] :

- Les méthodes asservissements 3D ou PBVS (de l'anglais Position Based Visual Servoing) : consistent à estimer la position et l'orientation en trois dimensions de la caméra par rapport à l'objet de référence à partir d'une image de ce dernier
- Les méthodes asservissements 2D ou IBVS (de l'anglais Image Based Visual Servoing) : utilisent, quant à elles, directement les informations visuelles extraites de l'image.
- Les méthodes asservissements 2D 1/2 ou HBVS (de l'anglais Homography Based Visual Servoing) : combinent les deux approches précédemment présentées.

Chacune de ces trois méthodes de commande a été expérimentée avec succès pour le pilotage des drones dans [79], [80] et [81], respectivement. Il est cependant important de rappeler que les systèmes de vision ne sont pas aussi fiables que les autres capteurs car ils sont très sensibles aux changements de luminosité.

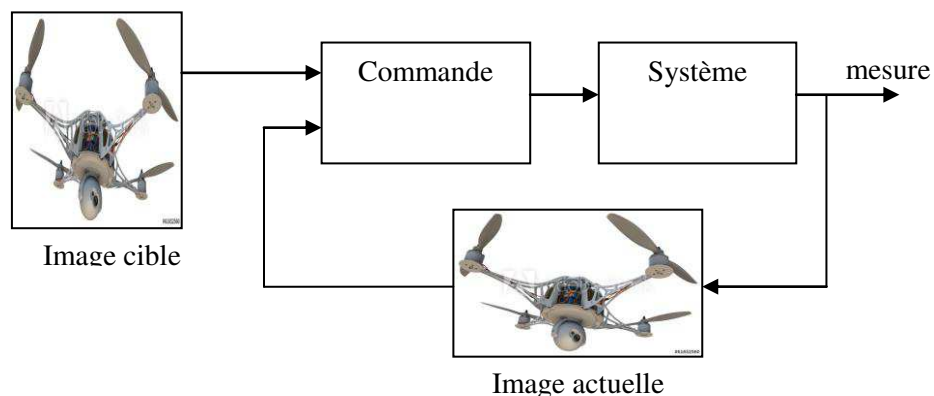


Figure I.41.Principe de la commande par asservissement 2D [2].

I.7. Conclusion

Il existe une grande diversité de familles de drones à voilures fixe et tournante, qui possède chacune ses spécificités techniques. Le choix d'une architecture de drones n'est pas anodin et doit notamment correspondre aux missions pour lesquelles il sera employé, ainsi qu'aux degrés de performances recherchés.

Afin de permettre l'exploitation des drones sans intervention humaine, un système de commande et de décision doit être mis en place. Etant donné que le modèle dynamique décrivant un drone est fortement non linéaire, extrêmement couplé et sujet à de multiples incertitudes, le problème de commande des drones est une tâche délicate qui nécessite l'utilisation des techniques de commande plus élaborées. Certains paramètres du système dépendent des conditions d'environnement (par exemple des constantes aérodynamiques). Les paramètres inconnus du système rendent également les conditions d'équilibre de véhicule aérien inconnues. En fait, ces caractéristiques ont suscité l'intérêt d'un grand nombre de chercheurs dans le domaine de l'automatique et ont fait de ce modèle un exemple académique pour tester l'efficacité de nombreux algorithmes de commande.

Malgré le grand nombre de méthodologies de commande qui ont été développées, le problème de sensibilité des véhicules aériens sans pilote aux perturbations externes et de la charge importante de calcul reste posé et continuer à susciter l'intérêt de la communauté des automaticiens pour développer et tester de nouvelles techniques de commande. Le chapitre suivant fait l'objet de la modélisation de l'hélicoptère à deux degrés de liberté et à six degrés de liberté.

Chapitre II

Modélisation dynamique du quadrirotor

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation dynamique en vue de la commande du système quadrirotor. Après avoir donné la description de ce système, la structure générale et le principe de vol, nous mettons en évidence le modèle d'état adopté à ce système.

II.1. Introduction

Afin de concevoir un contrôleur de vol, on doit d'abord comprendre profondément les mouvements de l'avion, sa dynamique et par conséquent ses équations dynamiques. Cette compréhension n'est pas simplement nécessaire pour la conception du contrôleur, mais elle permet aussi de s'assurer que les simulations du véhicule prend un comportement aussi proche que possible de la réalité quand la commande est appliquée.

Dans notre cas on s'intéresse de près au monde des drones et plus précisément à celui du quadrirotor qui est en autre terme un robot mobile aérien, En réalité les modèles dynamiques proposés pour le quadrirotor dans la littérature ne sont pas tous les mêmes et cela en fonction des tâches planifiées, Ce système est très compliqué et difficile à commander. La difficulté de commande de cet appareil vienne de leur sensibilité à l'environnement extérieur et leur nature instable définis à priori par les opérateurs cela en fonction des tâches planifiées. Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle dynamique en vue de la commande du système quadrirotor tenant en compte les différents paramètres qui peuvent affecter la dynamique d'une structure volante tel que les frottements dus aux moments aérodynamiques, les forces de traînées et les effets gyroscopiques identifiés pour un prototype expérimental existant au niveau du LISV de France (Laboratoire d'Ingénierie des Systèmes de Versailles) [8,82].

En utilisant le formalisme de Newton-Euler, nous présentons, dans ce chapitre, la description des possibilités de vol et la modélisation dynamique d'un quadrirotor à six degré de liberté ainsi que ses mouvements de base.

II.2. Modélisation d'un quadrirotor à six degrés de liberté

II.2.1. Présentation et principe du vol

Le quadrirotor est constitué de quatre rotors à pas fixe qui lui permettent la sustentation par une variation de la vitesse angulaire de ses rotors placés aux extrémités d'une structure rigide en forme de croix, Deux hélices de même pas sont montées en opposée et tournent dans le même sens et les deux autres hélices tournent dans le sens opposé (figure II.1). Cet appareil est mécaniquement simple et possède certains avantages par rapport aux autres configurations, en raison de sa symétrie puisqu'il vole grâce à des pales de dimensions équivalentes, de localiser les capteurs inertiels au centre de masse de véhicule [82].

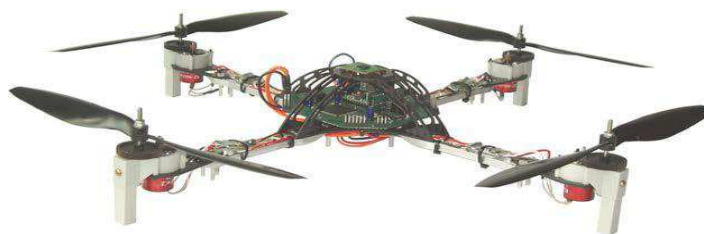


Figure II.1. L'hélicoptère à quatre rotors [82].

Son mouvement est contrôlé par la variation de vitesse de chaque rotor pour changer la force de portance et le couple créé par chacun.

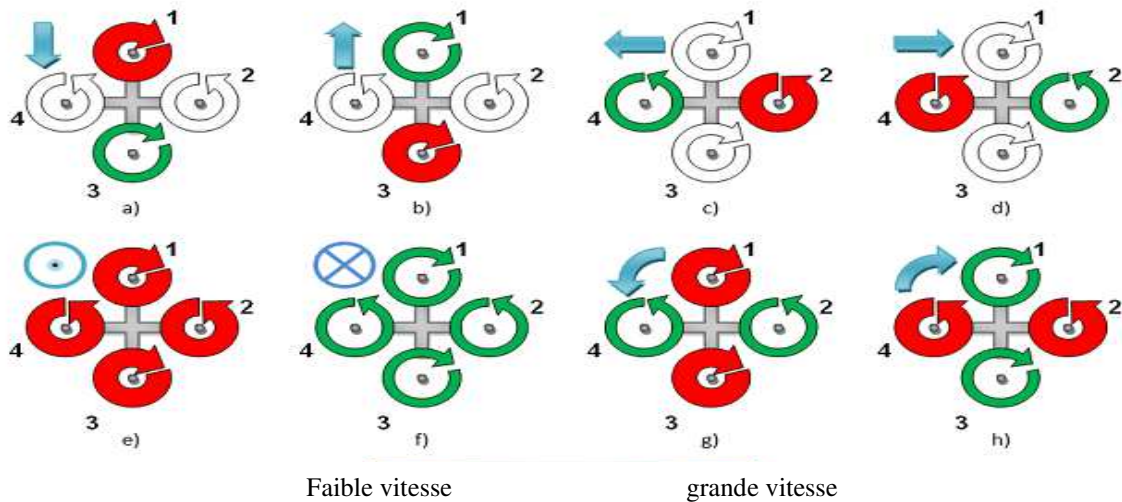


Figure II.2. Illustration du mouvement de quadrirotor [8].

La conception du quadrirotor offre de réels avantages par rapport à d'autres configurations d'hélicoptères et ouvre de nombreuses perspectives [82,83].

- Leurs tailles réduites et leur manœuvrabilité leur permettent de voler dans des environnements fermés (Indoor) ou ouvert (Outdoor) et près des obstacles, à l'opposition des hélicoptères conventionnels.
- La simplicité de la mécanique du quadrirotor facilite sa maintenance.
- Aucun embrayage n'est exigé entre le moteur et le rotor et aucune exigence n'est donnée sur l'angle d'attaque des rotors.
- Quatre petits rotors remplacent le grand rotor de l'hélicoptère ce qui réduit énormément l'énergie cinétique stockée et minimise les dégâts en cas d'accidents.

II.2.2 Description générale du quadrirotor

Un quadrirotor est un robot mobile aérien à quatre rotors défini dans l'espace par 6 DDL [82]. Ces 4 rotors sont généralement placés aux extrémités d'une croix, et l'électronique de contrôle est habituellement placée au centre de la croix. Afin d'éviter à l'appareil de tourner sur lui-même sur son axe de lacet, il est nécessaire que deux hélices tournent dans un sens, et les deux autres dans l'autre sens. Pour pouvoir diriger l'appareil, il est nécessaire que chaque couple d'hélice tournant dans le même sens soit placé aux extrémités opposées d'une branche de la croix.

Le fonctionnement d'un quadrirotor est assez particulier. En faisant varier astucieusement la puissance des moteurs, il est possible de le faire monter/descendre, de l'incliner à gauche/droite (roulis) ou en avant/arrière (tangage) ou encore de le faire pivoter sur lui-même (lacet), le quadrirotor a six degrés de libertés, trois mouvements de rotation et trois mouvements de translation, ces six degrés doivent être commandés à l'aide de quatre déclencheurs seulement; donc c'est un système sous actionné (le nombre des entrées inférieure au nombre des sorties).

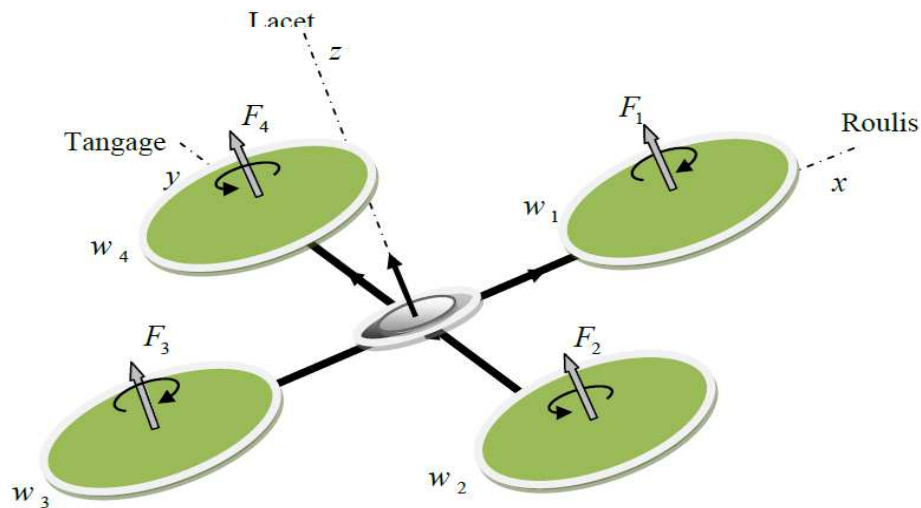


Figure II.3. Structure générale d'un quadrirotor.

II.2.3. Les mouvements du quadrirotor

Dans les hélicoptères classiques, quand le rotor principal tourne, il produit un couple réactif qui inciterait le corps de l'hélicoptère à tourner dans la direction opposée si ce couple n'est pas contrarié. Ceci est habituellement fait en ajoutant un rotor de queue qui produit une poussée dans une direction latérale. Cependant, ce rotor avec son alimentation électrique associée ne fait aucune contribution à la poussée. Par contre, en cas de quadrirotor, le rotor droit et le rotor gauche tournent dans le sens des aiguilles d'une montre et dans la direction opposée les rotors avant et arrière, ceci neutralise effectivement le couple réactif non désiré et permet au véhicule de planer sans tourner hors de la commande. D'ailleurs, différemment aux hélicoptères classiques, toute l'énergie dépensée pour contrecarrer le mouvement de rotation contribue à la force de poussée [83,84].

Les mouvements de base de quadrirotor sont réalisés en variant la vitesse de chaque rotor changeant de ce fait la poussée produite. Le quadrirotor incline vers la direction du rotor plus lent, qui tient compte alors de la translation le long de cet axe. Par conséquent, comme à un hélicoptère classique, les mouvements sont couplés, signifiant que le quadrirotor ne peut pas réaliser la translation sans roulement ou tangage, ce qui signifie qu'un changement de la vitesse d'un rotor se traduit dans un mouvement en au moins trois degrés de liberté. Par exemple, augmentant la vitesse de propulseur gauche aura comme conséquence un mouvement de roulis (le quadrirotor incline vers le rotor plus lent, vers la droite), un mouvement de lacet (l'équilibre entre les rotors qui tourne dans le sens des aiguilles d'une montre et les rotors qui tourne dans le sens inverse est perturbé ayant pour résultat un mouvement de rotation horizontal), et une translation (le mouvement de roulis incline l'armature et avec lui, l'orientation de la force de poussée). Cet accouplement est la raison pour laquelle nous pouvons commander les six degrés de liberté de quadrirotor avec seulement quatre commandes (le couple appliqué par les moteurs sur chaque propulseur).

Le quadrirotor a cinq mouvements principaux :

- Mouvement vertical
- Mouvement de roulis
- Mouvement de tangage
- Mouvement de lacet
- Translations horizontales

II.2.3.1. Mouvement vertical

Afin de planer, toute la force de portance devrait seulement être le long de l'axe z avec une grandeur exactement opposée à la force de pesanteur. D'ailleurs, la force de portance créée par chaque rotor doit être égale pour empêcher le véhicule de renverser plus. Par conséquent, la poussée produite par chaque rotor doit être identique.

Le mouvement ascendant et descendant est obtenu par la variation de la vitesse de rotation des moteurs (par conséquent la poussée produite), si la force de portance est supérieure au poids du quadrirotor le mouvement est ascendant, et si la force de portance est inférieure au poids du quadrirotor le mouvement est descendant.

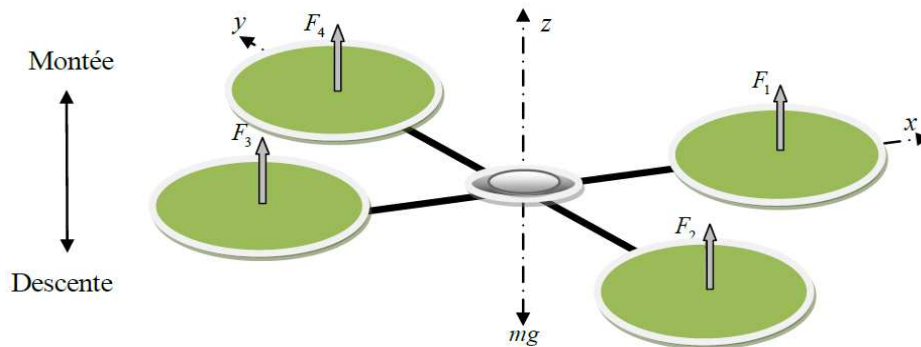


Figure II.4. Illustration du mouvement vertical

II.2.3.2. Mouvement de roulis

La figure (II.5) montre comment un mouvement de roulis est obtenu. Dans ce cas, on applique un couple autour de l'axe x , c'est-à-dire en appliquant une différence de poussée entre le rotor 2 et le rotor 4. Ce mouvement (rotation autour de l'axe x) est couplé avec un mouvement de translation selon l'axe y .

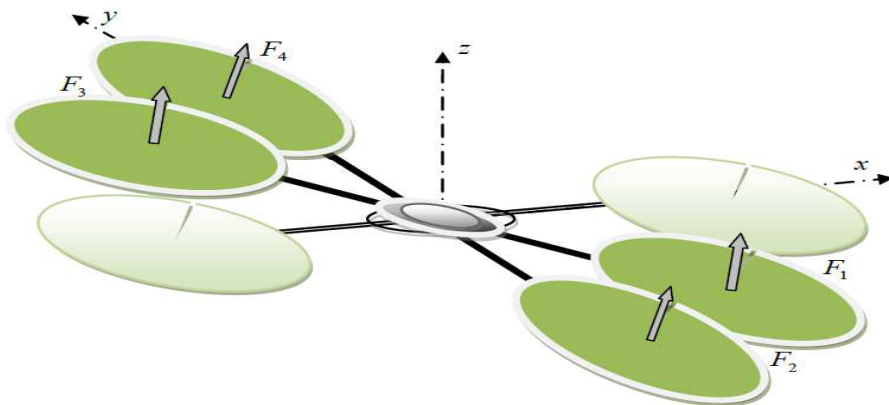


Figure II.5. Illustration du mouvement de roulis

II.2.3.3. Mouvement de tangage

La figure (II.6) montre comment un mouvement de tangage est obtenu. Dans ce cas, on applique un couple autour de l'axe y , c'est-à-dire en appliquant une différence de poussée entre le rotor 1 et le rotor 3. Ce mouvement (rotation autour de y) est couplé avec un mouvement de translation selon l'axe x .

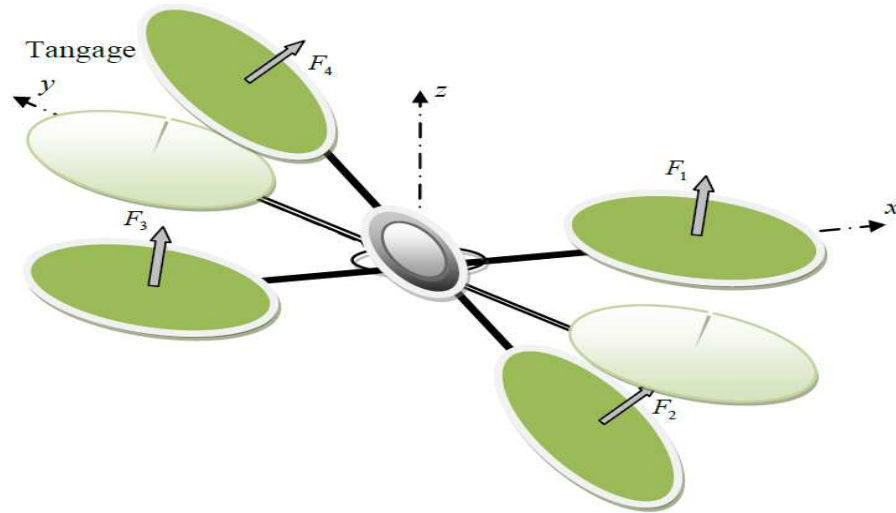


Figure II.6. Illustration du mouvement de tangage

II.2.3.4. Mouvement de lacet

La figure (II.7) montre comment le mouvement de lacet est obtenu. Dans ce cas, nous voulons appliquer un couple autour de l'axe z , qui est fait en appliquant une différence de vitesse entre les rotors $\{1,3\}$ et $\{2,4\}$. Ce mouvement n'est pas un résultat direct de la poussée produite par les propulseurs mais par les couples réactifs produits par la rotation des rotors. La direction de la force de poussée ne décale pas pendant le mouvement, mais l'augmentation de la force de portance dans une paire de rotors doit être égale à la diminution des autres paires pour s'assurer que toute la force de poussée demeure la même.

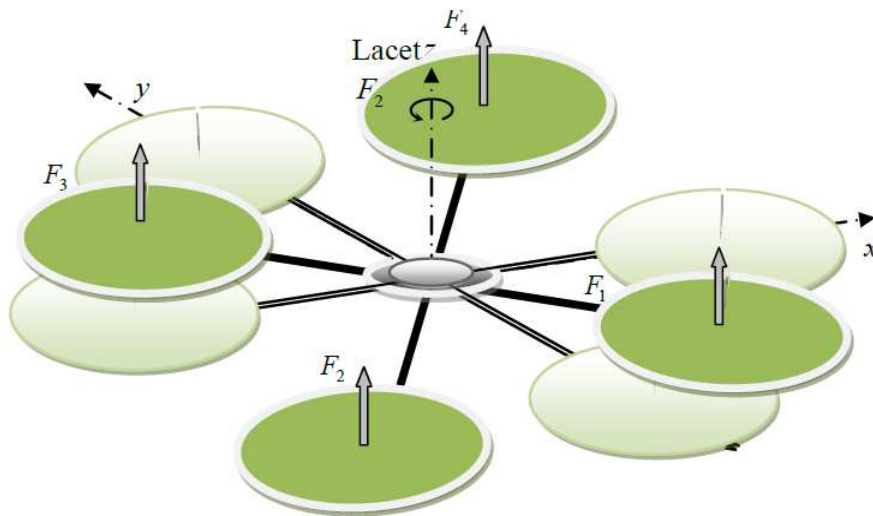


Figure II.7. Illustration du mouvement de lacet

II.2.3.5. Mouvements de translation

La figure (II.8) montre comment la translation horizontale est réalisée. Dans ce cas, nous voulons appliquer une force le long de x ou de y qui est fait en inclinant le corps (par le tangage ou le roulement) et en augmentant toute la poussée produite pour garder l'importance du composant de z de la poussée égale à la force de pesanteur.

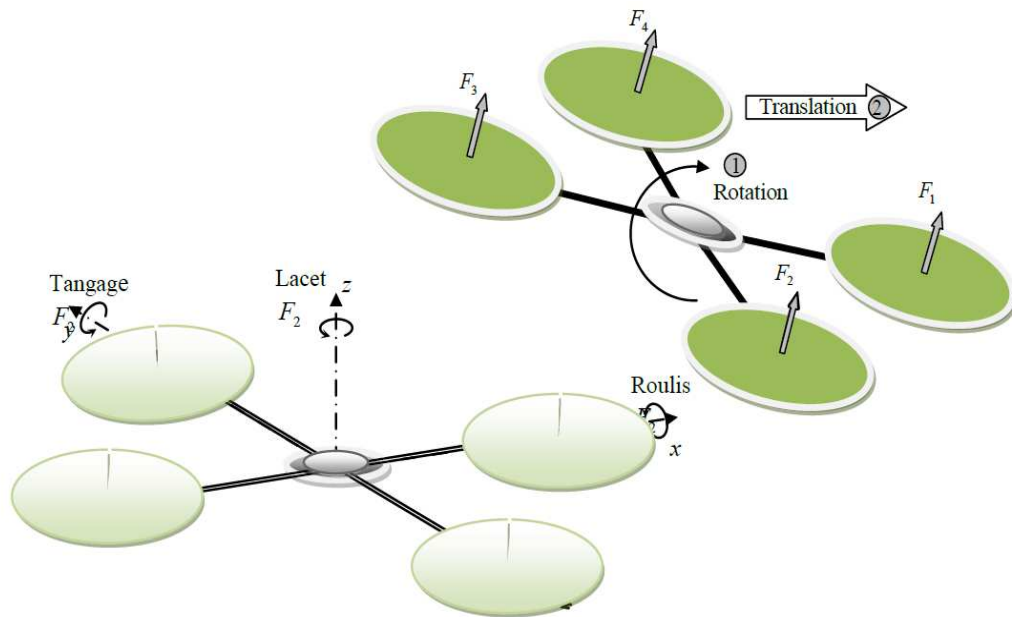


Figure II.8. Illustration du mouvement de translation

II.2.4. Modèle dynamique du quadrirotor

La modélisation des robots volant est une tâche délicate puisque la dynamique du système est fortement non linéaire et pleinement couplée. Afin de pouvoir comprendre au mieux le modèle dynamique développé ci-dessous, voila les différentes hypothèses de travail [8,84]:

- La structure du quadrirotor est supposée rigide et symétrique, ce qui induit que la matrice d'inertie sera supposée diagonale.
- Les hélices sont supposées rigides pour pouvoir négliger l'effet de leur déformation lors de la rotation.
- Le centre de masse et l'origine du repère lié à la structure coïncident.
- Les forces de portance et de traînée sont proportionnelles aux carrés de la vitesse de rotation des rotors, ce qui est une approximation très proche du comportement aérodynamique.
- Les conditions atmosphériques sont la condition standard de pression et de température.

Pour évaluer le modèle mathématique du quadrirotor on utilise deux repères, un repère fixe lié à la terre et supposé galiléen $R^b (O, X, Y, Z)$ et un autre mobile $R^m (o', x, y, z)$ corps du quadrirotor. Le passage entre le repère mobile et le repère fixe est donné par une matrice dite matrice de transformation T qui contient l'orientation et la position de repère mobile par rapport au repère fixe. On choisit la convention d'axes suivants :

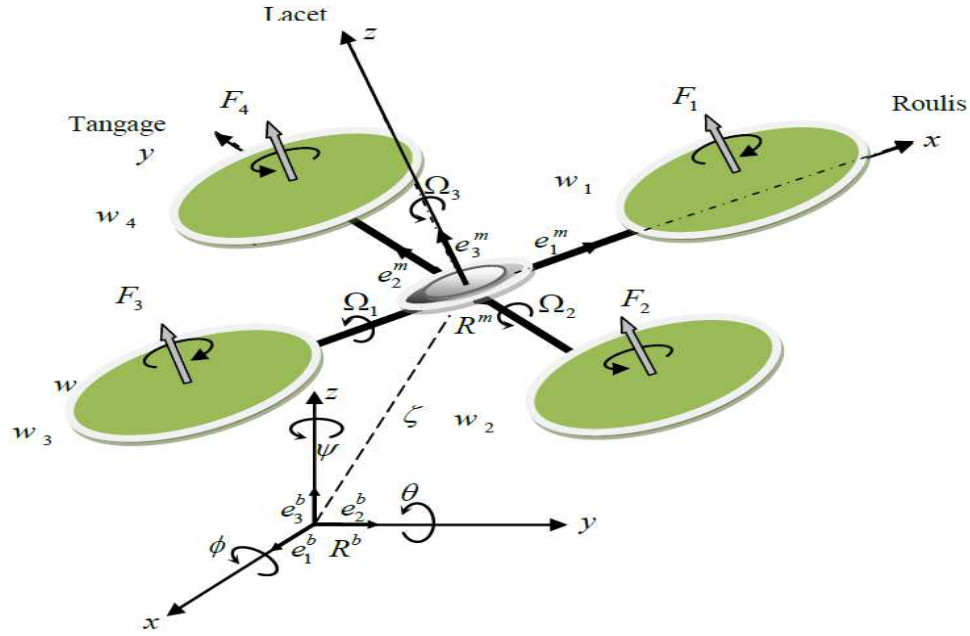


Figure II.9. Géométrie du quadrirotor

$$T = \begin{pmatrix} R & \zeta \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Avec R la matrice de rotation (décrit l'orientation de l'objet mobile), $\zeta = [X \ Y \ Z]^T$ est le vecteur de position. Pour déterminer les éléments de la matrice de rotation R , on utilise les angles d'Euler.

II.2.4.1. Les angles d'Euler

Au début le repère mobile est coïncide avec le repère fixe, après le repère mobile fait un mouvement de rotation autour de l'axe x d'un angle de roulis ($-\frac{\pi}{2} < \phi < \frac{\pi}{2}$), suivi d'une rotation autour de l'axe y d'un angle de tangage ($-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$), suivi d'une rotation autour de l'axe z d'angle de lacet ($-\pi < \psi < \pi$). donc on a la formule de la matrice de rotation R :

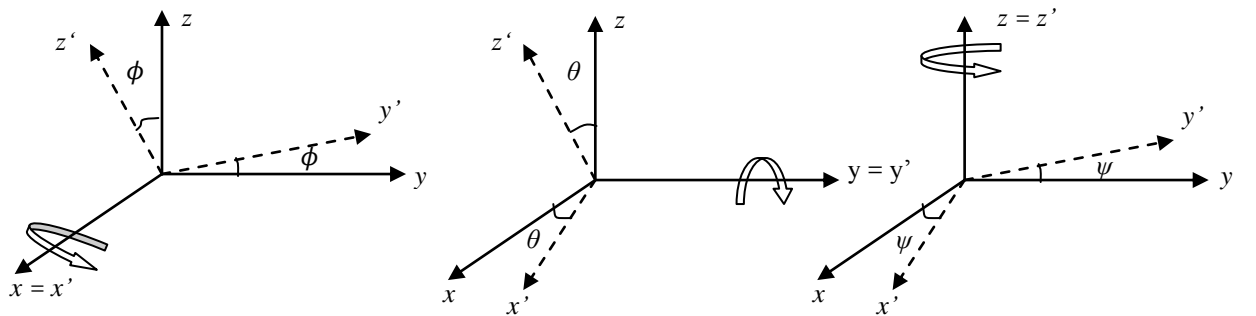


Figure II.10. Les trois rotations roulis, tangage, et lacet.

On peut facilement établir les trois sous matrices élémentaires et effectuer la multiplication suivante :

$$R = Rot_z(\psi) \times Rot_y(\theta) \times Rot_x(\phi) \quad (II.1)$$

$$R = \begin{pmatrix} c\psi & -s\psi & 0 \\ s\psi & c\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} c\theta & 0 & s\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -s\theta & 0 & c\theta \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c\phi & -s\phi \\ 0 & s\phi & c\phi \end{pmatrix} \quad (\text{II.2})$$

$$R = \begin{pmatrix} c\psi c\theta & s\phi s\theta c\psi - s\psi c\phi & c\phi s\theta c\psi + s\psi s\phi \\ s\psi c\theta & s\phi s\theta s\psi + c\psi c\theta & c\phi s\theta s\psi - s\theta c\psi \\ -s\theta & s\phi c\theta & c\phi c\theta \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

avec (c =cos) et (s= sin).

II.2.4.2. Vitesses angulaires

Les vitesses Ω_1 , Ω_2 , Ω_3 sont les vitesses angulaires exprimées dans le repère fixe tel que :

$$\Omega = \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ \Omega_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + Rot_x(\phi)^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta} \\ 0 \end{bmatrix} + (Rot_y(\theta)Rot_x(\phi))^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

En effet, la rotation en roulis a lieu lorsque les repères sont encore confondus. Puis, en ce qui concerne le tangage, le vecteur représentant la rotation doit être exprimé dans le repère fixe.

Il est donc multiplié par $Rot_x(\phi)^{-1}$. De même, le vecteur représentant la rotation en lacet doit être exprimé dans le repère fixe qui a déjà subi deux rotations. On arrive ainsi à :

$$\Omega = \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta} c\phi \\ -\dot{\theta} s\phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\dot{\psi} s\theta \\ \dot{\psi} s\phi c\theta \\ \dot{\psi} c\phi s\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} - \dot{\psi} s\theta \\ \dot{\theta} c\phi + \dot{\psi} s\phi c\theta \\ \dot{\psi} c\phi c\theta - \dot{\theta} s\phi \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\Omega = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -s\theta \\ 0 & c\phi & s\phi c\theta \\ 0 & -s\phi & c\phi c\theta \end{pmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Dans le cas où le quadrirotor réalise des mouvements angulaires de faibles amplitudes :

$$\begin{cases} c\phi = c\theta = c\psi = 1 \\ s\phi = s\theta = s\psi = 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Le vecteur Ω peut être assimilé à $\begin{bmatrix} \dot{\phi} & \dot{\theta} & \dot{\psi} \end{bmatrix}^T$

II.2.4.3. Vitesses linéaires

Les vitesses linéaires $\mathbf{V}_x^b, \mathbf{V}_y^b, \mathbf{V}_z^b$ dans le repère fixe sont en fonction des vitesses linéaires $\mathbf{V}_x^m, \mathbf{V}_y^m, \mathbf{V}_z^m$ dans le repère mobile tel que :

$$V = \begin{bmatrix} V_x^b \\ V_y^b \\ V_z^b \end{bmatrix} = R \times \begin{bmatrix} V_x^m \\ V_y^m \\ V_z^m \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

R : la matrice de rotation.

II.2.4.4. Les effets physiques agissants sur le Quadrirotor

A. Les forces Les forces agissant sur le système sont:

• **Le poids du quadrirotor:** il est donné par $P = mg$

m : la masse totale et g : l'accélération de la pesanteur.

• **Les forces de poussée « portance »:** qui sont des forces provoquées par la rotation des moteurs, elles sont perpendiculaires sur le plan des hélices. Ces forces sont proportionnelles au carrée de la vitesse de rotation des moteurs :

$$F_i = k_p \omega_i^2 \quad (\text{II.9})$$

Avec $i = \overline{1:4}$, k_p : est le coefficient de portance, il dépend de la forme et le nombre des pales et la densité de l'air.

• **Les forces de traînée « résistance »:** la force de traînée est le couplage entre une force de pression et la force de frottement visqueux, dans ce cas on a deux forces de traînée agissant sur le système:

➤ La traînée dans les hélices: elle agisse sur les pales, elle est proportionnelle à la densité de l'air, a la forme des pales et au carre de la vitesse de rotation de l'hélice, elle est donnée par la relation suivante:

$$T_i = k_d \omega_i^2 \quad (\text{II.10})$$

Avec $i = \overline{1:4}$ k_d : est le coefficient de traînée.

➤ La traînée selon les axes (x, y, z) : elle est due au mouvement du corps du quadrirotor.

$$F_t = K_f v \quad (\text{II.11})$$

K : Le coefficient de force de traînée de translation.

v : La vitesse linéaire.

B. Les moments

Il y a plusieurs moments agissants sur le quadrirotor, ces moments sont dus aux forces de poussée et de traînée et aux effets gyroscopiques.

• **Moments dus aux forces de poussée des hélices**

portance des rotors 1 et 3, ce moment est donnée par la relation suivante:

➤ La rotation autour de l'axe x: elle est due au moment crié par la différence entre les forces de portance des rotors 2 et 4, ce moment est donné par la relation suivante:

$$M_x = d(F_4 - F_2) = dk_p(\omega_4^2 - \omega_2^2) \quad (\text{II.12})$$

d : est la distance entre le centre de masse du quadrirotor et l'axe de rotation du rotor.

➤ La rotation autour de l'axe y: elle est due au moment créé par la différence entre les forces de portance des rotors 2 et 4, ce moment est donné par la relation suivante :

$$M_y = d(F_3 - F_1) = dk_p(\omega_3^2 - \omega_1^2) \quad (\text{II.13})$$

• Moments dus aux forces de traînée des hélices

➤ La rotation autour de l'axe z: elle est due à un couple réactif provoqué par les couples de traînée dans chaque hélice, ce moment est donné par la relation suivante:

$$M_z = k_d(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \quad (\text{II.14})$$

➤ Moment résultant des frottements aérodynamiques, il est donné par:

$$M_a = K_{fa}\Omega^2 \quad (\text{II.15})$$

K_{fa} : Le coefficient des frottements aérodynamiques et Ω est la vitesse angulaire.

C. Effet gyroscopique

L'effet gyroscopique se définit comme la difficulté de modifier la position ou l'orientation du plan de rotation d'une masse tournante. L'effet gyroscopique est ainsi nommé en référence au mode de fonctionnement du gyroscope, appareil de contrôle de mouvement utilisé dans l'aviation (du grec gyro qui signifie rotation et scope, observer) [8,83].

Physiquement, l'effet gyroscopique est une conséquence directe de l'énergie cinétique de rotation, cette grandeur étant proportionnelle à la masse, au carré de son rayon et au carré de sa vitesse de rotation. Pour faire simple, on peut comparer l'énergie cinétique d'une masse en rotation avec l'énergie cinétique d'une masse en translation et la difficulté de modifier l'orientation du plan de rotation avec la difficulté d'arrêter une masse en mouvement.

L'effet gyroscopique peut être mis en évidence en tenant une roue de vélo à bout de bras : on constate qu'il est plus facile de modifier le plan de rotation de la roue si celle-ci ne tourne pas. Inversement, plus la roue tourne vite, plus il est difficile d'opérer cette modification. La même observation serait faite si on augmentait la masse de la roue.

Dans notre cas il y a deux moments gyroscopiques, le premier est dans le moment gyroscopique des hélices et l'autre le moment gyroscopique du aux mouvements de quadrirotor.

➤ Moment gyroscopique des hélices: il est donné par la relation suivante:

$$M_{gh} = \sum_{i=1}^4 \Omega \wedge J_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & (-1)^{i+1} \omega_i \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.16})$$

avec J_r : est l'inertie des rotors.

➤ Moment gyroscopique dû aux mouvements de quadrirotor: il est donné par la relation suivante:

$$M_{gm} = \Omega \wedge J \Omega \quad (\text{II.17})$$

avec J : est l'inertie du système.

II.2.4.5. Développement du modèle mathématique selon Newton-Euler

Après avoir décrit les différentes équations on peut maintenant élaborer le modèle mathématique en utilisant la formulation de Newton-Euler, les équations sont écrites sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{\zeta} = V \\ m\ddot{\zeta} = F_f + F_t + F_g \\ \dot{R} = RS(\Omega) \\ J\dot{\Omega} = -\Omega \wedge J\Omega + M_f - M_a - M_{gh} \end{cases} \quad (II.18)$$

avec

ζ : Est le vecteur de position du quadrirotor $\zeta = [x \ y \ z]^T$

m : la masse totale du quadrirotor.

J : matrice d'inertie symétrique de dimension (3x3), elle est donnée par :

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

Ω : La vitesse angulaire exprimée dans le repère inertiel « fixe ».

R : La matrice de rotation.

$\wedge$: Le produit vectoriel.

$S(\Omega)$: est la matrice antisymétrique; pour un vecteur de vitesse $\Omega = [\Omega_1 \ \Omega_2 \ \Omega_3]^T$, elle est définie comme suit :

$$S(\Omega) = \begin{bmatrix} 0 & -\Omega_3 & \Omega_2 \\ \Omega_3 & 0 & -\Omega_1 \\ -\Omega_2 & \Omega_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

F_f : est la force totale générée par les quatre rotors, elle est donnée par :

$$F_f = R \times \left[0 \ 0 \ \sum_{i=1}^4 F_i \right]^T \quad (II.21)$$

$$F_i = k_p \omega_i^2$$

F_t : la force de traînée selon les axes (x, y, z), elle est donnée par :

$$F_t = \begin{bmatrix} -K_{ftx} & 0 & 0 \\ 0 & -K_{f ty} & 0 \\ 0 & 0 & -K_{f tz} \end{bmatrix} \dot{\zeta} \quad (II.22)$$

K_{ftx} , $K_{f ty}$, $K_{f tz}$: Les coefficients de traînée de translation.

F_g : force de gravité, elle est donnée par :

$$F_g = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

M_f : moment provoqué par les forces de poussée et de traînée.

$$M_f = \begin{bmatrix} d(F_4 - F_2) \\ d(F_3 - F_1) \\ k_d(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} dk_p(w_4^2 - w_2^2) \\ dk_p(w_3^2 - w_1^2) \\ k_d(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

M_a : moment résultant des frottements aérodynamiques, il est donnée par :

$$M_a = \begin{bmatrix} K_{fax} \dot{\phi}^2 \\ K_{fay} \dot{\theta}^2 \\ K_{faz} \dot{\psi}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

K_{fax} , K_{fay} , K_{faz} : Les coefficients des frottements aérodynamiques.

A. Equations de mouvement de translation

On a : $m\ddot{\zeta} = F_f + F_t + F_g$

$$m \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c\phi c\psi s\theta + s\phi s\psi \\ c\phi s\theta s\psi - s\phi c\psi \\ c\phi c\theta \end{bmatrix} \sum_{i=1}^4 F_i - \begin{bmatrix} K_{fmx} \dot{x} \\ K_{fmy} \dot{y} \\ K_{fmx} \dot{z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ mg \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

On obtient alors les équations différentielles qui définissent le mouvement de translation :

$$\begin{cases} \ddot{x} = \frac{1}{m}(c\phi c\psi s\theta + s\phi s\psi)(\sum_{i=1}^4 F_i) - \frac{K_{fmx}}{m} \dot{x} \\ \ddot{y} = \frac{1}{m}(c\phi s\theta s\psi - s\phi c\psi)(\sum_{i=1}^4 F_i) - \frac{K_{fmy}}{m} \dot{y} \\ \ddot{z} = \frac{1}{m}(c\phi c\theta)(\sum_{i=1}^4 F_i) - \frac{K_{fmx}}{m} \dot{z} - g \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

B. Equations de mouvement de rotation

On a : $J\dot{\Omega} = -\Omega \wedge J\Omega + M_f - M_a - M_{gh}$ (II.28)

Si on remplace par les équations on obtient la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \wedge \left(\begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \right) - \begin{bmatrix} K_{fax} \dot{\phi}^2 \\ K_{fay} \dot{\theta}^2 \\ K_{faz} \dot{\psi}^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} dk_p(w_4^2 - w_2^2) \\ dk_p(w_3^2 - w_1^2) \\ K_d(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} J_r \Omega_r \dot{\theta} \\ -J_r \Omega_r \dot{\phi} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Ça conduit aux équations différentielles définissant le mouvement de rotation :

$$\begin{cases} I_x \ddot{\phi} = -\dot{\theta} \dot{\psi} (I_z - I_y) - K_{fax} \dot{\phi}^2 - J_r \Omega_r \dot{\theta} + dk_p(\omega_4^2 - \omega_2^2) \\ I_y \ddot{\theta} = \dot{\phi} \dot{\psi} (I_z - I_x) - K_{fay} \dot{\theta}^2 + J_r \Omega_r \dot{\phi} + dk_p(\omega_3^2 - \omega_1^2) \\ I_z \ddot{\psi} = -\dot{\phi} \dot{\theta} (I_y - I_x) - K_{faz} \dot{\psi}^2 + k_d(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

À signaler que u_1, u_2, u_3, u_4 sont les entrées de commande (de translation selon l'axe « z, x, y » et la rotation selon lacet). du système et qui s'écrivent en fonction des vitesses angulaires des quatre rotors comme suit:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_p & k_p & k_p & k_p \\ 0 & -k_p & 0 & k_p \\ -k_p & 0 & k_p & 0 \\ k_d & -k_d & k_d & -k_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1^2 \\ \omega_2^2 \\ \omega_3^2 \\ \omega_4^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Et: $\Omega_r = \omega_1 - \omega_2 + \omega_3 - \omega_4$

En conséquence le modèle dynamique complet qui régit le quadrirotor est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \ddot{\phi} = \frac{(I_y - I_z)}{I_x} \dot{\theta} \dot{\psi} - \frac{J_r}{I_x} \Omega_r \dot{\theta} - \frac{K_{fax}}{I_x} \dot{\phi}^2 + \frac{d}{I_x} u_2 \\ \ddot{\theta} = \frac{(I_z - I_x)}{I_y} \dot{\phi} \dot{\psi} + \frac{J_r}{I_y} \Omega_r \dot{\phi} - \frac{K_{fay}}{I_y} \dot{\theta}^2 + \frac{d}{I_y} u_3 \\ \ddot{\psi} = \frac{(I_x - I_y)}{I_z} \dot{\theta} \dot{\phi} - \frac{K_{faz}}{I_z} \dot{\psi}^2 + \frac{1}{I_z} u_4 \\ \ddot{x} = -\frac{K_{fx}}{m} \dot{x} + \frac{1}{m} u_x u_1 \\ \ddot{y} = -\frac{K_{fy}}{m} \dot{y} + \frac{1}{m} u_y u_1 \\ \ddot{z} = -\frac{K_{fz}}{m} \dot{z} - g + \frac{c\phi c\theta}{m} u_1 \end{array} \right. \quad (\text{II.32})$$

avec

$$\begin{cases} u_x = (c\phi c\psi s\theta + s\phi s\psi) \\ u_y = (c\phi s\theta s\psi - s\phi c\psi) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

C. Dynamique du rotor

Le rotor est un ensemble constitué d'un moteur à courant continu entraînant une hélice via un réducteur ; le moteur à courant continu est régi par les équations dynamiques suivantes :

$$\begin{cases} V = ri + L \frac{di}{dt} + K_e \omega \\ K_m i = J_r \frac{d\omega}{dt} + C_s + K_r \omega^2 \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Les différents paramètres du moteur sont définis comme suit :

V : est la tension d'entrée du moteur.

ω_i : est la vitesse angulaire du rotor.

K_e, K_m : représentent respectivement les constantes des couples électrique et mécanique.

K_r : Est la constante du couple de charge.

r, L : La résistance du moteur et l'inductance.

J_r : L'inertie du rotor.

C_s : représente le frottement sec.

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

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

avec

$$\beta_0 = \frac{C_s}{J_r}, \beta_1 = \frac{K_e K_m}{rJ_r}, \beta_2 = \frac{K_r}{J_r} et b = \frac{k_m}{rJ_r}$$

II.2.4.6. La représentation d'état du système

Pour un système physique il existe une multitude de représentations d'état, dans notre cas on considère $X = [x_1 \dots x_{12}]^T$ comme vecteur d'état du système :

$$\text{Soit : } X = \begin{bmatrix} x & \dot{x} & y & \dot{y} & z & \dot{z} & \psi & \dot{\psi} & \theta & \dot{\theta} & \phi & \dot{\phi} \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.36})$$

On obtient la représentation d'état sous la forme $\dot{X} = f(x) + g(x)u$:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = a_9 x_2 + u_x \frac{u_1}{m} \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = a_{10} x_4 + u_y \frac{u_1}{m} \\ \dot{x}_5 = x_6 \\ \dot{x}_6 = a_{11} x_6 + \frac{cx_9 cx_{11}}{m} u_1 - g \\ \dot{x}_7 = x_8 \\ \dot{x}_8 = a_8 x_8^2 + a_7 x_{10} x_{12} + b_3 u_4 \\ \dot{x}_9 = x_{10} \\ \dot{x}_{10} = a_5 x_{10}^2 + a_4 x_8 x_{12} + a_6 \Omega_r x_{12} + b_2 u_3 \\ \dot{x}_{11} = x_{12} \\ \dot{x}_{12} = a_2 x_{12}^2 + a_1 x_{10} x_8 + a_3 \Omega_r x_{10} + b_1 u_2 \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

avec

$$\begin{cases} a_1 = \left(\frac{I_y - I_z}{I_x} \right), a_2 = -\frac{K_{fax}}{I_x}, a_3 = -\frac{J_r}{I_x}, a_4 = \left(\frac{I_z - I_x}{I_y} \right), a_5 = -\frac{K_{fay}}{I_y} \\ a_6 = \frac{J_r}{I_y}, a_7 = \left(\frac{I_x - I_y}{I_z} \right), a_8 = -\frac{K_{faz}}{I_z}, a_9 = -\frac{K_{fix}}{m}, a_{10} = -\frac{K_{fry}}{m}, a_{11} = -\frac{K_{fz}}{m} \\ b_1 = \frac{d}{I_x}, b_2 = \frac{d}{I_y}, b_3 = \frac{1}{I_z} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Où :

$$\begin{cases} u_x = (\cos x_{11} \sin x_9 \cos x_7 + \sin x_{11} \sin x_7) \\ u_y = (\cos x_{11} \sin x_9 \sin x_7 - \sin x_{11} \cos x_7) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Les Paramètres mécanique et électrique du modèle du quadrirotor sont regroupés dans le tableau (II.2) [11] :

Tableau II.1. Paramètres mécanique et électrique du modèle du quadrirotor.

Paramètres	Désignation	Valeur
K_p	Coefficient de portance	$2.9842.10^{-5} \text{ N.m / rad / s}$
K_d	Coefficient de trainée	$2.2320. 10^{-7} \text{ N.m / rad / s}$
m	Masse de quadrotor	486 g
d	Distance entre le centre de masse du quadrotor et l'axe de rotation du rotor	25 cm
J	Matrice d'inertie du quadrotor	$\text{diag}(3.8278, 3.8288, 7.6566).10^{-3} \text{ N.m / rad / s}^2$
K_{fa}	Coefficient des frottements aérodynamique	$\text{diag}(5.5670, 5.5670, 6.3540).10^{-4} \text{ N.m / rad / s}$
K_{ft}	Coefficient des forces de trainées selon (X, Y, Z)	$\text{diag}(5.5670, 5.5670, 6.3540).10^{-4} \text{ N.m / rad / s}$
J_r	Inertie du rotor	$2.8385.10^{-5} \text{ N.m / rad / s}^2$
k_e	Constante du couple Electrique	0.0216
C_s	Frottement	$5.8326.10^{-3}$
k_r	Constante du couple de charge	$3.4629.10^{-7}$

II.3. Réponse en boucle ouverte

Le schéma ci-dessous présent la stratégie de simulation en boucle ouverte :

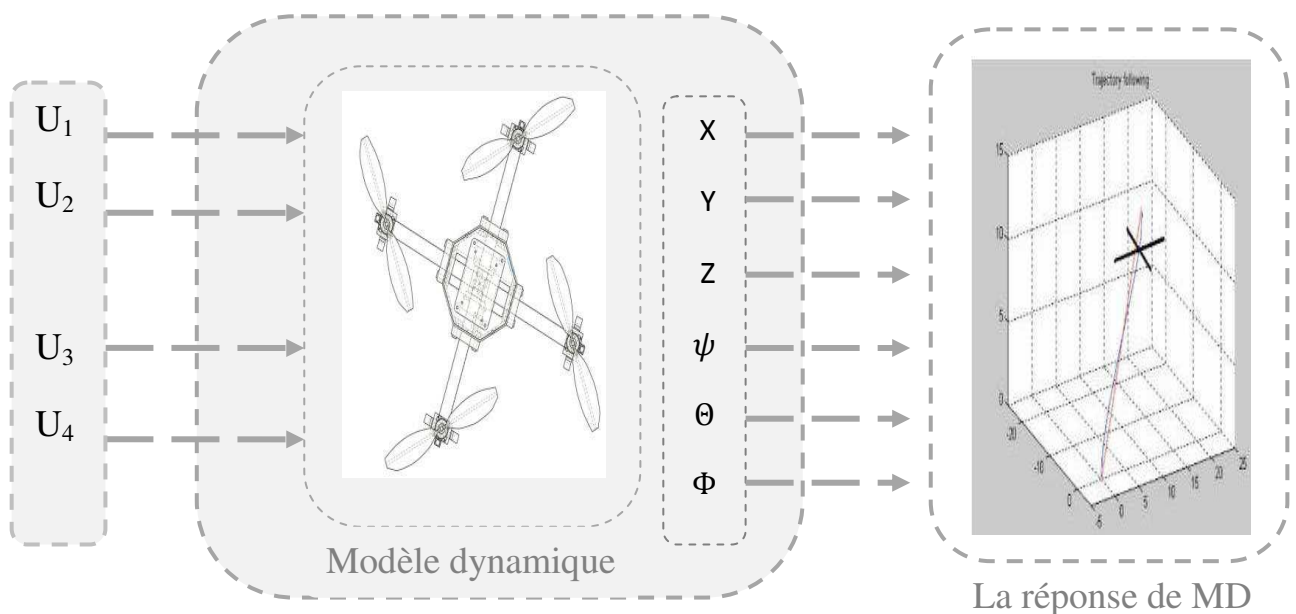


Figure II.11. Schéma synoptique de la modélisation dynamique « quadrirotor »

Dans cette simulation nous avons utilisé, pour calculer les entrées de commande du système et s'écrivent en fonction des vitesses angulaires des quatre rotors, l'ensemble des paramètres du modèle du quadrirotor qui sont donnés dans le tableau II.1.

On a :

Fixé les vitesses angulaires des quatre rotors dans une valeur donnée ($\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = 200 \text{ rad/s}$) pour Calculée les entrées de commande désirée :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_p & k_p & k_p & k_p \\ 0 & -k_p & 0 & k_p \\ -k_p & 0 & k_p & 0 \\ k_d & -k_d & k_d & -k_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1^2 \\ \omega_2^2 \\ \omega_3^2 \\ \omega_4^2 \end{bmatrix}$$

Alors :

$$u_1 = 4.768 \text{ N.m}$$

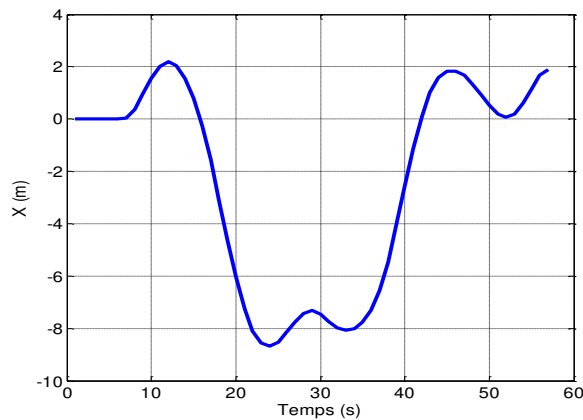
$$u_2 = 0 \text{ N.m}$$

$$u_3 = 0 \text{ N.m}$$

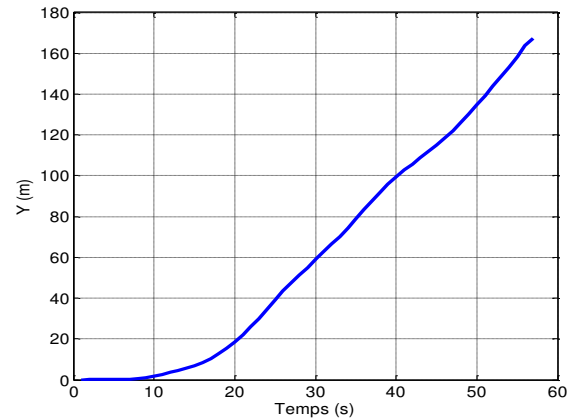
$$u_4 = 0 \text{ N.m}$$

NB : Dans ce cas le système quadrirotor moves sur l'axe z (translations selon l'axe z)

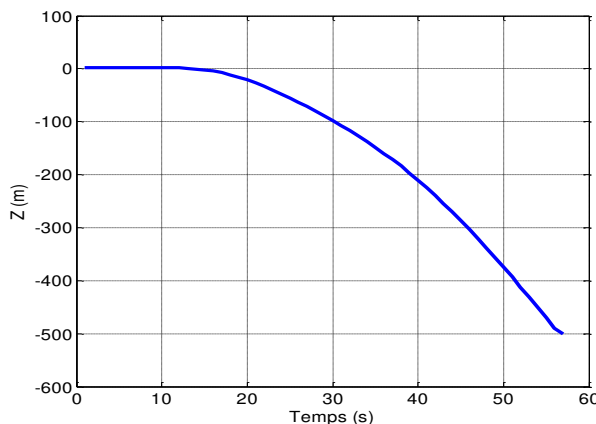
Nous remarquons dans les figures suivantes (figure II.12 (a) – (f) les réponses de système $X = [x \ y \ z \ \psi \ \theta \ \phi]^T$, les mouvements de translation et rotation sur l'axe x, y, z) que le système quadrirotor est instable (dans la figure 'c' voir la translation selon l'axe z tend vers $\rightarrow -\infty$)



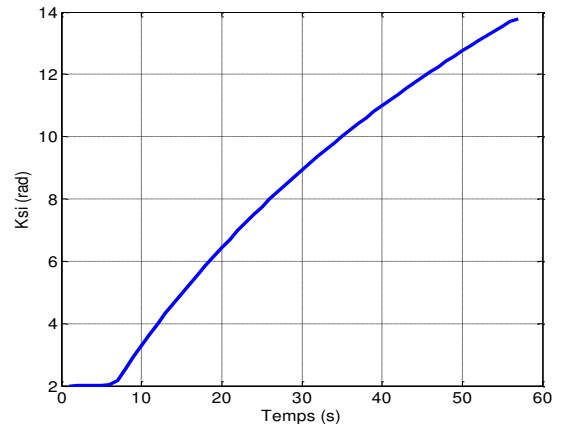
(a)



(b)



(c)



(d)

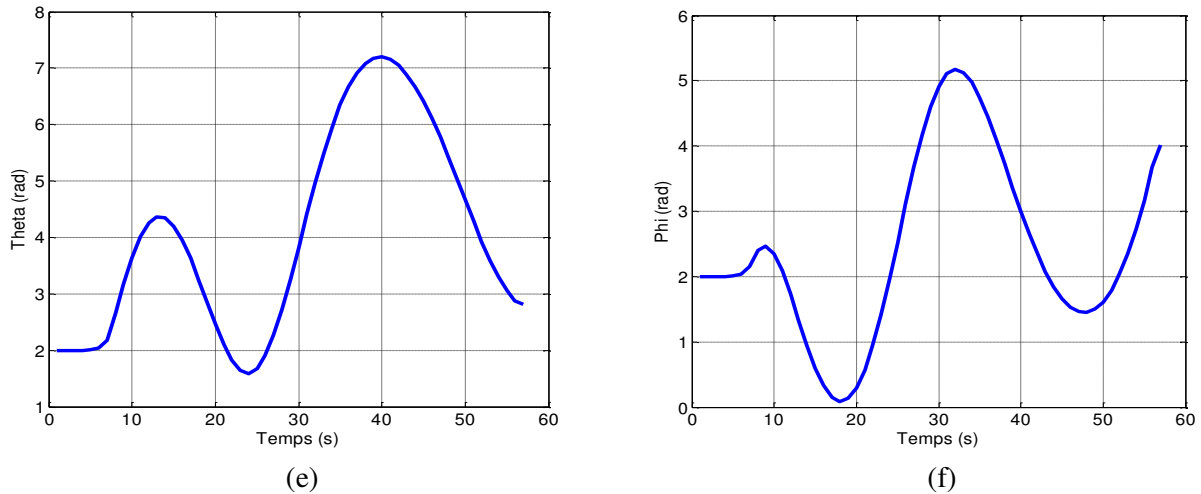


Figure II.12. Résultats de simulation, les trajectoires réelle de modèle selon $(x, y, z, \psi, \theta, \phi)$

II.4. Conclusion

Nous avons présenté, dans ce chapitre, une modélisation analytique d'un hélicoptère à six degrés de liberté de type quadrirotor. En effet, nous avons utilisé les formalismes de Newton-Euler pour établir un modèle qui décrit presque tous les phénomènes physiques agissant sur le quadrirotor. A partir du modèle obtenu, nous concluons que Le modèle établi montre la nature couplée, complexe, non linéaire, et l'interaction entre les états du système peuvent se voir clairement, multi variable et sous-actionné de ce système. Le modèle obtenu sera utilisé, dans le chapitre suivant, pour mettre en œuvre les différentes lois de commande pour stabiliser ce système.

Chapitre III

Commande par mode glissant et floue glissante

Dans le présent chapitre, on présente les fondements et les aspects théoriques de deux techniques de commande, la première, est la commande par mode de glissement, l'autre est la commande par mode floue glissante. Puis, on valide les approches exposées sur le modèle du quadrirotor.

III.1. Introduction

Dans la plupart des applications de robotique aérienne, l'algorithme de commande embarquée est basé sur un modèle linéarité de la dynamique du véhicule considéré. Cependant ces dernières années, avec l'émergence de nouvelles plateformes et de nouveaux besoins, de plus en plus de recherches se sont orientées vers des commandes basées sur une représentation non linéaire de la dynamique des véhicules aériens.

La synthèse de la commande d'un véhicule aérien est généralement difficile. Cette difficulté provient soit du non linéarité de ses équations dynamiques et/ou le fort couplage entre eux, soit de l'incertitude sur les paramètres aérodynamiques, qui est souvent inconnue. Ces problèmes deviennent de plus en plus difficiles à contourner par les algorithmes de commande classiques, telle que la commande à actions proportionnelles, intégrales et dérivées, surtout lorsque les exigences de la dynamique du système bouclé sont trop strictes [11]. Pour se faire, de nombreuses stratégies de commande non linéaires ont été étudiées et appliquées sur les hélicoptères drones, et ce, dans le but d'aboutir à des algorithmes de commande de haute performance permettant le rejet des perturbations non mesurables et assurant une bonne robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques. Grâce à sa simplicité, La commande par logique floue permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des études théoriques approfondies, mais elle souffre d'inconvénients entre autre, on énumère : le nombre de règles lorsque il est grand entraîne la complexité de l'analyse. Aussi le manque en outils théoriques se ressent lors de l'analyse des performances et de la stabilité pour le système à commander.

La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers les études théoriques rapportées, l'avantage que procure une telle commande et qui la rend aussi importante est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients : un phénomène de chattering qui peut causer l'instabilité et qui a un effet néfaste sur les actionneurs.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes, on a choisi d'utiliser la commande par mode floue glissante, qui est une commande qui combine la logique floue et le mode glissant afin d'obtenir une commande robuste et lisse. Nous nous envisageons, dans ce chapitre, d'appliquer cette stratégie de commande sur le modèle de quadrirotor en vue de régler leur position [85,86].

Les différentes techniques de commande non linéaire utilisées sont les suivantes :

- La commande par mode glissante
- La commande par floue glissante

Le choix des ces différentes techniques de commande n'est pas fortuit considérant les avantages majeurs qu'elles peuvent nous assurer à savoir :

- La stabilité au sens de Lyapunov.
- La robustesse et la dynamique des trajectoires désirées.
- La prise en considération de toutes les non linéarités du système.

Le schéma ci-dessous présente la stratégie de commande adoptée :

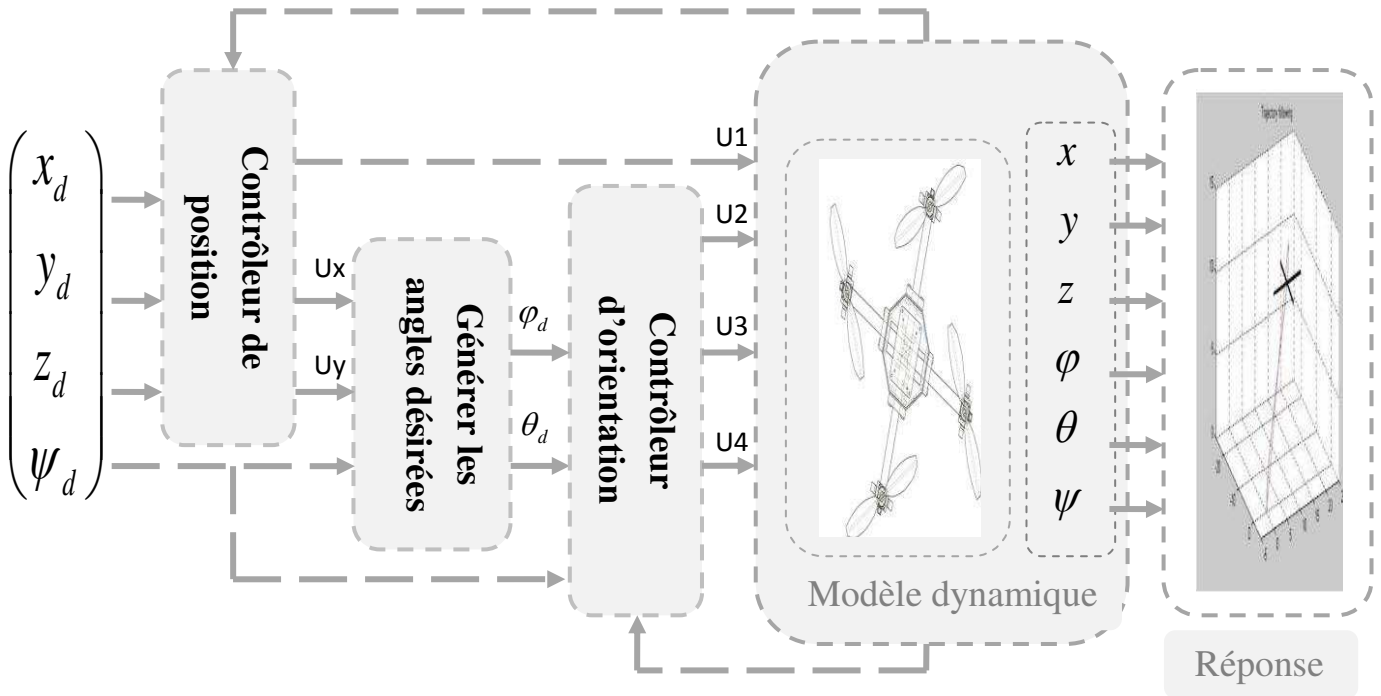


Figure III.1. Schéma général de commande du quadrirotor.

III.2. Commande par modes glissants

La commande par mode glissant a connu un essor considérable durant les dernières décennies. Ceci est dû aux propriétés de sa convergence rapide et sa grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations externes. Cette algorithmne de commande classifié dans les systèmes de contrôle à structure variable VSS (Variable Structure System dans la littérature anglo-saxonne). qui a été appliquée avec succès à de nombreux systèmes, notamment en robotique[11].

L'idée de base de la commande par mode glissant est premièrement d'attirer les états du système vers une surface de glissement convenablement choisi, puis de concevoir une loi de commande stabilisante qui pourra maintenir le système sur cette surface. En résumé, une commande par mode glissant est divisée en deux parties [86] :

- détermination d'une surface de glissement.
- définition d'une loi de commande stabilisante qui pourra contraindre le système à avoir le comportement désiré.

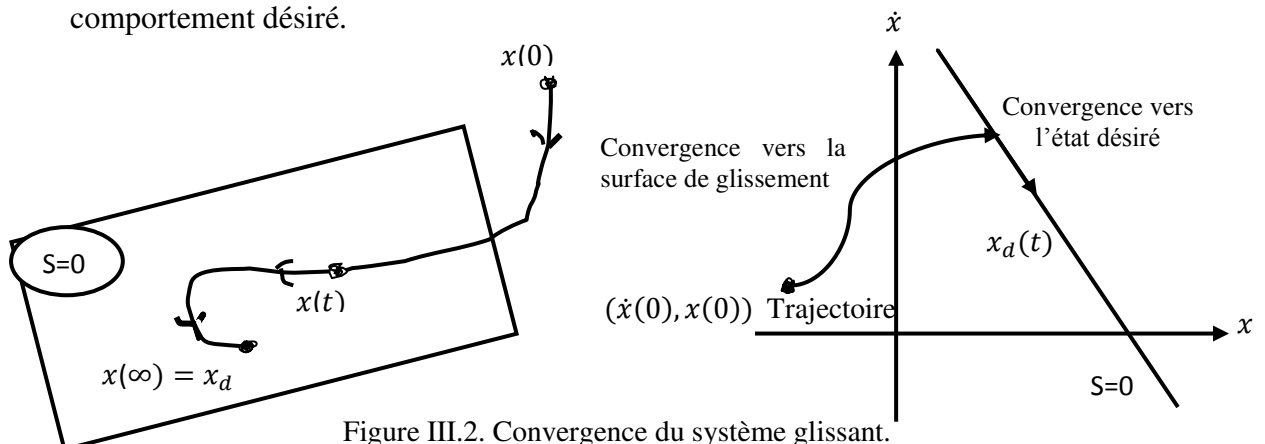


Figure III.2. Convergence du système glissant.

III.2.1. Théorie de la commande

III.2.1.1. Choix des surfaces de glissement

En général, la forme de la surface dans le plan de phase est présentée par [8,11] :

$$s_i = \left[\frac{d}{dt} + \lambda_i \right]^{r-1} e_i \quad (\text{III.1})$$

Avec $e_i = x_i - x_{id}$

Où :

x est la variable à réguler, e est l'erreur de réglage, λ est une constante positive qui interprétera la bande passante du contrôle désiré et r est le degré relatif du système.

III.2.1.2. Condition de glissement

Soit le système dynamique non linéaire décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{dx}{dt} = f(x,t) + g(x,t)U \quad (\text{III.2})$$

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

La condition de glissement peut être formulée en déterminant une fonction scalaire de Lyapunov :

$$V(x) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R} \text{ tel que } V(x) > 0 \quad \forall x \in \mathbb{R}. \quad (\text{III.3})$$

La fonction de Lyapunov est choisie de façon à décroître dans le temps. L'idée est de trouver une commande qui assure cette décroissance en rendant négative la dérivée de la fonction de Lyapunov.

Soit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

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

Pour que la fonction de Lyapunov se décroît, nous devons assurer que [11] :

$$\dot{V} = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

Cette condition assure que la surface S soit attractive pour la trajectoire de phase : sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système dans l'espace de phase peut être maintenu sur la surface $S(x) = 0$ qui est choisie à priori. L'état du système bouclé est alors plongé dans l'état d'un système "réduit" de dimension inférieure et libre appelé système équivalent, dont les coefficients de son équation caractéristique sont identiques à ceux de cette surface [11].

III.2.1.3. Calcul de la commande

Les deux composants de la commande sont :

$$U = U_{\text{equivalente}} + U_{\text{attractive}} \quad (\text{III.6})$$

$U_{\text{equivalente}}$: La commande équivalente ou nominale, est déterminée par le modèle du système, on peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs $U_{\max}$ et $U_{\min}$ (figure III.3).

$U_{attractive}$: correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfait la condition $S(x)\dot{S}(x) < 0$.

La figure IV.2 présente l'évolution de la commande équivalente lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} .

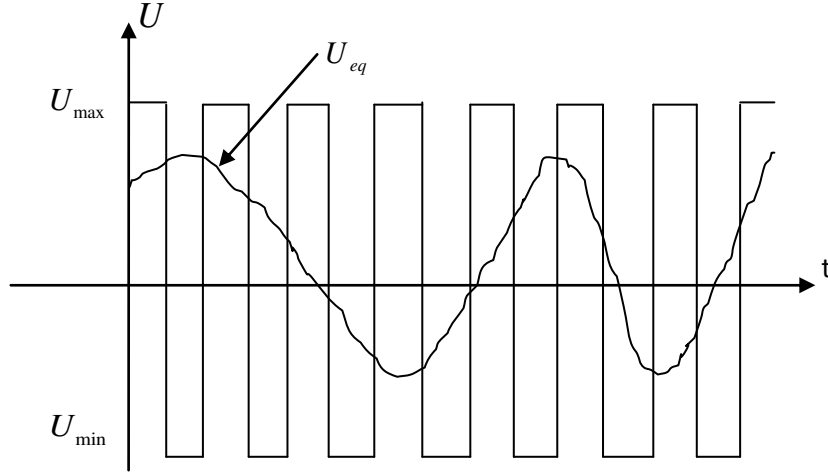


Figure III.3. Valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} .

III.2.1.4. Expression analytique de la commande

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

$$\begin{cases} U_x = 0 \\ S(x) = 0 \end{cases} \quad (III.7)$$

Donc :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T (f(x,t) + g(x,t)U) = 0 \quad \text{Avec } U = U_{eq} \quad (III.8)$$

Ainsi, la commande équivalente est donnée par :

$$U_{eq} = - \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x,t) \right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T f(x,t) \right) \quad (III.9)$$

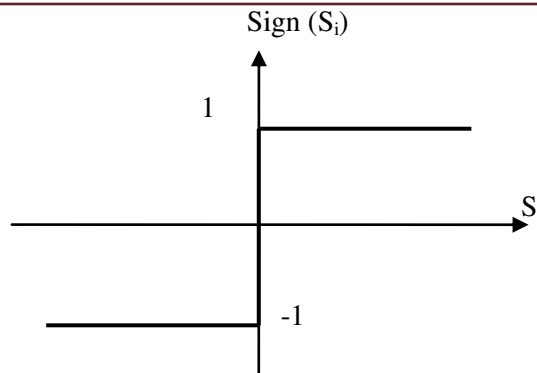
Avec la condition de transversalité :

$$\det \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x,t) \right) \neq 0 \quad (III.10)$$

Le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable, on doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Il convient donc de prendre :

$$U_{attra} = \dot{S}(x) = -K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (III.11)$$

Où $K = \text{diag}(K_1, \dots, K_m)$ et la fonction *Signe* est représentée sur la figure III.4.

Figure III.4. Représentation de la fonction *signe*.

III.2.1.5. Elimination du phénomène du chattering

La commande des systèmes à structure variable peut être commutée d'une valeur à une autre suivant le signe d'une fonction de commutation, avec une fréquence infinie. Cependant, dans les systèmes réels, il est impossible de réaliser une telle commutation de la commande pour des raisons technologiques telles que : l'hystérésis, la présence de retard, limitation des actionneurs...etc. [8].

La commande discontinue engendre des oscillations du vecteur d'état et de la commande à une fréquence finie. Ce phénomène est appelé « *le phénomène de broutement* » (chattering en anglais). Ce phénomène a plusieurs effets indésirables sur le comportement du système. Il peut :

- Exciter des dynamiques non modélisées
- Diminuer la précision
- Produire une grande perte d'énergie
- Créer une fatigue des parties mécaniques mobiles.

Plusieurs techniques ont alors été proposées pour réduire ou éliminer ce phénomène. Parmi les solutions ont été proposées tels que : le remplacement de la fonction discontinue par une fonction continue (par exemple : fonctions sat, smooth...) ou la fuzzification (la synthèse d'une commande Hybride par Mode Glissant Floue).

III.2.1.6. Structures de contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est la structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la « *commande équivalente* ». On s'intéresse dans notre étude par cette dernière structure [8,11].

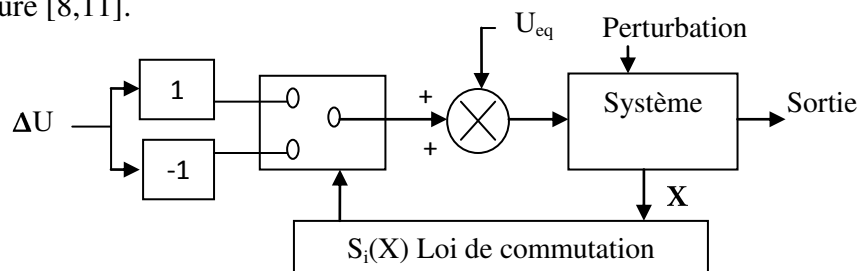


Figure III.5 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

III.2.2. Application de la commande sur le Quadrirotor

III.2.2.1. Démonstration : soit le sous système suivant pour la commande de l'angle de roulis :

$$\begin{cases} \dot{x}_{11} = x_{12} \\ \dot{x}_{12} = a_2 x_{12}^2 + a_1 x_{10} x_8 + a_3 \Omega_r x_{10} + b_1 u_2 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Le degré relatif $r_2 = 2$, pour cela nous choisissons la surface de glissement comme suit :

$$s_2 = \dot{e}_2 + \lambda_2 e_2 \quad (\text{III.13})$$

Avec $\lambda_2 > 0$, $e_2 = \varphi - \varphi_d = x_{11} - x_{11d}$, l'erreur entre l'angle de roulis φ et celle désirée et $\dot{e}_2$ sa dérivée, en utilisant la théorie de la commande par mode de glissement on trouve :

$$U_2 = U_{2eq} + U_{2attra} \quad (\text{III.14})$$

Soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(s_2) = \frac{1}{2} s_2^2 \quad (\text{III.15})$$

On présente ici une approche basée sur la fonction de Lyapunov. Le principe consiste à définir une fonction scalaire $V(s)$ positive pour chaque sortie y_i et construire une loi de commande afin que cette fonction décroît, et garantir ainsi la stabilité de la sortie et de système [8].

Si $\dot{V}(s_2) < 0$, alors $s_2 \dot{s}_2 < 0$, on peut dire alors que la condition nécessaire de glissement est vérifiée et la stabilité au sens de Lyapunov est garantie.

On a la dérivée temporelle de S_2 , tel que:

$$\begin{cases} \dot{s}_2 = -k_2 \text{sign}(s_2) - q_2 s_2 \\ \dot{s}_2 = \ddot{e}_2 + \lambda_2 \dot{e}_2 \end{cases} \quad \text{Avec : } k_2, q_2 > 0 \quad (\text{III.16})$$

Il en résulte :

$$\begin{aligned} \dot{s}_2 &= -k_2 \text{sign}(s_2) - q_2 s_2 \\ &= \ddot{e}_2 + \lambda_2 \dot{e}_2 = \dot{x}_{12} - \ddot{x}_{11d} + \lambda_2 (x_{12} - \dot{x}_{11d}) \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

Alors :

$$U_2 = \frac{1}{b_1} \left(-k_2 \text{sign}(s_2) - q_2 s_2 - a_2 x_{12}^2 - a_1 x_{10} x_8 - a_3 \Omega_r x_{10} + \ddot{x}_{11d} - \lambda_2 (x_{12} - \dot{x}_{11d}) \right) \quad (\text{III.18})$$

Par conséquent :

$$\begin{cases} U_{2eq} = \frac{1}{b_1} \left(-a_2 x_{12}^2 - a_1 x_{10} x_8 - a_3 \Omega_r x_{10} + \ddot{x}_{11d} - \lambda_2 (x_{12} - \dot{x}_{11d}) \right) \\ U_{2attra} = \frac{1}{b_1} \left(-k_2 \text{sign}(s_2) - q_2 s_2 \right) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

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.

U_x, U_y : Deux commandes virtuelles, pour la commande en translation suivant x et y et qui seront utilisées ensuite pour générer les consignes de rotation φ_d et θ_d suivant l'axe x et l'axe y et ceci pour atteindre la position désirée (x_d, y_d) .

$$\begin{cases} U_1 = \frac{m}{\cos x_{11} \cos x_9} \left(-k_1 \text{sign}(s_1) - q_1 s_1 - a_{11} x_6 + g + \ddot{x}_{5d} - \lambda_1 (x_6 - \dot{x}_{5d}) \right), \dots (\cos x_{11} \cos x_9 \neq 0) \\ U_3 = \frac{1}{b_2} \left(-k_3 \text{sign}(s_3) - q_3 s_3 - a_5 x_{10}^2 - a_4 x_8 x_{12} - a_6 \Omega_r x_{12} + \ddot{x}_{9d} - \lambda_3 (x_{10} - \dot{x}_{9d}) \right) \\ U_4 = \frac{1}{b_3} \left(-k_4 \text{sign}(s_4) - q_4 s_4 - a_8 x_8^2 - a_7 x_{10} x_{12} + \ddot{x}_{7d} - \lambda_4 (x_8 - \dot{x}_{7d}) \right) \\ U_x = \frac{m}{U_1} \left(-k_x \text{sign}(s_x) - q_x s_x - a_9 x_2 + \ddot{x}_{1d} - \lambda_x (x_2 - \dot{x}_{1d}) \right), \dots (U_1 \neq 0) \\ U_y = \frac{m}{U_1} \left(-k_y \text{sign}(s_y) - q_y s_y - a_{10} x_4 + \ddot{x}_{3d} - \lambda_y (x_4 - \dot{x}_{3d}) \right), \dots (U_1 \neq 0) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Avec : $(k_i, q_i) > 0$

Dont les erreurs de poursuite sont écrites sous la forme ci-dessous :

$$\begin{cases} e_1 = z - z_d = x_5 - x_{5d} \\ e_3 = \theta - \theta_d = x_9 - x_{9d} \\ e_4 = \psi - \psi_d = x_7 - x_{7d} \\ e_x = x - x_d = x_1 - x_{1d} \\ e_y = y - y_d = x_3 - x_{3d} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

La commande des angles de roulis et de tangage c'est une étape intermédiaire pour réaliser la commande en translation suivant l'axe x et l'axe y , les deux commandes u_x et u_y seront utilisées pour générer les angles désirés φ_d et θ_d .

D'après le modèle du système on a :

$$\begin{cases} u_x = (c \phi c \psi s \theta + s \phi s \psi) \\ u_y = (c \phi s \theta s \psi - s \phi c \psi) \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

À partir de l'équation (III.22), on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_d = \arcsin(u_x \sin(\psi_d) - u_y \cos(\psi_d)) \\ \theta_d = \arcsin((u_x \cos(\psi_d) + u_y \sin(\psi_d)) / \cos(\varphi_d)) \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

III.2.3. Simulations numériques

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation relatifs à l'application de la structure de commande mode de glissement développées ci-dessus à la commande du modèle dynamique du quadrirotor. Les valeurs des paramètres du modèle, utilisées dans les différentes

simulations sont celles données dans le tableau II.1. Les trajectoires de référence utilisées $[x_d, y_d, z_d, \psi_d]^T$. Avec l'état initial $X = [0; 0; 0; 0; 0; 0]^T$.

Avec : $\lambda_1 = 1; \lambda_2 = 1; \lambda_3 = 1; \lambda_4 = 1; \lambda_x = 1; \lambda_y = 1;$

ET $k_1 = 1; k_2 = 1; k_3 = 1; k_4 = 0.5; k_x = 0.1; k_y = 0.5$ / $q_1 = 10; q_2 = 2; q_3 = 2; q_4 = 0.5; q_x = 0.2; q_y = 0.5;$

Les résultats obtenus sont donnés par les figures III.6- III.11:

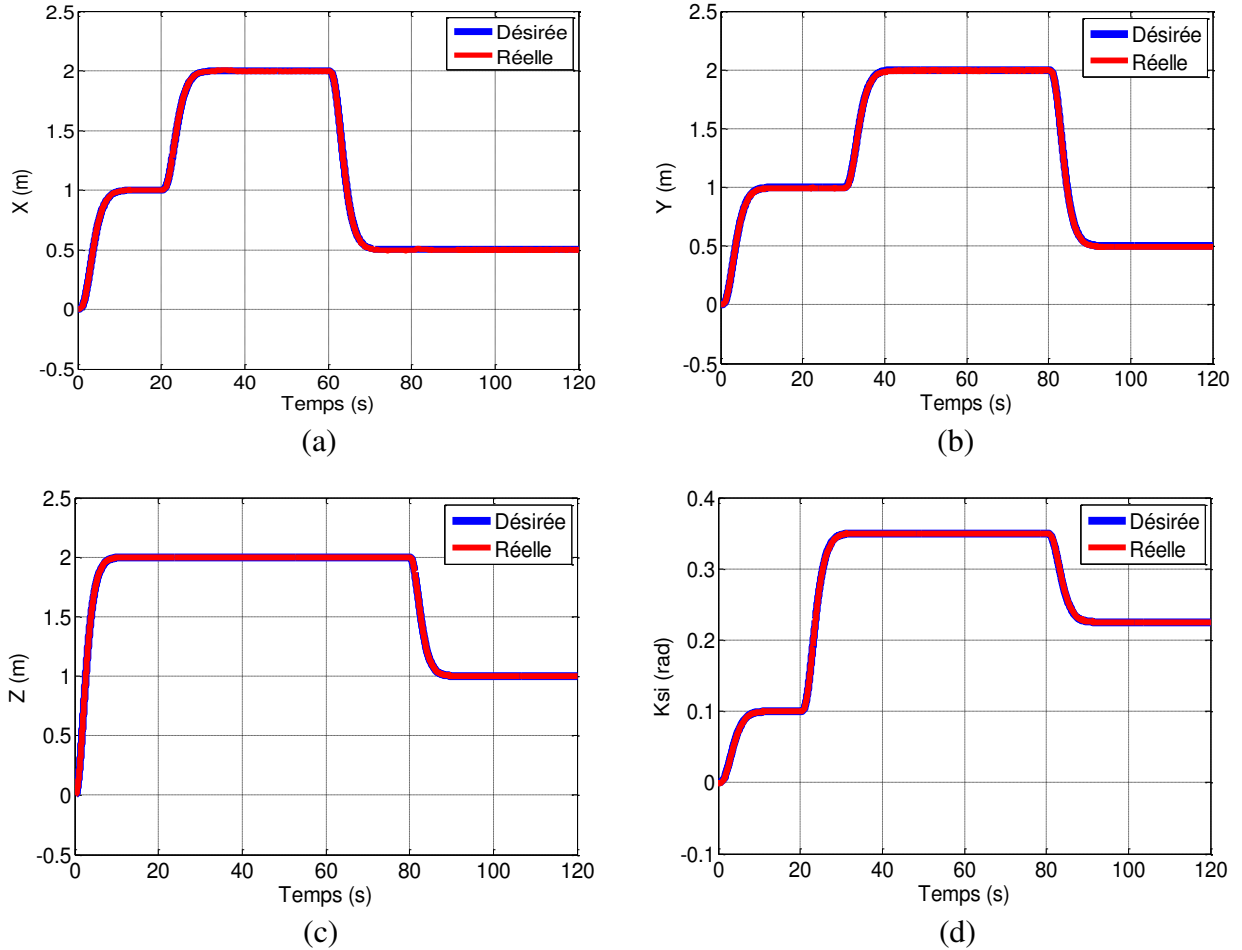


Figure III.6. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes (x_d, y_d, z_d, ψ_d)

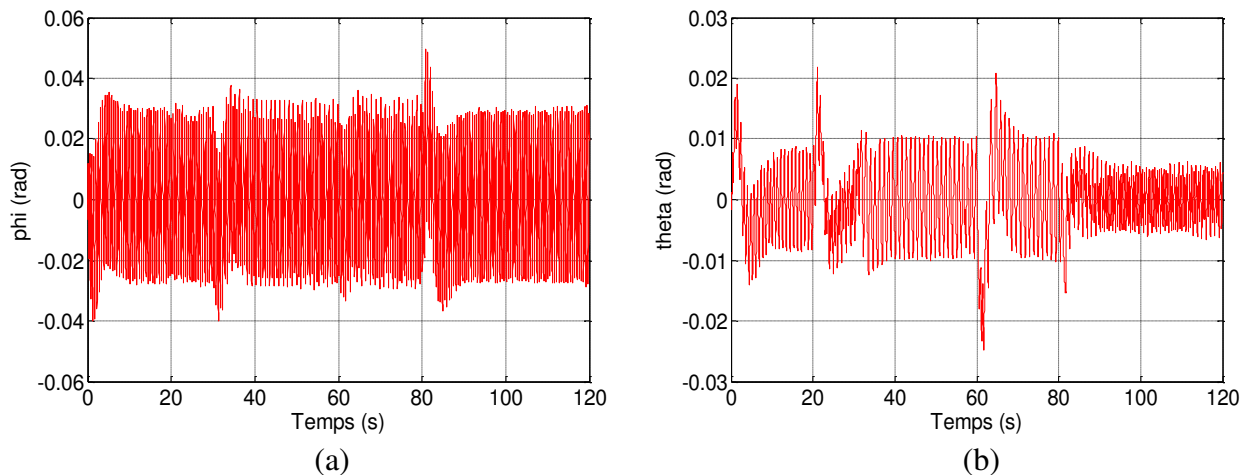


Figure III.7. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon (ϕ, θ)

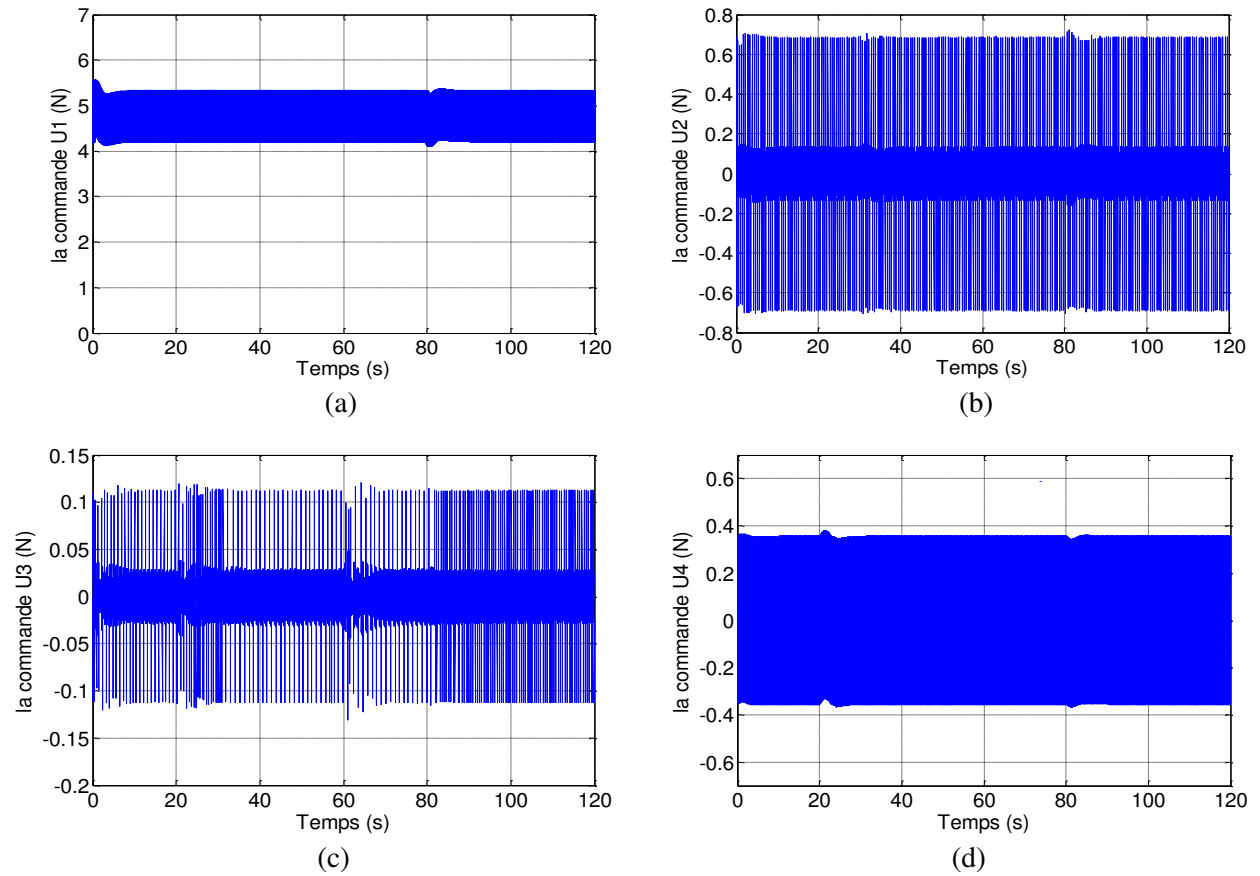


Figure III.8. Signaux de commande.

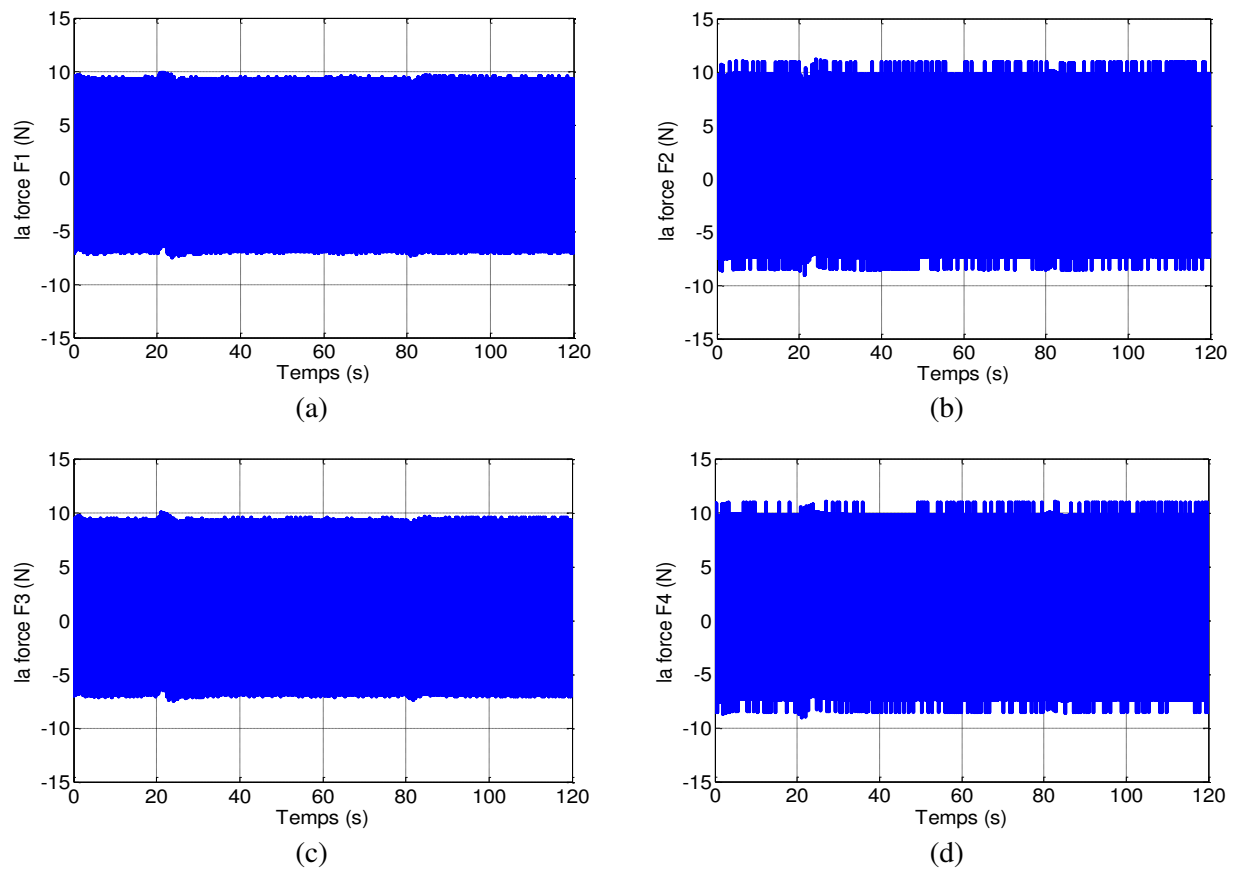


Figure III.9. Signaux de force.

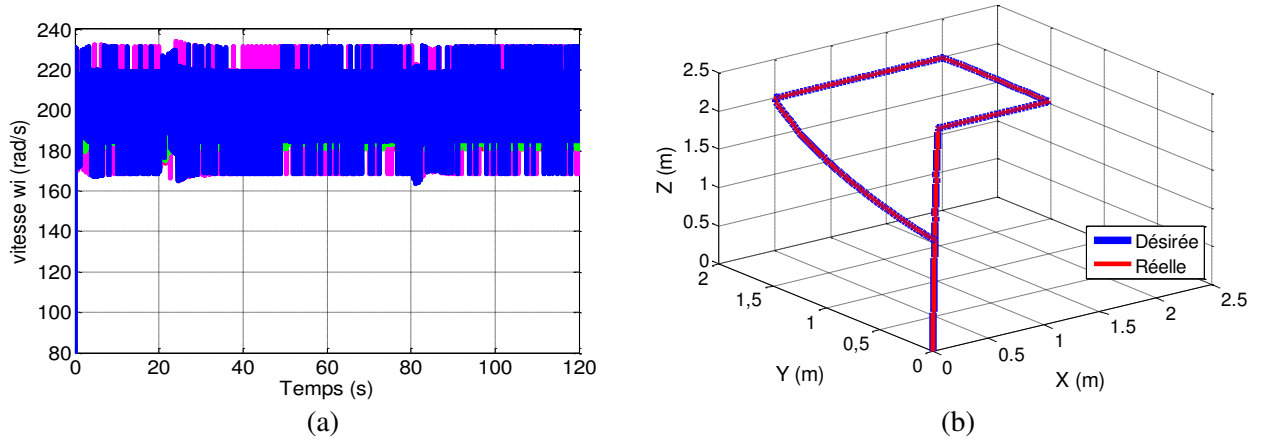
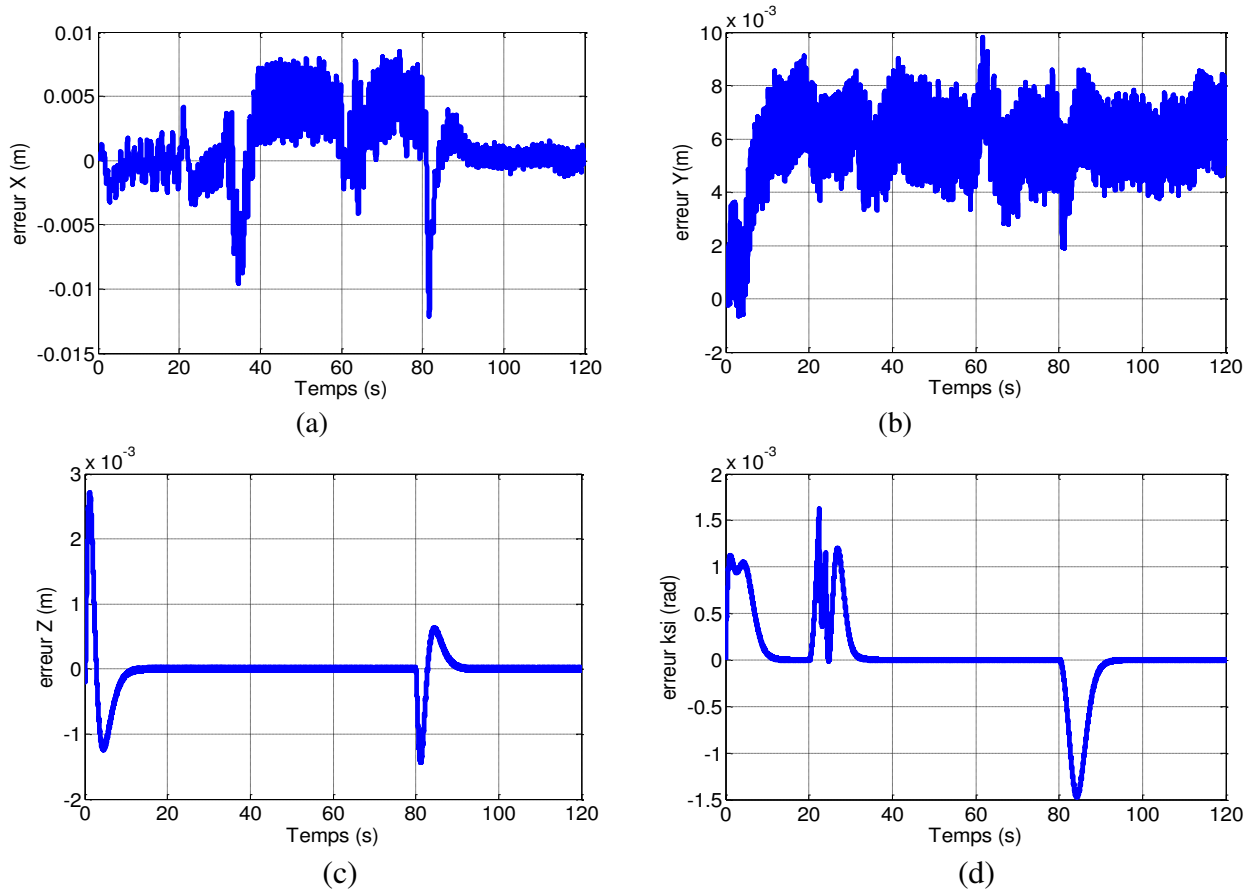


Figure III.10. (a) vitesse angulaire, (b) Trajectoire globale du quadrirotor en 3D

Figure III.11. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et l'angle ψ .

✓ Commentaires sur les résultats :

Nous avons obtenu une bonne stabilité et une bonne précision de poursuite des trajectoires de référence choisies (figure III.6- III.7), avec des erreurs minimale selon la figure III.11. Néanmoins, le phénomène de chattering est toujours présent dans les signaux de commande et les signaux de force comme le montre les figures III.8 et III.9 (consomme beaucoup d'énergie). Ce qui influe sur le comportement du système, pour surmonter le problème du chattering, on va utiliser un contrôleur flou.

III.3. La commande par mode floue glissante

L'application du contrôle par la logique floue pour l'hélicoptère à six degrés de liberté de type quadrirotor permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des études théoriques approfondies, mais elle souffre d'inconvénients entre autre, on énumère : le nombre de règles lorsque il est grand entraîne la complexité de l'analyse. Aussi le manque en outils théoriques se ressent lors de l'analyse des performances et de la stabilité pour le système à commander.

Dans ce cas, différents contrôleurs classiques peuvent être utilisés pour garantir les performances désirées. Néanmoins, certaines performances ne peuvent pas être garanties en présence de variations structurelles ou de perturbations externes. Il est alors nécessaire de synthétiser des commandes robustes vis à vis de ces perturbations. Dans cet article nous avons opté pour l'utilisation d'une approche hybride en combinant deux lois de commandes robustes : la commande par mode glissant (SMC) et la commande floue (FLC).

La commande SMC a été utilisée en raison de sa robustesse vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes. Cependant, la présence de la fonction signe dans la loi de commande provoque un phénomène de broutement (chattering) qui peut exciter les hautes fréquences jusqu'à endommager le système. Pour remédier à cet inconvénient, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. Dans, les auteurs ont introduit une bande de transition autour de la surface de glissement. Néanmoins, il faut trouver un compromis entre les performances de poursuite et la largeur de cette bande.

Afin de garder la robustesse du mode glissant et d'éliminer le phénomène de broutement, sans pour autant détériorer les performances du système plusieurs approches dites « hybrides » ont été développées. Ces approches concernent la combinaison de différentes techniques de commandes pour obtenir les meilleures performances. Lin & Chen utilisent des algorithmes génétiques pour optimiser la combinaison SMC et FLC et réduire ainsi le phénomène de "chattering" dans le système. Dans et les auteurs combinent une commande par mode glissant et une autre de type H^∞ pour améliorer les performances de poursuite de leur système.

Dans ce travail, nous proposons un nouveau schéma de commande « hybrides » et robuste appliquée à Quadrirotor. Il s'agit d'utiliser un superviseur flou permettant la commutation graduelle entre deux lois de commande : la première par mode glissant qui agit essentiellement durant le régime transitoire, et la seconde par logique floue active durant le régime permanent [91].

III.3.1.Synthèse de la commande hybride

III.3.1.1. Commande par mode glissant

L'objectif de cette loi de commande est de contraindre les trajectoires de l'état du système à atteindre la surface de glissement et à y rester. En d'autres termes, la commande doit rendre la surface de glissement localement attractive et par conséquent, garantir la stabilité de $S(x,t) = 0$. Comme cela a déjà été le cas au second chapitre, l'analyse de la stabilité d'un état d'équilibre peut être réalisée par l'étude du signe d'une fonction de Lyapunov V et de sa dérivée temporelle $\dot{V}$. En effet si, $\forall x \neq 0, V(x) > 0$ et $\dot{V}(x) < 0$, alors le système étudié sera stable.

On définit la surface de glissement par $S = \dot{e} + \lambda e$, où λ est une constante positive donnée.

Pour assurer la stabilité et la robustesse du système bouclé, on considère la loi de commande SMC suivante :

$$u = -\frac{1}{g(x)} \left(f(x) - \dot{x}_{ref}^{(n-1)} + \sum_{i=0}^{n-2} \lambda_i e^{(i+1)} + k_i \text{sign}(s_i) + q_i s_i \right) \quad (\text{II.24})$$

Où $f(x)$ et $g(x)$ sont les fonctions continues de système $\dot{x} = f(x) + g(x)u$, n : degré relatif.

Le terme qs permet d'assurer une convergence asymptotique du système vers la surface de glissement.

Les lois de commande assurant la stabilité au sens de Lyapunov se présentent comme suit [83]:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{smc1} = \frac{m}{\cos x_{11} \cos x_9} \left(-k_1 \text{sign}(s_1) - q_1 s_1 - a_{11} x_6 + g + \ddot{x}_{5d} - \lambda_1 (x_6 - \dot{x}_{5d}) \right), \dots (\cos x_{11} \cos x_9 \neq 0) \\ U_{smc2} = \frac{1}{b_1} \left(-k_2 \text{sign}(s_2) - q_2 s_2 - a_2 x_{12}^2 - a_1 x_{10} x_8 - a_3 \Omega_r x_{10} + \ddot{x}_{11d} - \lambda_2 (x_{12} - \dot{x}_{11d}) \right) \\ U_{smc3} = \frac{1}{b_2} \left(-k_3 \text{sign}(s_3) - q_3 s_3 - a_5 x_{10}^2 - a_4 x_8 x_{12} - a_6 \Omega_r x_{12} + \ddot{x}_{9d} - \lambda_3 (x_{10} - \dot{x}_{9d}) \right) \\ U_{smc4} = \frac{1}{b_3} \left(-k_4 \text{sign}(s_4) - q_4 s_4 - a_8 x_8^2 - a_7 x_{10} x_{12} + \ddot{x}_{7d} - \lambda_4 (x_8 - \dot{x}_{7d}) \right) \\ U_{smcx} = \frac{m}{U_1} \left(-k_x \text{sign}(s_x) - q_x s_x - a_9 x_2 + \ddot{x}_{1d} - \lambda_x (x_2 - \dot{x}_{1d}) \right), \dots (U_1 \neq 0) \\ U_{smcy} = \frac{m}{U_1} \left(-k_y \text{sign}(s_y) - q_y s_y - a_{10} x_4 + \ddot{x}_{3d} - \lambda_y (x_4 - \dot{x}_{3d}) \right), \dots (U_1 \neq 0) \end{array} \right. \quad (\text{II.25})$$

avec $(k_i, q_i) > 0$; SMC Sliding Mode Control.

Il est évident que ce type de commande est robuste vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes. Néanmoins la mise en œuvre dans de ce type de contrôleur pour des systèmes ayant des modèles mathématiques complexes reste une tâche difficile. Pour cela on propose une approche qui contourne le problème de la modélisation mathématique du système et qui assure une commande plus lisse et moins contraignante pour le système.

III.3.1.2. Commande par Logique Floue de Type Takagi-Sugeno

La logique floue permet d'exploiter les informations linguistiques émanant de l'expert humain décrivant le comportement dynamique du système autour de certains points de fonctionnement. Ces informations peuvent être reformulées sous forme d'une collection de règles floues Si-Alors [92].

Actuellement la commande floue est très répandue et trouve son application dans tous les domaines. Ceci s'explique fondamentalement par la difficulté de modélisation des systèmes réels de plus en plus sophistiqués et l'incapacité des commandes classiques à leurs assurer de bonnes performances.

La commande floue est simple à réaliser, flexible, sans faire appel à des développements mathématiques complexes et donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus ou à une installation particulière.

Les règles sont faciles à comprendre et à modifier puisqu'elles sont exprimées par des termes de la langue naturelle. Le développement d'un régulateur flou est économique, d'autant plus qu'il existe des logiciels d'application et de plus en plus des composants spécialisés.

Enfin, un contrôleur flou bénéficie d'un aspect d'adaptabilité, de robustesse et de stabilité et plusieurs études et réalisations industrielles ont montré que ce dernier peut donner des meilleurs résultats que les régulateurs classiques [90].

A. Principe d'un contrôleur flou

Un contrôleur flou est un système à base de connaissances particulier, utilisant un raisonnement en profondeur limité, dans une procédure de chaînage avant règles (activation des règles par les prémisses) [90].

On peut distinguer plusieurs étapes dans le traitement des règles. Un schéma représentatif peut être le suivant :

Les variables caractéristiques du système à commander et les consignes définissent les variables d'entrée du contrôleur flou. Les variables caractéristiques sont en général, les grandeurs de sortie du processus et, le cas échéant, d'autres mesures déterminantes pour saisir l'évolution dynamique du processus. Les variables de sortie du contrôleur flou sont les commandes à appliquer au processus. La base de connaissances est composée d'une base de données et d'une base de règles.

- La base de données regroupe :
 - ✓ Les ensembles flous associés aux variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou (la représentation de variables linguistiques), les fonctions d'appartenance qui décrivent le degré d'appartenance de grandeurs physiques (vitesse, courant, température) à un ensemble flou (faible, élevé, chaud) ;
 - ✓ Les facteurs d'échelle (gains) en entrée (normalisation) et en sortie (dé normalisation).

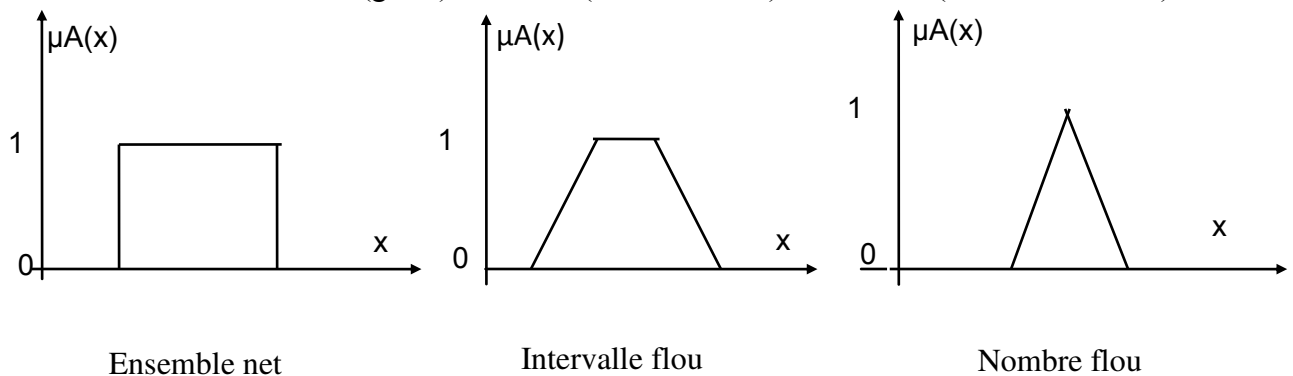


Figure III.12. Exemples de fonctions d'appartenance

- La base de règle contient des règles de la forme :

$$\text{« Si } X_1 \text{ est } A_1 \text{ et } X_2 \text{ est } A_2 \dots \text{et } X_n \text{ est } A_n \text{ Alors } Y \text{ est } B \text{ »} \quad (\text{III.26})$$

Où $X_1, X_2, \dots, X_n$ et Y sont des grandeurs physiques caractéristiques du système et du problème de commande. $A_1, A_2, \dots, A_n$ et B sont des labels linguistiques.

Suivant la nature de B on parlera de :

- ✓ Règles à conclusion symbolique (contrôleur de type Mamdani) : B est une valeur linguistique. Exemple :

Si l'erreur est « Négatif Moyen » **et** la variation de l'erreur est « Positif Petit » **Alors** la commande est « Négatif Petit ».

- ✓ Règles à conclusion algébrique (contrôleur de Sugeno) : B est une valeur numérique (singleton) ou une équation mathématique bien précise (non floue). Exemple :

Si l'erreur est « Négatif Moyen » **et** la variation de l'erreur est « Positif Petit » **Alors** la commande est -0.3. Lorsque B est une valeur numérique on parle de règles de Takagi-Sugeno « d'ordre zéro », sinon, de règles à conclusion polynomiale.

On distingue classiquement trois parties dans la structure d'un contrôleur flou : la fuzzification, le mécanisme de décision et la défuzzification.

- La fuzzification est l'étape qui permet de transformer une grandeur mesurée sur le processus en un ensemble flou.
- Le mécanisme de décision permet de calculer les ensembles flous associés à la commande.
- La défuzzification est l'étape qui permet de transformer l'ensemble flou, obtenu par le calcul précédent, en une grandeur de commande à appliquer au processus.

Les opérations de normalisation et de dénormalisation sont des étapes optionnelles [90].

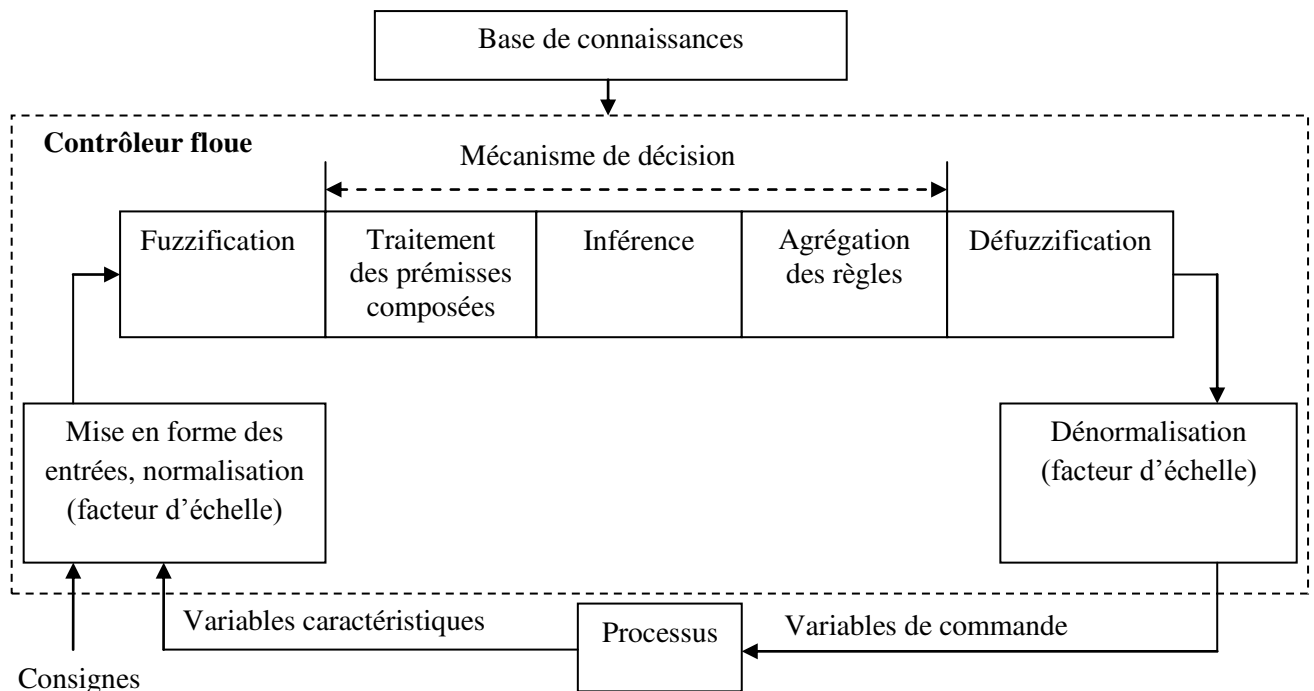


Figure III.13. Structure de base d'un contrôleur flou [90].

- **Mise en forme des entrées, normalisation**

Cette première étape permet le traitement des variables d'entrée du contrôleur flou, par exemple, calcul de l'erreur et des variations d'erreurs. L'utilisation de domaines normalisés (univers de discours compris entre -1 et 1) nécessite une transformation d'échelle transformant les grandeurs physiques des entrées en des valeurs normalisées appartenant à l'intervalle $[-1,1]$.

- **Fuzzification**

C'est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables.

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance (triangulaires, trapézoïdales, exponentielles, gaussiennes,...) est arbitraire. Les formes triangulaires facilitent la programmation ce qui explique qu'elles soient le plus fréquemment utilisées. Quant au nombre de fonctions d'appartenance, il est généralement impair car elles se répartissent autour de zéro.

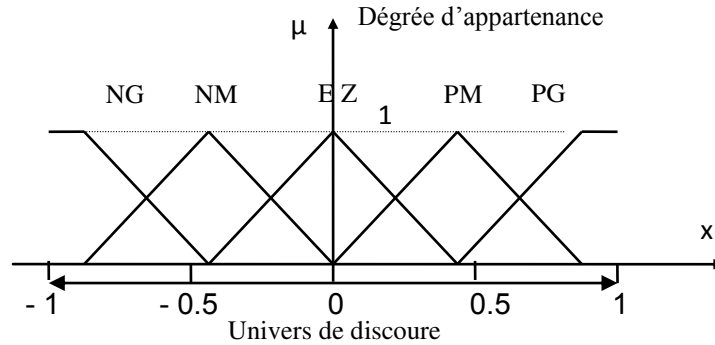


Figure III.14. Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance.

- **Traitement des prémisses composées**

En général, les prémisses des règles vont comporter plusieurs clauses liées par des connecteurs « ET », « OU » et « NON ». Dans la pratique, pour les opérations de conjonction et de disjonction, on a souvent recours, parmi les normes et conformes triangulaires, aux opérateurs *min* et *max*. Quant à la négation A^c d'un ensemble flou A , elle est caractérisée par :

$$\mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{II.27})$$

- **Inférence floue**

Elle repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication permettant d'évaluer le degré de vérité d'une règle R de la forme « Si X est A Alors Y est B ».

En d'autres termes, cet opérateur quantifie la force de la liaison entre la prémisse et la conclusion de la règle.

Les opérateurs les plus courants en commande sont de type conjonctif :

L'implication de Mamdani (1974) :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{II.28})$$

L'implication de Larsen (1980) :

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \quad (\text{II.29})$$

- **Agrégation des règles**

Selon le type de l'implication, classique ou conjonctive, l'opérateur utilisé pour agréger les règles est de type conjonctif ou disjonctif. Ainsi, en commande, l'implication étant généralement de type conjonctif, cela revient à considérer que les règles sont liées par un opérateur OU. En pratique, on utilise l'opérateur *max* :

$$\mu_{B'}(y) = \max_{i=1, \dots, N} (\mu_{B_i'}(y)) \quad (\text{II.30})$$

• Défuzzification

La défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise. Là aussi il existe plusieurs méthodes [90], parmi lesquelles :

- La méthode du centre de gravité.
- La méthode de la valeur maximum.
- La méthode de la moyenne des maximums.

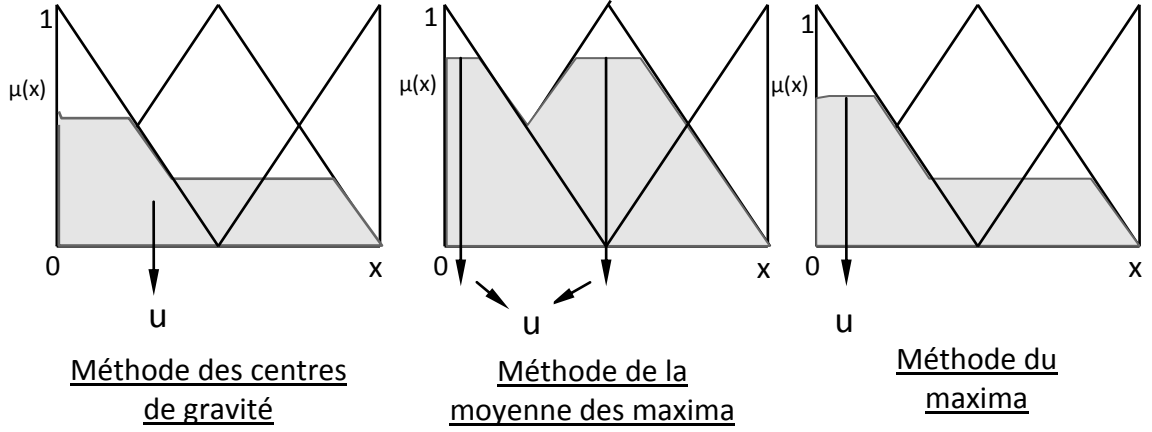


Figure III.15.Principe des différentes méthodes de défuzzification.

La méthode la plus utilisée dans les contrôleurs flous c'est Le centre de gravité. Le centre de gravité permet d'exprimer analytiquement la sortie du système flou et de simplifier sa mise en œuvre [89].

• Dé normalisation

Cette dernière étape transforme les valeurs normalisées des variables de commande en des valeurs appartenant à leur domaine physique respectif. [89]

B. Synthèse d'un Contrôleur floue pour le Quadrirotor

Dans le cas du drone Quadrirotor, le contrôleur flou aura l'erreur e et sa dérivée $\dot{e}$ comme entrées et la commande U_{FLC} comme sortie. Ainsi, la $j^{ème}$ règle floue est donnée par :

SI e est E_0^j **ET** $\dot{e}$ est E_1^j **ALORS** $U_{FLC} = C_j(e, \dot{e})$.

Avec E_0^j , E_1^j les ensembles flous correspondants à e et $\dot{e}$ respectivement, et C_j un singleton.

En utilisant le produit comme moteur d'inférence, et le centre de gravité pour la défuzzification, la sortie du système flou peut être écrite sous la forme suivante :

$$U_{FLC} = \frac{\sum_{j=1}^N C_j(e, \dot{e}) \prod_{i=0}^1 \mu_i^j(e^{(i)})}{\sum_{j=1}^N \prod_{i=0}^1 \mu_i^j(e^{(i)})} \quad (II.31)$$

Où N est le nombre de règles floues utilisées et $\mu_i^j(e^{(i)})$ le degré d'appartenance de $e^{(i)}$ à E_i^j .

L'avantage principal de ce type de systèmes flous en plus de la nature numérique de la partie conclusion, réside dans la possibilité de réécrire leur sortie sous forme d'une combinaison des entrées [91]. Ainsi l'équation (II.31) peut être donnée par :

$$U_{FLC} = f_1(e, \dot{e})e + f_2(e, \dot{e})\dot{e} \quad (\text{II.32})$$

avec f_1 , f_2 deux fonctions bornées données par

$$f_1(e, \dot{e}) = \frac{U_{FLC}}{2e}, \quad f_2(e, \dot{e}) = \frac{U_{FLC}}{2\dot{e}}$$

Par ailleurs le choix des ensembles flous répartis uniformément sur l'univers de discours de chaque variable permet d'éviter les redondances dans la base de règles. D'autre part, les performances peuvent être sensiblement améliorées par l'augmentation du nombre d'ensembles flous définies pour chaque entrée.

Cette approche floue permet de contourner le problème de la modélisation, assure une commande plus lisse et modélise les connaissances de l'expert humain qui sont généralement difficile à modéliser mais reste moins robuste aux incertitudes paramétriques et avec une dynamique de départ beaucoup plus lente que l'approche présentée précédemment. Ainsi nous proposons une commande dite hybride qui combine les deux approches d'une façon complémentaire pour bénéficier des performances assurées par chacune [93].

III.3.1.3. Mise en œuvre de la commande hybride

Afin de garantir la robustesse du système en boucle fermée et une réponse dynamique rapide avec les meilleures performances possibles, nous proposons d'utiliser la combinaison des deux contrôleurs précédemment définis, le mode glissant durant le régime transitoire, et celui à base de logique floue lors du régime permanent. La première commande assure la convergence du système vers son régime permanent avec insensibilité aux perturbations externe et structurelle et une dynamique rapide. Tandis que la seconde prend le relais régime permanent afin d'assurer une commande plus lisse et une erreur statique pratiquement nulle.

Pour éviter un passage brusque d'un contrôleur à l'autre, nous utiliserons une commutation graduelle de la forme suivante :

$$U = \alpha U_{FLC} + (1 - \alpha) U_{SMC} \quad (\text{II.33})$$

Où α est un facteur de pondération généré par un superviseur flou ayant pour entrées l'erreur de poursuite et ses dérivées successives. La base de règles de ce dernier est construite de telle sorte que la sortie prenne "la valeur 0" quand le système est loin de la trajectoire désirée, et "la valeur 1" quand l'erreur de poursuite et ses dérivées convergent vers zéro [93]. La structure de l'approche proposée est illustrée par le schéma de la figure (III.16). Les trois blocs *SMC*, *FLC* et le superviseur flou ont comme entrées l'erreur en position et sa dérivée et U_{SMC} , U_{FLC} , α comme sorties respectives. La commande limitée par un bloc de saturation à la sortie pour améliorer la réponse du système au régime permanent [93].

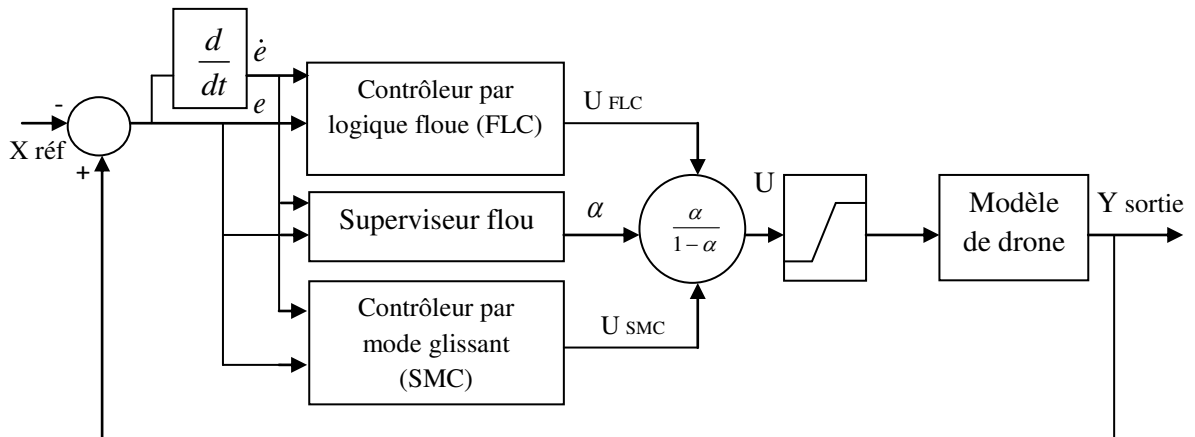


Figure III.16. Structure de la commande hybride FLC/SMC

III.3.2. Application de la commande hybride sur le Quadrirotor

Pour synthétiser le contrôleur flou, on a divisé l'univers de discours de l'erreur et sa dérivée en trois ensembles : N, Z, P. Ainsi, en utilisant toutes les combinaisons possibles, 9 règles floues ont été générées pour trois singletons au niveau de la partie conséquence comme montré sur le tableau (III.1). En suivant ce même développement, on construit le système flou superviseur. En analysant la table de règles (9 règles), on remarque une symétrie dans l'espace d'état. Ainsi, pour réduire le temps de calcul et simplifier la structure du superviseur, seules les valeurs absolues des entrées ont été considérées. Ceci permet de réduire la base de règles à seulement neuf composantes comme illustré par le tableau (III. 2).

Tableau III.1. Matrice d'inférence du contrôleur flou

$\dot{e} \setminus e$	N	Z	P
P	Z	P	P
Z	N	Z	P
N	N	N	P

avec

N : Négative.

Z : Zéro.

P : Positive.

Le contrôleur par la logique floue se fait par la stratégie suivante :

« Si l'erreur **est** négative **et** dérivée l'erreur **est** négative **alors** la sortie du système est poussée vers la direction négative ».

Tableau III.2. Matrice d'inférence du superviseur flou

$ \dot{e} \setminus e $	Z	M	G
Z	TG	G	M
M	M	Z	Z
G	Z	Z	Z

Le contrôleur flou ayant une entrée e de trois fonctions d'appartenance et deuxième entrée de trois fonctions d'appartenance (forme triangulaire) et une sortie μ_n de trois fonctions d'appartenance (forme singletons) qui sont représentées dans la figure III.17.

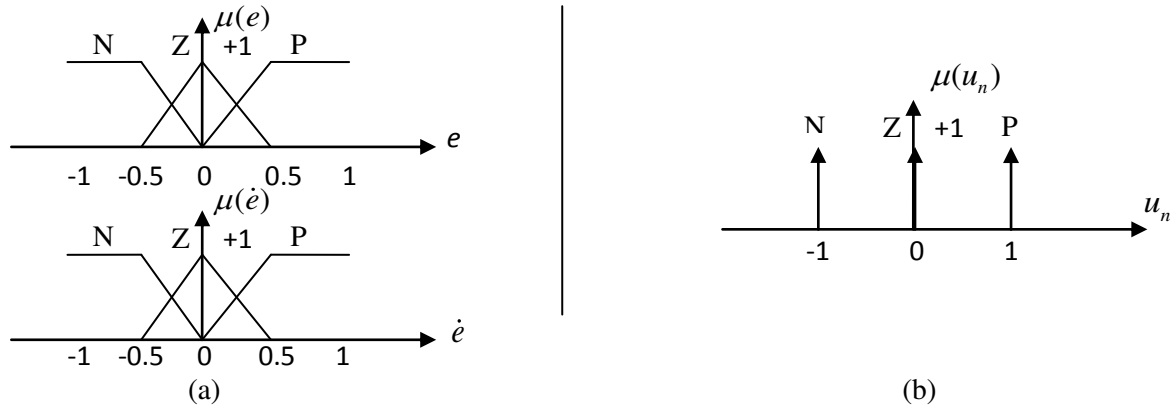


Figure III.17. Fonctions d'appartenance : (a) l'entrée e et de , (b) la sortie u_n .

- On présenter le schéma bloc pour expliquer la stratégie de commande hybride floue glissante voir la figure III.19 :

Il ya 6 contrôleurs flous **FLC** de la même structure (3 contrôleur de position et 3 contrôleur d'orientation) ont 9 règles, un minimum de règles est utilisé afin de réduire le temps de calcul.les blocks de fuzzification à l'entrée (l'erreur et sa dérivée) Ils sont de type Takagi-Sugeno avec le centre de gravité comme méthode de déffuzification.

Il ya 6 superviseur flou :

Deux superviseurs flous pour superviser les commandes $(u_{flcx}, u_{smcx} \text{ et } u_{flcy}, u_{smcy})$. les deux commandes u_x et u_y résultant de cette supervision seront utilisées pour générer les angles désirés (φ_d, θ_d) .

Remarque : La commande des angles de roulis et de tangage c'est une étape intermédiaire pour réaliser la commande en translation suivant l'axe x et l'axes y .

On a les angles désirée comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_d = \arcsin(u_x \sin(\psi_d) - u_y \cos(\psi_d)) \\ \theta_d = \arcsin((u_x \cos(\psi_d) + u_y \sin(\psi_d)) / \cos(\varphi_d)) \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

avec

FLC/SMC (Fuzzy Logic Control / Sliding Mode Control): la commande hybride glissant flou.

Quatre superviseurs flous pour superviser les commandes $(u_{flc1}, u_{smc1} \text{ et } u_{flc2}, u_{smc2} \text{ et } u_{flc3}, u_{smc3} \text{ et } u_{flc4}, u_{smc4})$. Les commandes (u_1, u_2, u_3, u_4) résultant de cette supervision seront utilisées pour commander le système dynamique du Quadrirotor.

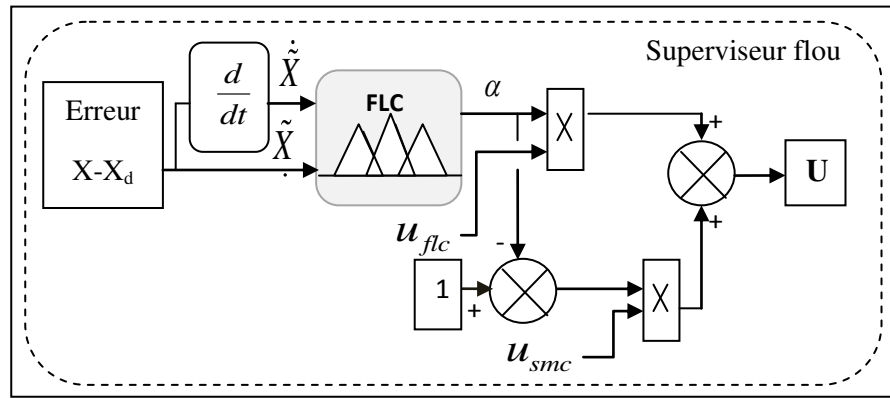


Figure III.18. Structure de superviseur flou

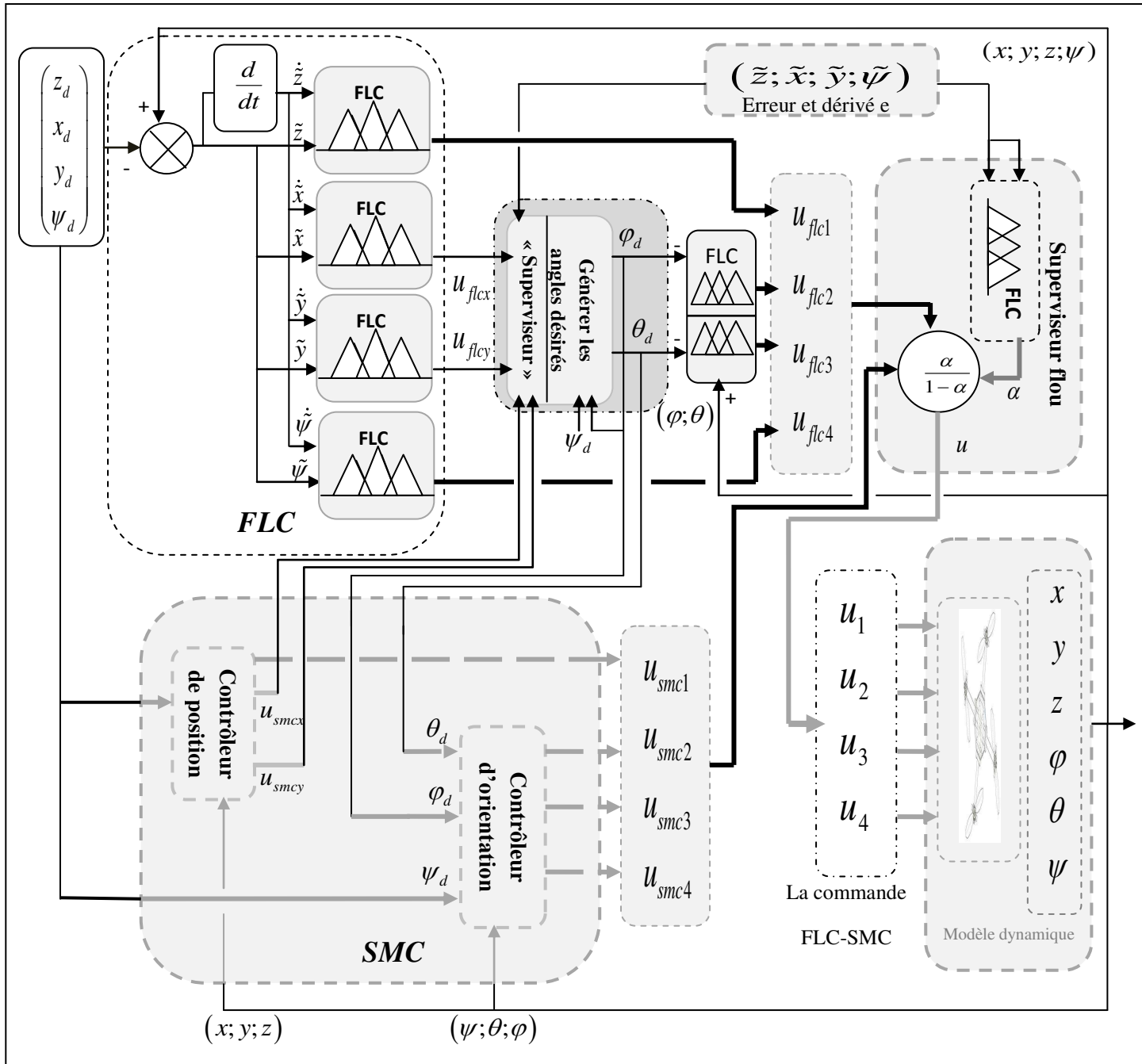


Figure III.19. Schéma bloc de la commande par mode glissant flou appliquée sur le quadrirotor.

III.3.3. Simulations numériques

Afin de valider notre approche nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulations pour un Quadrirotor.

Nous utilisons les mêmes valeurs des paramètres du modèle (tableau II.1) et les conditions initiales (pour **SMC**) utilisées dans les simulations précédentes. Les valeurs du gain (pour **FLC**) normalisation et dé normalisation entre [-1 1].

Les résultats de simulation obtenus de l'application de la commande floue glissante sont donnés par les figures III.20- III.26:

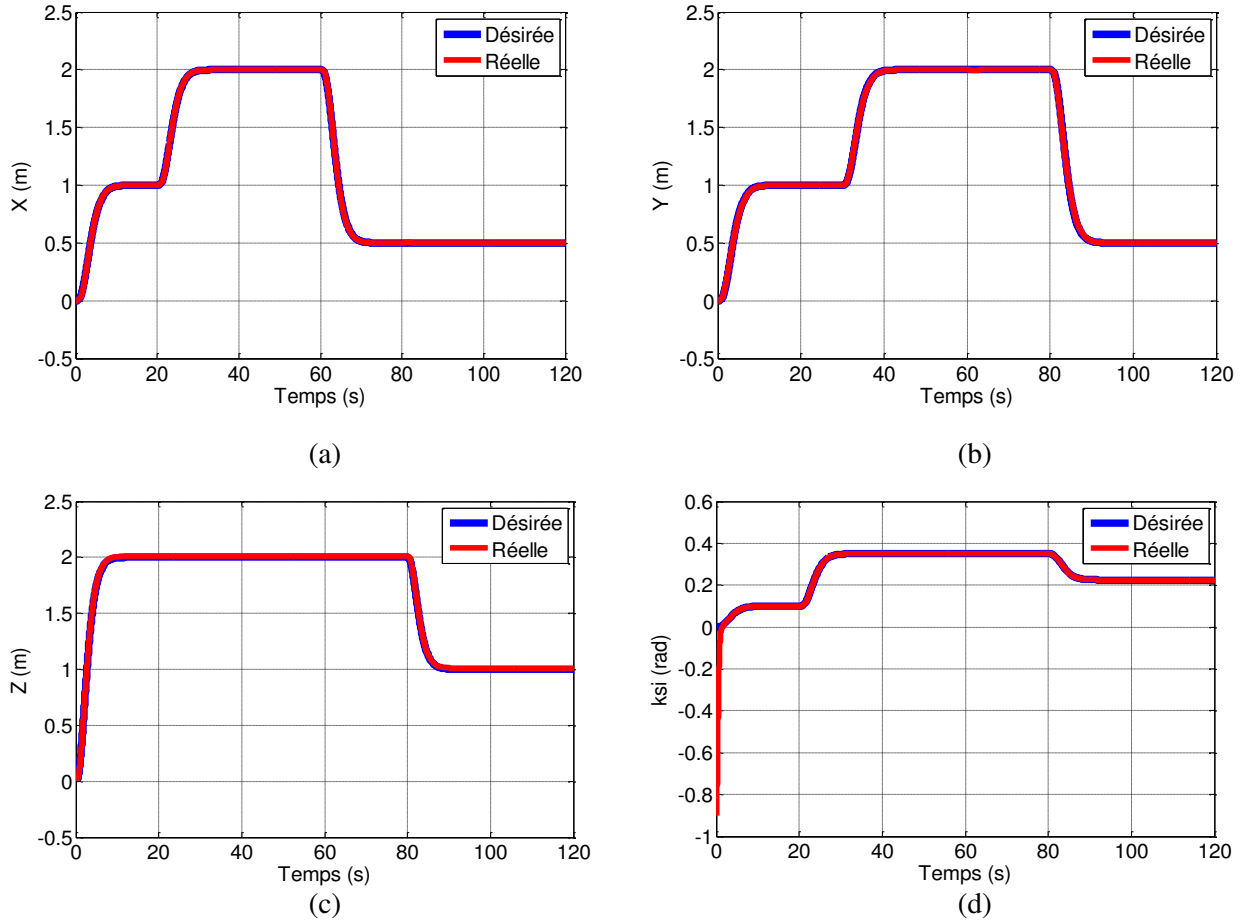


Figure III.20. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes (x_d, y_d, z_d, ψ_d)

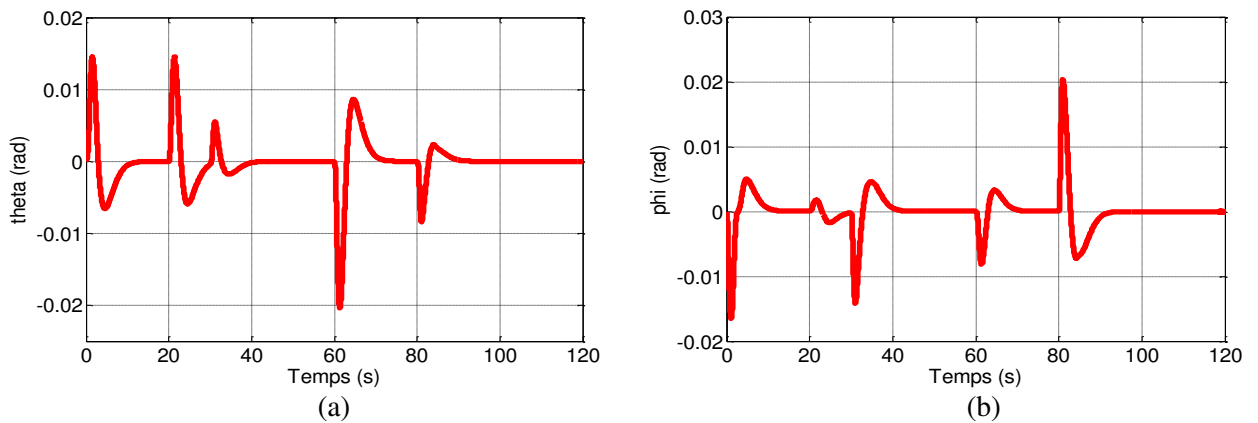


Figure III.21. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon (φ, θ)

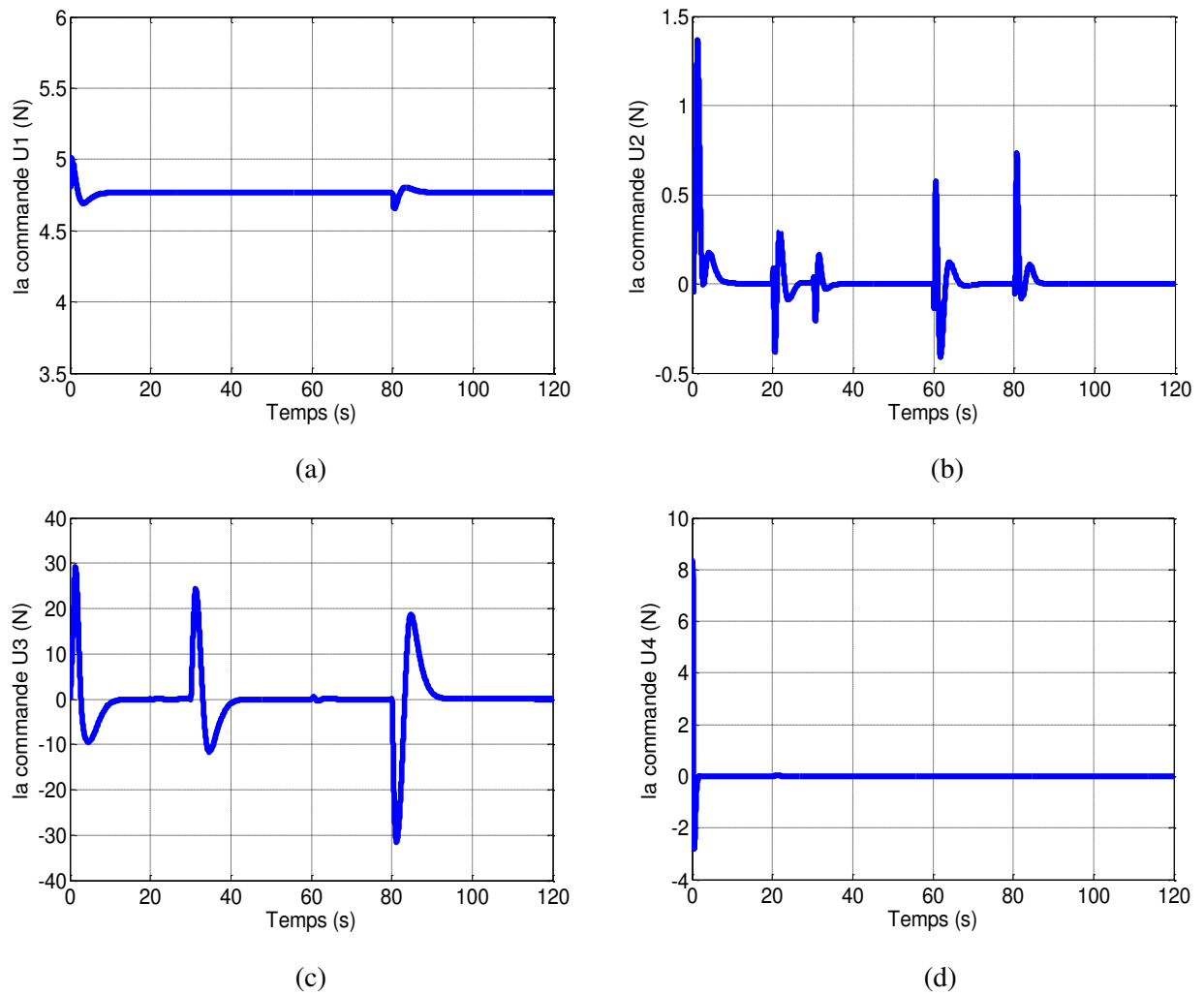
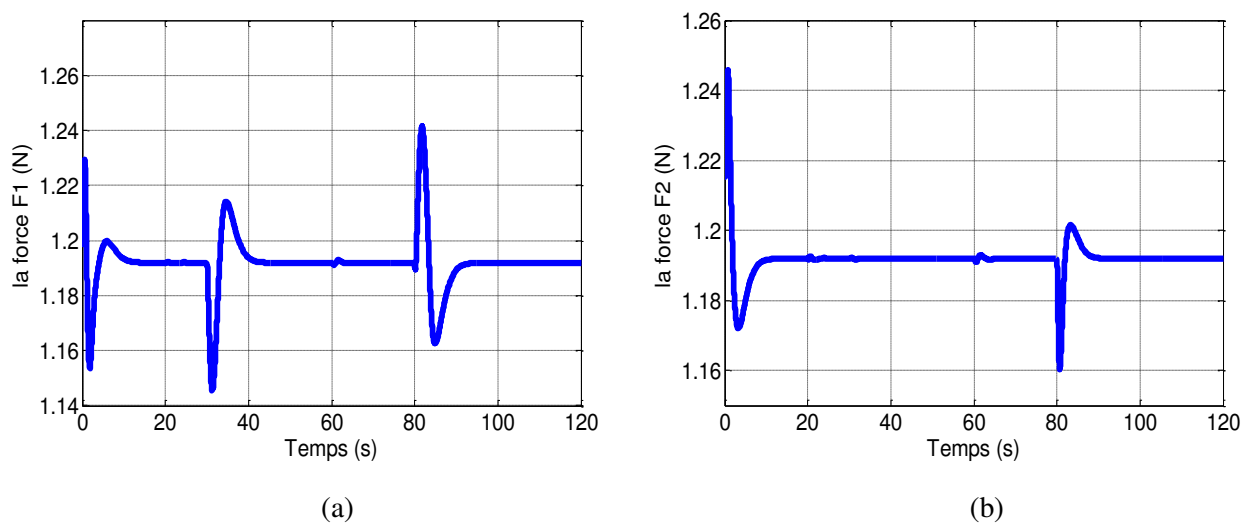
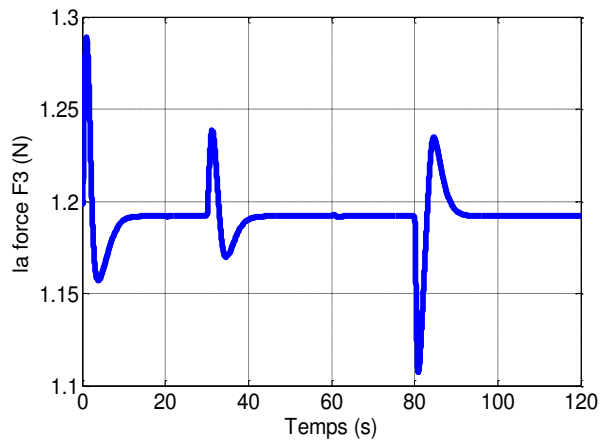
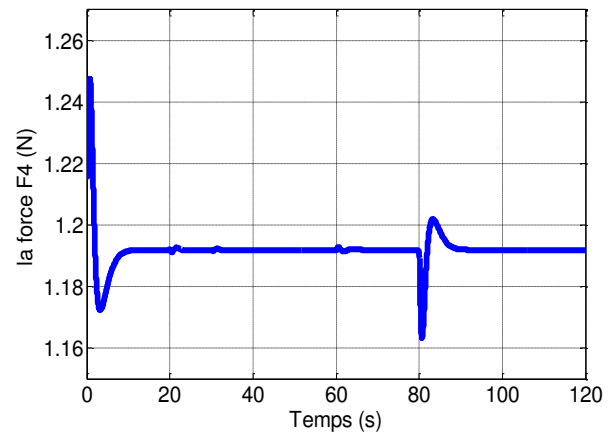


Figure III.22. Signaux de commande.



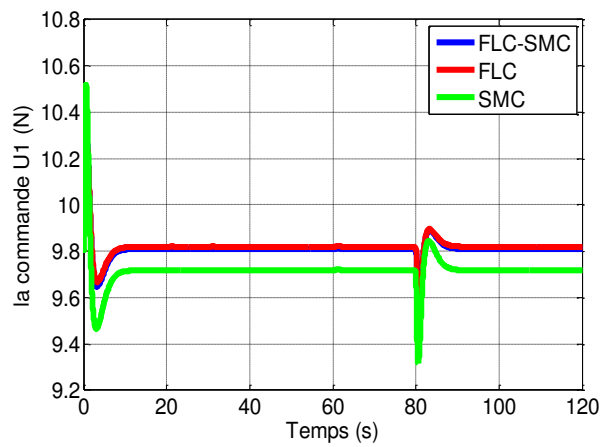


(c)

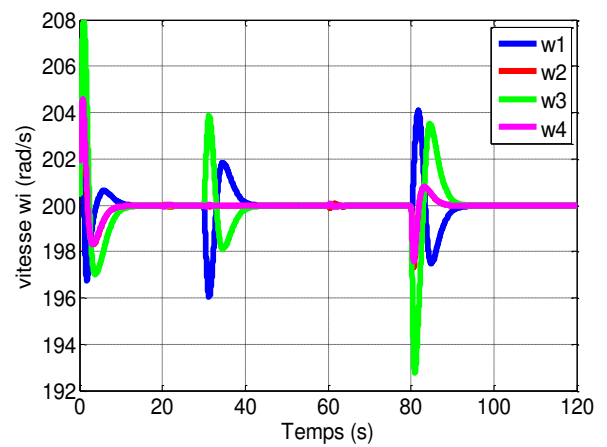


(d)

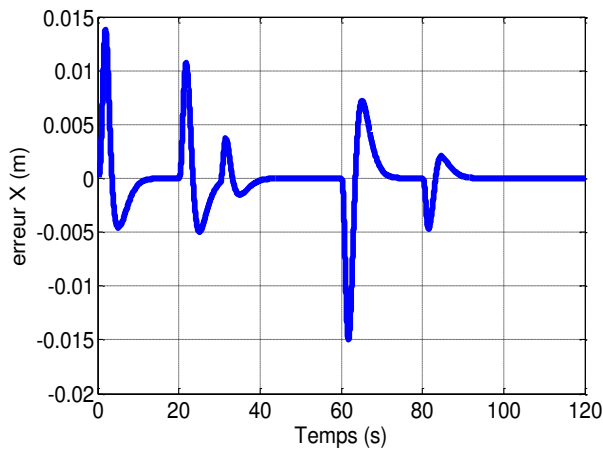
Figure III.23. Signaux de force.



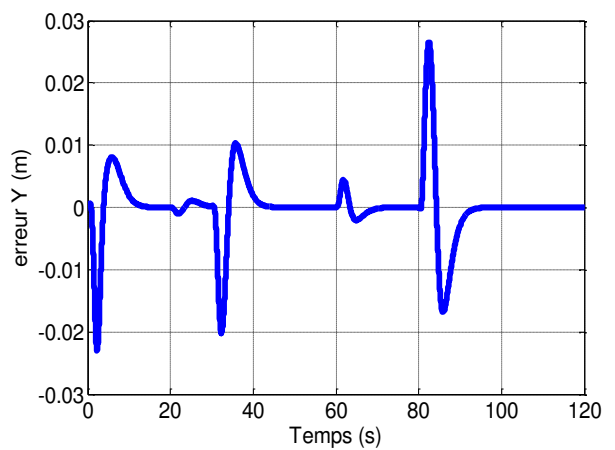
(a)



(b)

Figure III.24. (a) signal de commande U_1 (SMC, SMC-FLC, FLC), (b) Vitesses angulaires des quatre rotors.

(a)



(b)

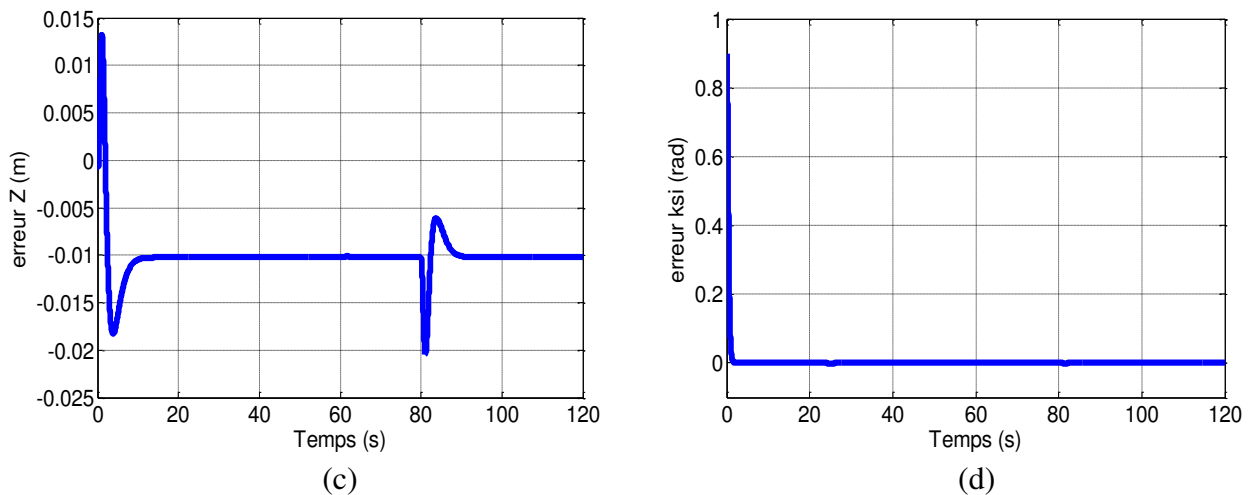
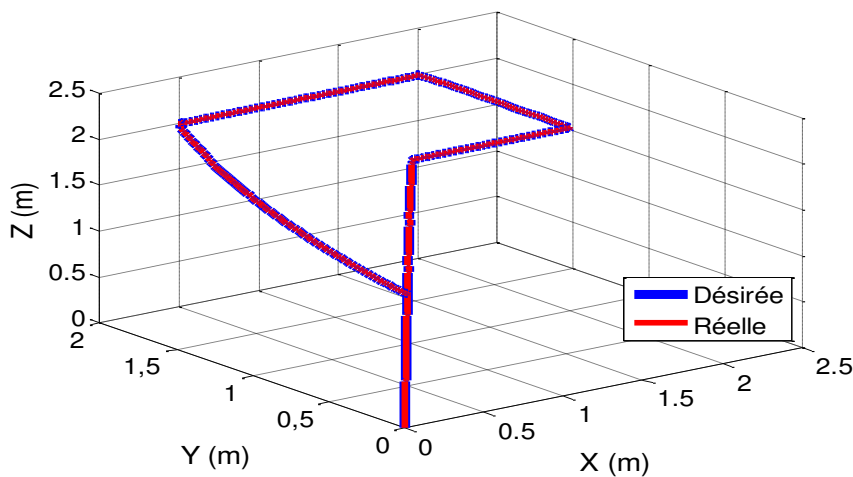
Figure III.25. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et l'angle ψ .

Figure III.26. Trajectoire globale du quadrirotor en 3D

✓ Commentaires sur les résultats

Les figures ci-dessus montrent que la commande par floue glissante est satisfaite pour la stabilisation d'attitude du Quadrirotor au n'importe quelle point désiré et au même temps il a un bon temps de réponse (5 secs), et cette méthode ne consomme pas beaucoup d'énergie dans la commande.

Les figures III.20 et III.21, montrent une poursuite de trajectoire satisfaisante avec des erreurs de très faibles valeurs (voir la figure III.25) et les valeurs des dépassements sont acceptables donc le drone tend vers les postions désirées. En outre, les temps de réponses, qui caractérisent le régime transitoire, sont aussi faibles.

La figure III.22, qui représente les signaux de commandes (u_1, u_2, u_3, u_4) démontre que les commandes u_4, u_3, u_2 tends vers zéros à partir de $t=3$ sec et $u_1 = mg$ après avoir effectué un manœuvre. Nous remarquons aussi que les signaux de commandes obtenues ; ils présentent particulièrement une forme suffisamment lisse. Ceci, permet d'améliorer la précision au régime établi et atténuer le phénomène de chattering.

La figure (III.24 (b)) on constate que les vitesses angulaires désirée de quatre rotors est atteinte 200 rad/s. la figure (III.26 (a)) les signaux de commande u_i (SMC, SMC-FLC, FLC) qui montre une variation moindre pour le signal de commande hybride par rapport à la commande floue et l'absence totale du « chattering » contrairement au signal SMC. La commande hybride présente le meilleur compromis entre le dépassement et le temps de réponse. Nous avons étudé les performances obtenues dans la partie prochain « étude comparative ».

III.4. Etude comparative :

Pour examiner les différentes lois de commande, développées pour le quadrirotor, nous avons opté pour une étude comparative entre ces différentes commandes. Pour cela, nous définissons deux études comparatives : étude qualitative et étude quantitative

Pour bien examiner ces commandes, les résultats ont été pris dans les mêmes conditions, à titre d'exemple : les signaux de référence, le temps de simulation, ...etc.

III.4.1. Etude qualitative

Nous nous intéressons dans cette partie. Premièrement, comparer les différents résultats de simulation de la commande par mode glissant et la commande par floue glissante déjà développée dans le travail précédent (sans la présence de perturbation). deuxièmement, test de la robustesse de ces deux commandes où nous allons imposer une force de traînée ou une résistance « vent » au mouvement de drone dans le cas de la commande du vol vertical qui entraînera une dégradation de la performance avec une consommation supplémentaire d'énergie aux niveaux des actionneurs.

- **La Comparaison sans la présence de perturbation**

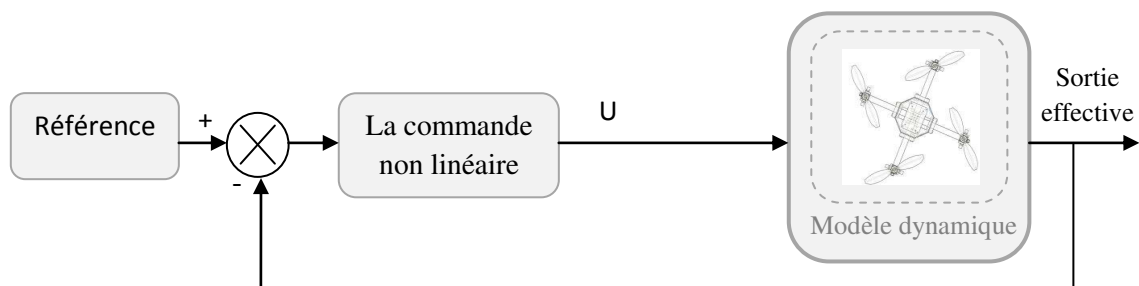
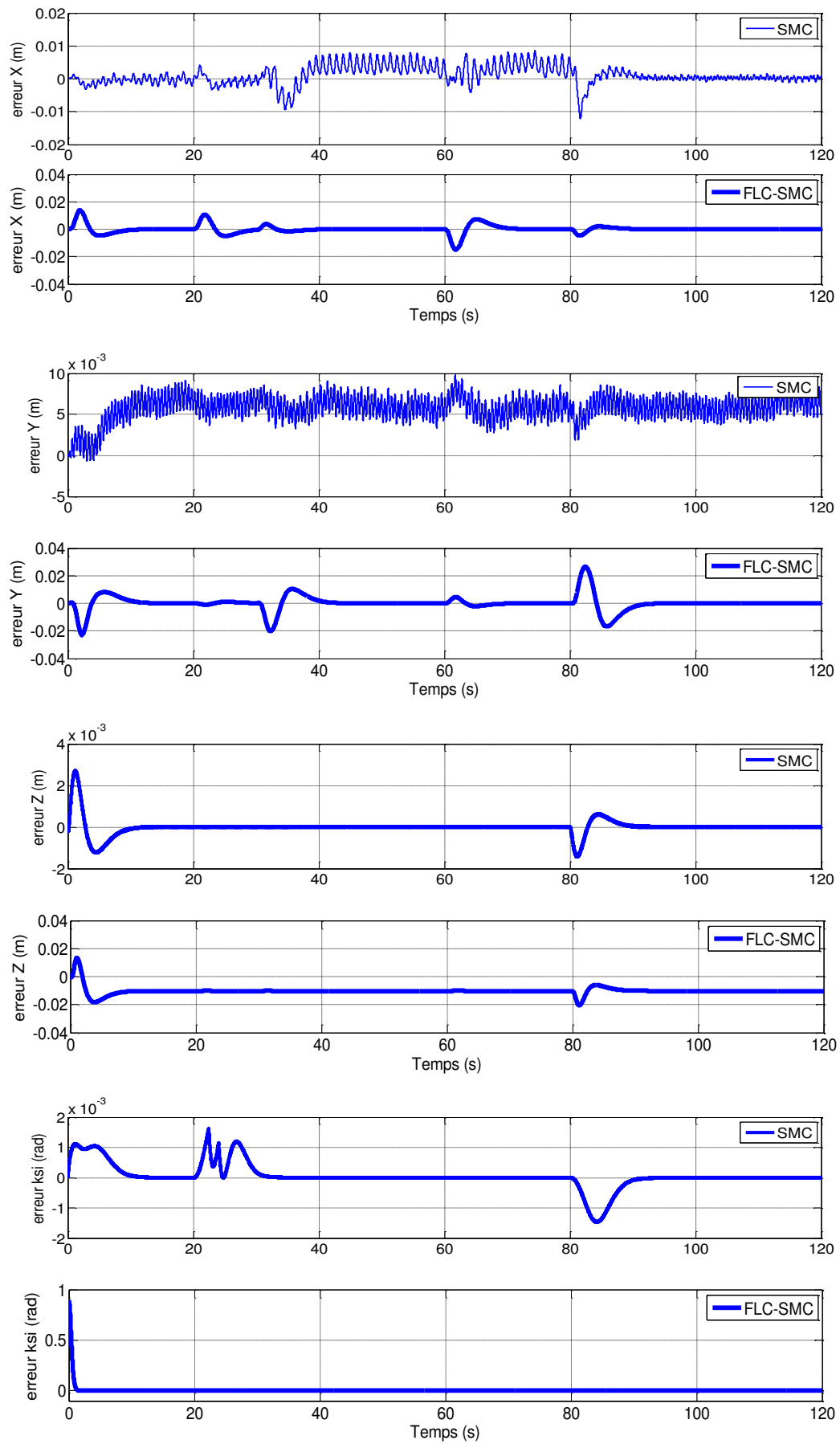
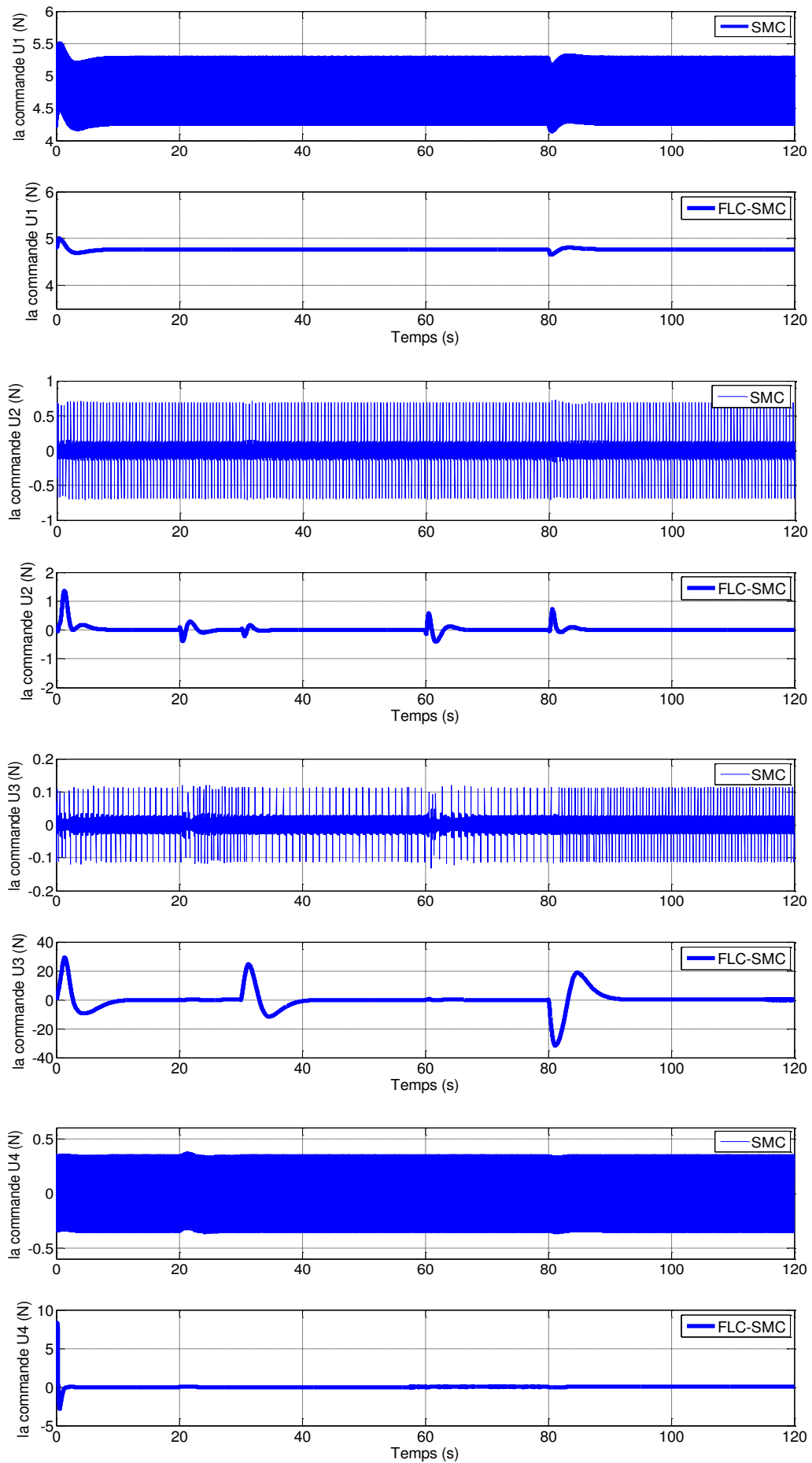


Figure III.27. Schéma global de la commande sans la présence de perturbation

Les résultats de simulations pour la comparaison (les erreurs de déplacements, les commandes) sont illustrés dans les figures suivantes:

Figure III.28. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et l'angle (ψ) .

Figure III.29. Signaux de commande (u_1, u_2, u_3, u_4)

avec SMC : commande par mode glissante ; FLC-SMC: commande par mode floue glissante.

Dans La figures III.28, nous remarquons que les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et l'angle (ψ) sont faibles et les valeurs des dépassements sont acceptables pour les deux commande SMC et FLC-SMC. En outre, les temps de réponses, qui caractérisent le régime transitoire, sont aussi faibles.

La figure III.29, qui représente les signaux de commandes (u_1, u_2, u_3, u_4) . Nous voyons que le phénomène de chattering est toujours présent dans les signaux de commande SMC ce qui influe sur le comportement du système. Mais, les signaux de commande FLC-SMC sont devenues une forme suffisamment lisses. Ceci, permet d'améliorer la précision au régime établi et atténuer le phénomène de chattering.

- **La Comparaison avec la présence de perturbation « externe »**

Pour illustrer les performances de les deux commande SMC et SMC-FLC on effectue le teste de la robustesse suivant :

- On applique une force perturbatrice sur l'entrée de modèle dynamique 'quadrirotor' : (c'est-à-dire, nous appliquons perturbation sur la commande U_1).
- On applique une force perturbatrice sur la sortie de modèle dynamique 'quadrirotor' : (c'est-à-dire, nous appliquons perturbation sur la sortie z).
- On compare entre les deux commandes.

a) Appliquer une force perturbatrice sur la commande U_1

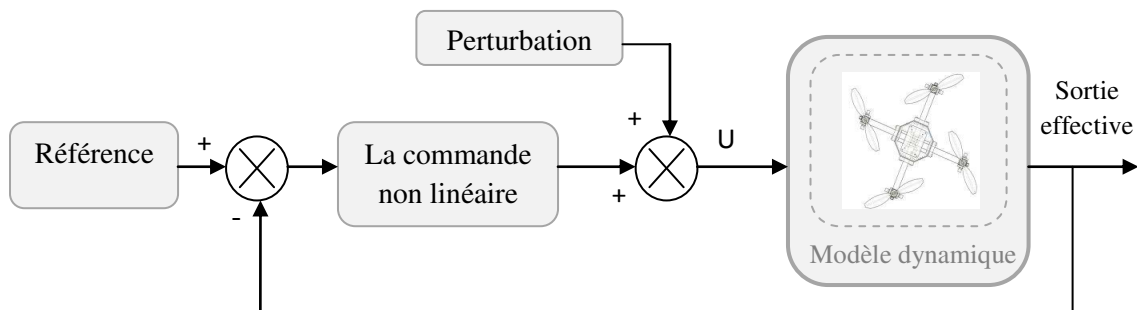


Figure III.30. Schéma global de la commande en présence de perturbation « sur l'entrée ».

Si on applique une force perturbatrice $D_u = \text{signal porte ou rectangle}$ à l'instant $40s \leq t \leq 50s$ suivant la commande U_1

$$\Pi_{10s} = \begin{cases} 1 & \text{pour } 40s \leq t \leq 50s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

- **La robustesse de la commande par mode glissante SMC**

On obtient les figures suivantes:

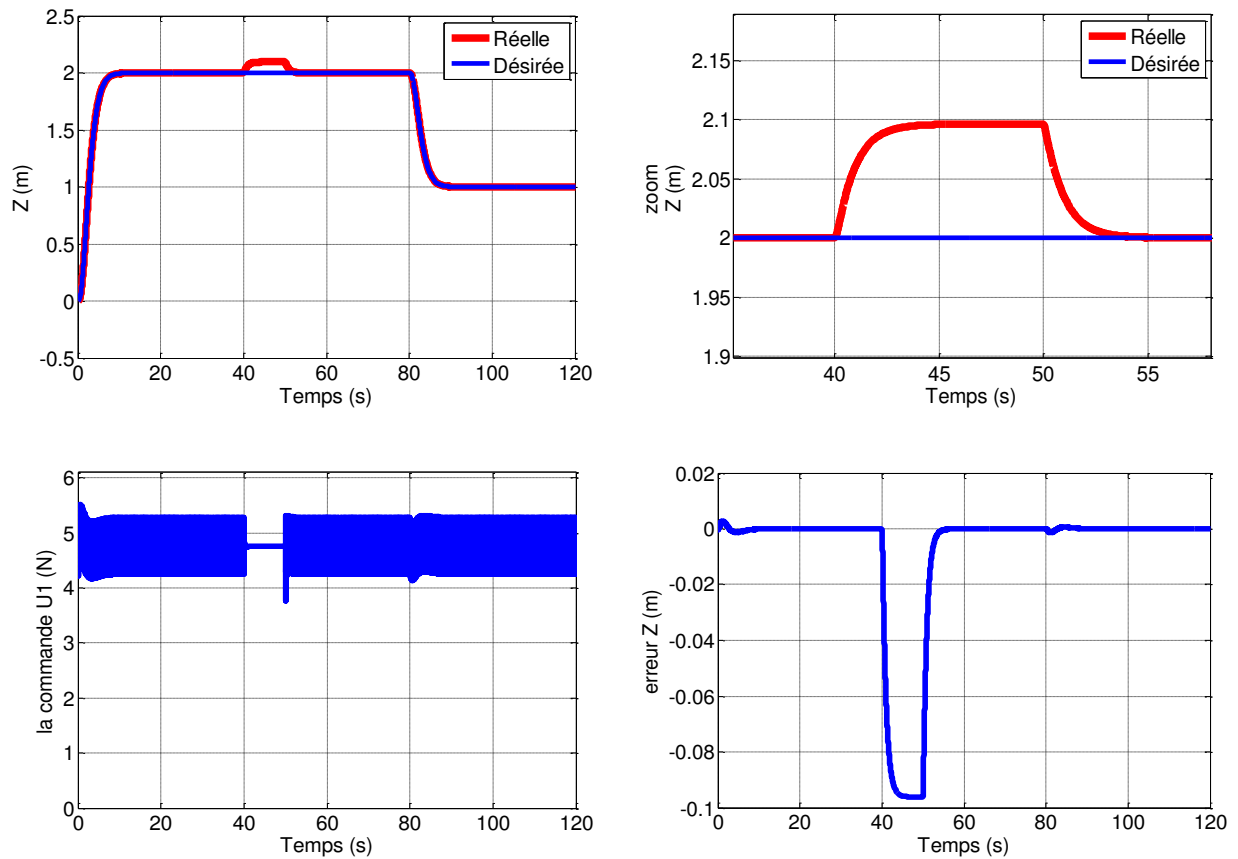
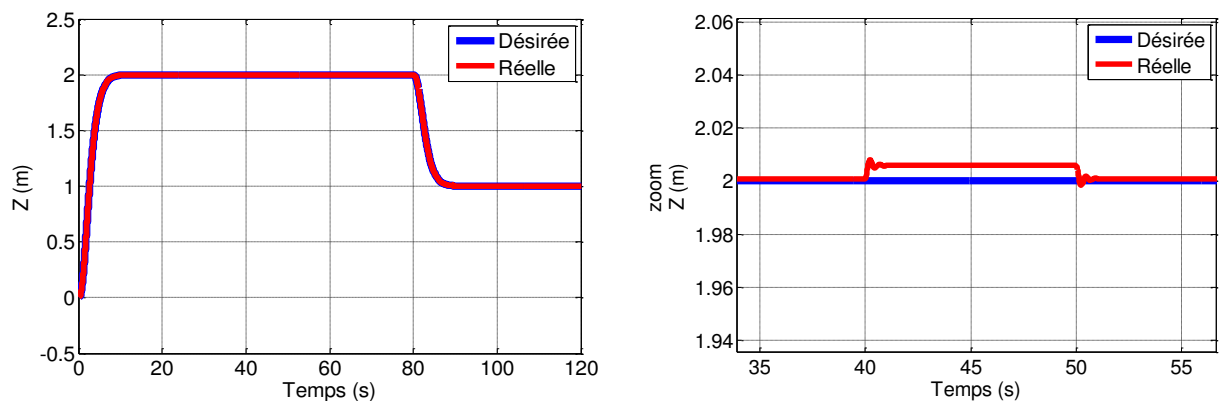


Figure III.31. L'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « SMC ».

La figures III.31, illustre les résultats de simulation dans le cas d'une force de trainée, nous remarquons que le contrôleur rejette la perturbation, on voit clairement une grande influence de la perturbation selon la figure de l'erreur de position (z) . Le zoom sur la figure montre très bien l'influence de la perturbation à $40s \leq t \leq 50s$. Le système dynamique « quadrirotor » retourné à la suivre de la trajectoire désirée avec un retard de 4s, Le zoom sur la figure (selon z) montre ce retard.

- La robustesse de la commande par glissant flou FLC- SMC

On obtient les figures suivantes:



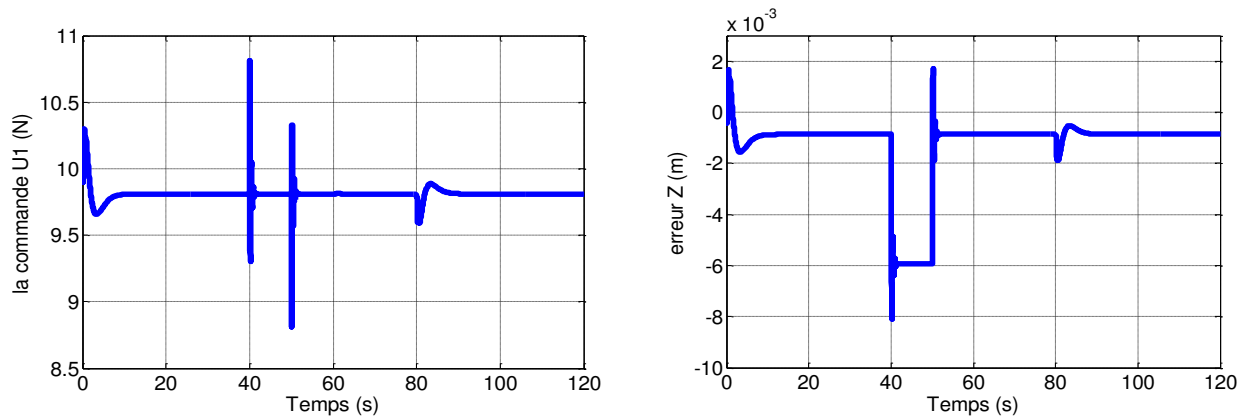


Figure III.32. L'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « FLC-SMC ».

D'après les résultats de simulation (figure III.32), nous remarquons que le contrôleur assure le rejet de perturbation, le zoom sur la figure selon le vol vertical « z » montre très bien l'influence de la perturbation à $40s \leq t \leq 50s$, le système est stabilisé et l'erreur de poursuite très faible. Ensuite, on remarque que l'influence de perturbation sur la commande U_1 au moment de $t=40s$ et $t=50s$ (c'est à dire, lorsque l'apparition de perturbation et la disparition de la perturbation).

Le système retourné à la suivre de la trajectoire désirée avec un petit retard moins qu'une seconde, Le zoom sur la figure (selon z) montre ce retour.

b) Appliquer une force perturbatrice sur la sortie z

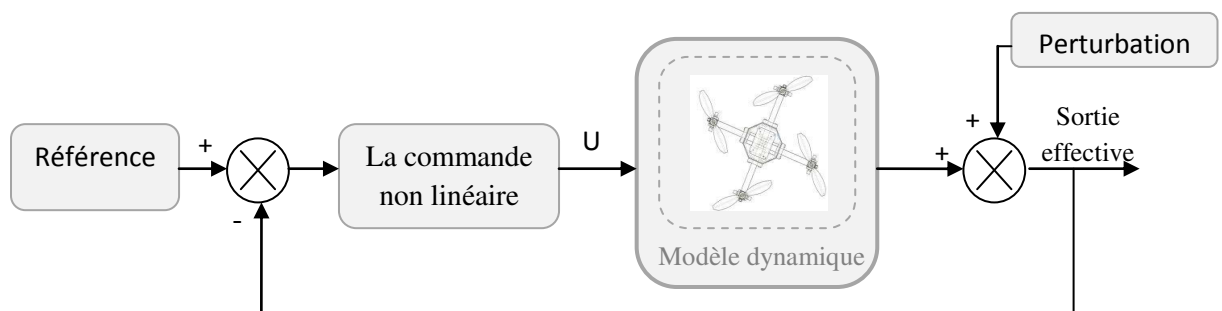
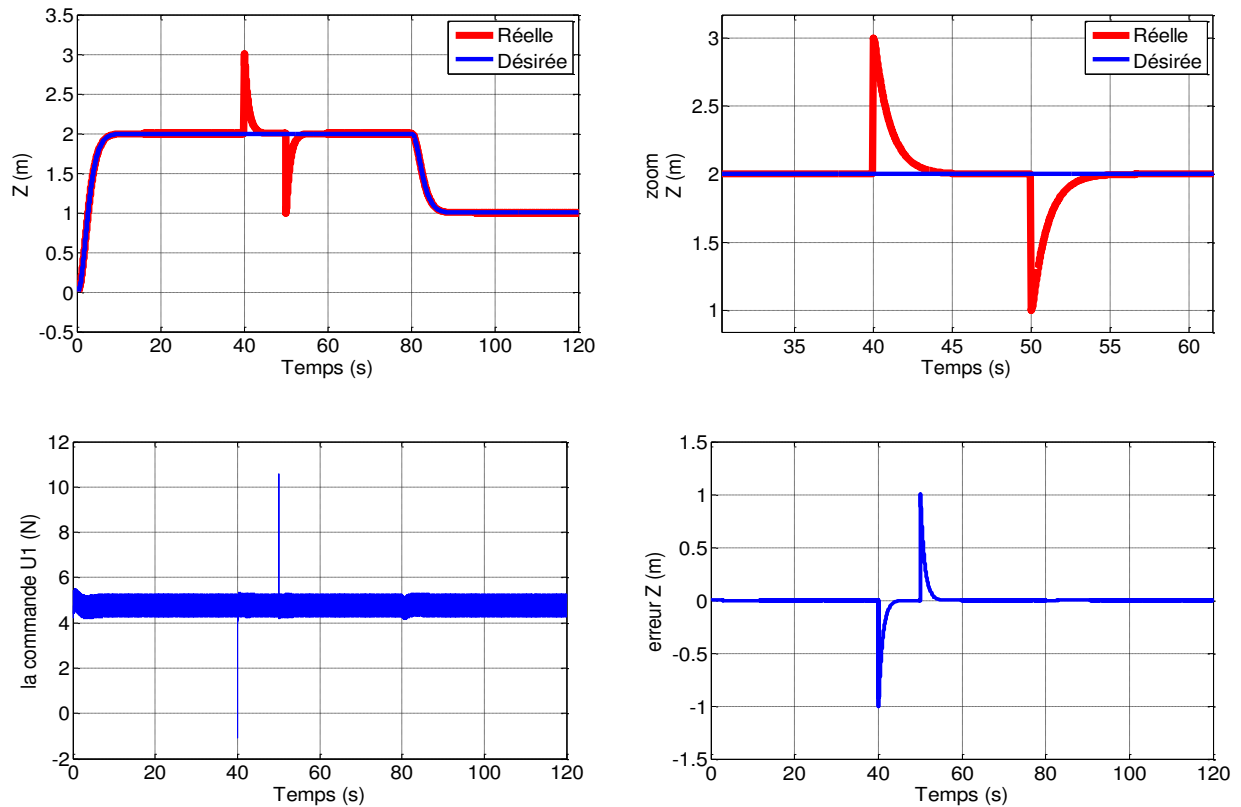


Figure III.33. Schéma global de la commande en présence de perturbation « sur la sortie ».

On applique le même force perturbatrice précédent : $D_u =$ signal porte ou rectangle à l'instant $40s \leq t \leq 50s$ suivant la sortie z.

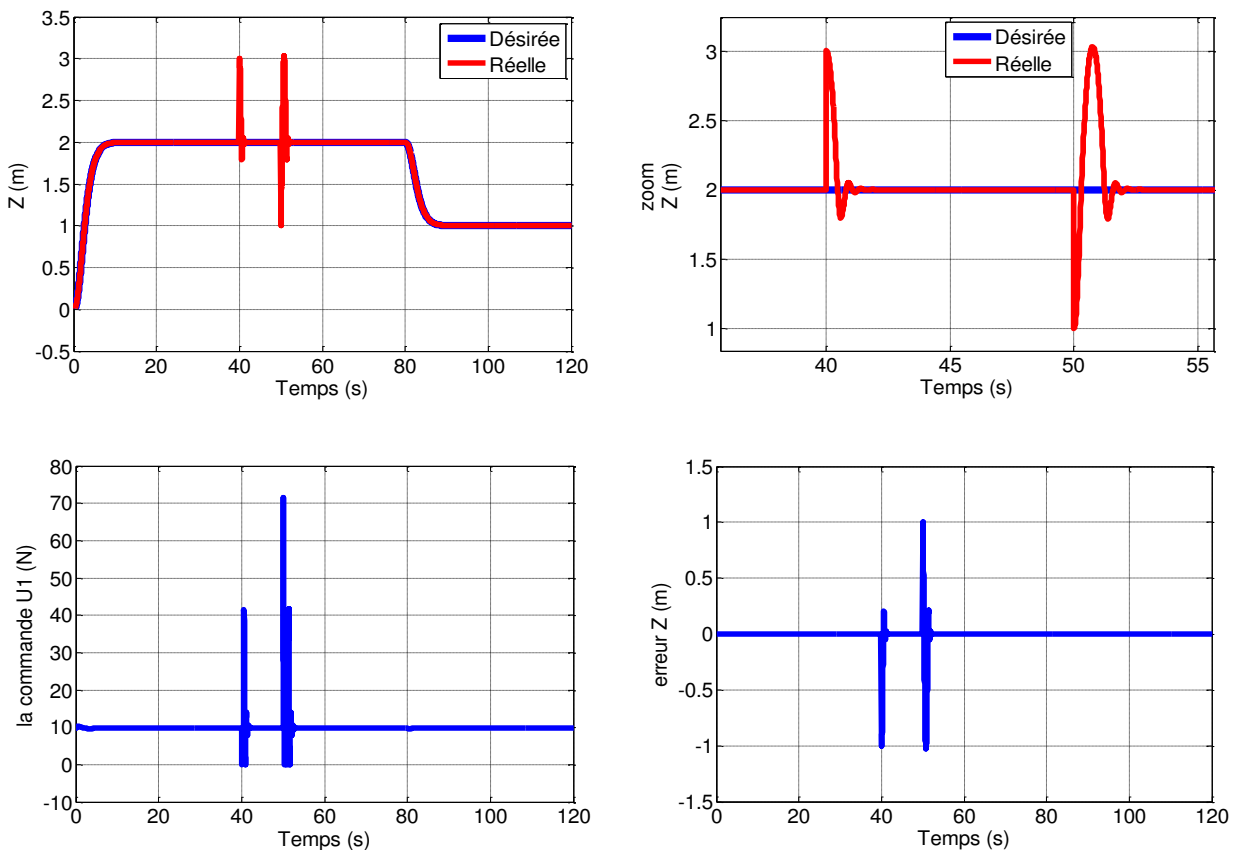
- La robustesse de la commande par mode glissante SMC

On obtient les figures suivantes:

Figure III.34. L'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « SMC ».

- La robustesse de la commande par glissant flou FLC- SMC

On obtient les figures suivantes:

Figure III.35. L'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « FLC-SMC ».

D'après les figures III.34, III.35. Nous remarquons que le contrôleur SMC et FLC-SMC assure le rejet de perturbation, on voit clairement une grande influence de la perturbation selon la figure de l'erreur de position (z), l'erreur de poursuite très grande. Le zoom sur la figure selon le vol vertical (z) montre très bien l'influence de la perturbation au moment de $t=40s$ et $t=50s$ (c'est à dire, lorsque l'apparition de perturbation et la disparition de la perturbation).

Nous voyons que le temps de retard pour retourner à la suivre de la trajectoire désirée très petit 'moins qu'une seconde' pour le contrôleur FLC-SMC. mais, pour le contrôleur SMC le temps de retard presque égal 4s, Le zoom sur la figure selon le vol vertical (z) montre ce retard. Ensuite, on voit clairement une grande influence de perturbation sur la commande U_1 au moment de $t=40s$ et $t=50s$ très.

c) On compare entre les deux commandes

On voit les figures de comparaison suivante :

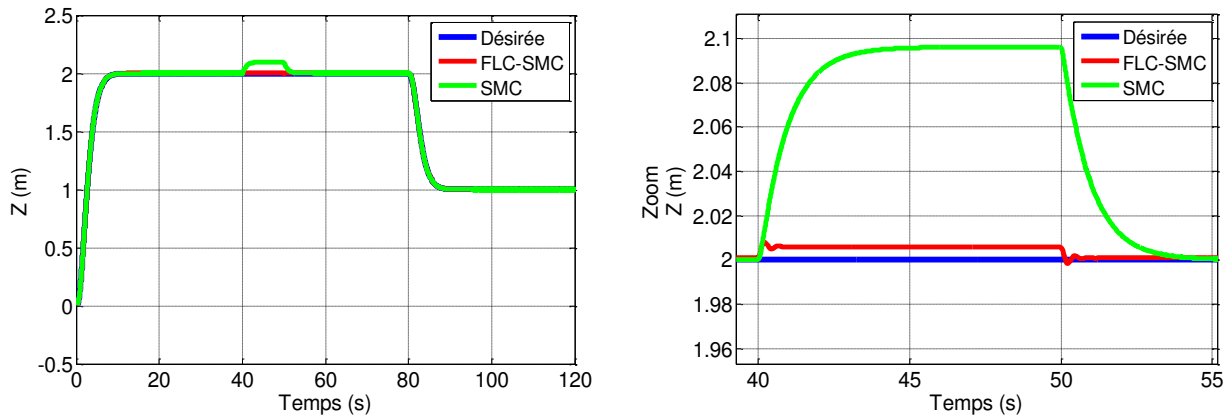


Figure III.36. Comparaison entre l'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « FLC-SMC et SMC », 'perturbatrice sur l'entrée U_1 '

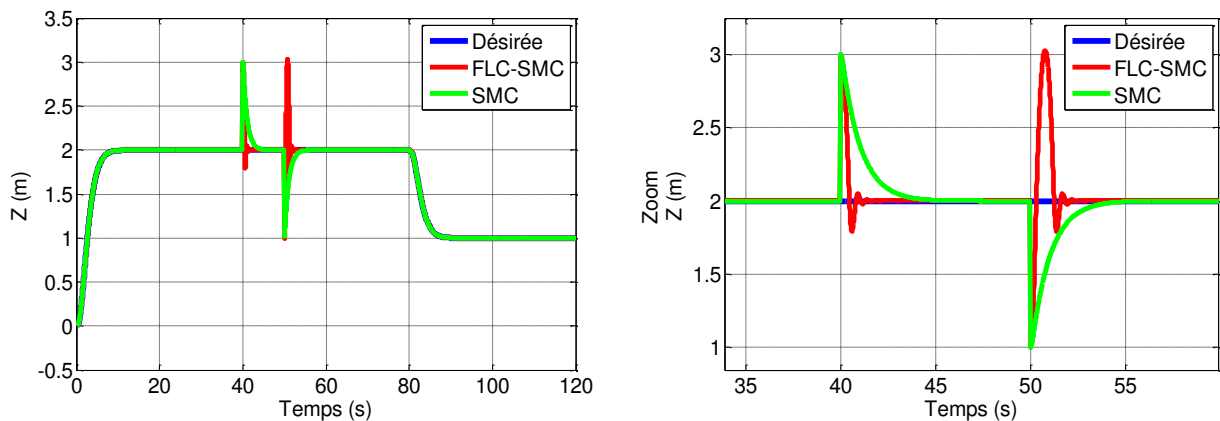


Figure III.37. Comparaison entre l'influence de la perturbation selon (z) pour le contrôleur « FLC-SMC et SMC », 'perturbatrice sur la sortie z '.

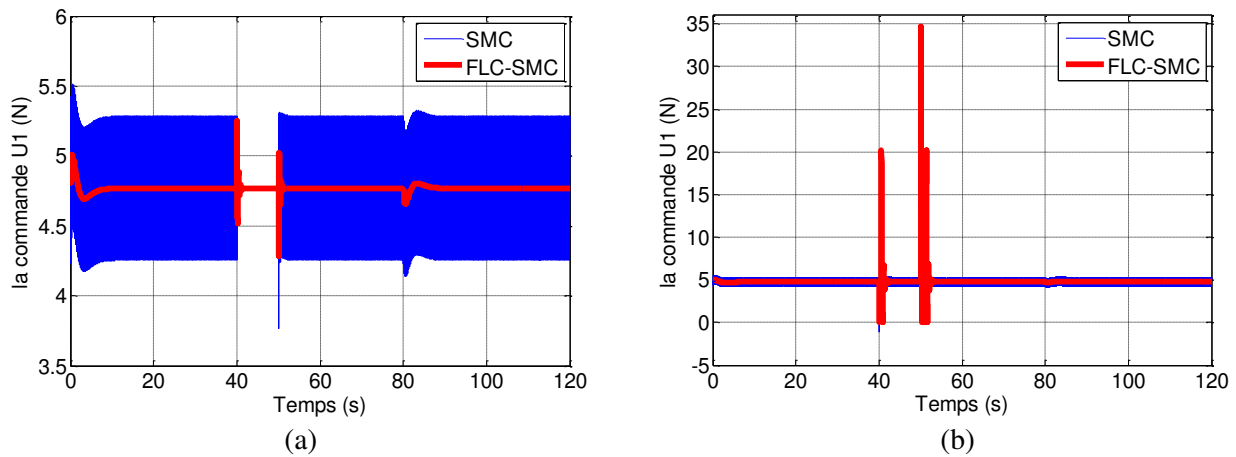


Figure III.38. Comparaison entre l'influence de la perturbation selon (U_1) pour le contrôleur « FLC-SMC et SMC », (a) perturbatrice sur l'entrée U_1 , (b) perturbatrice sur la sortie z .

Après avoir vu ces résultats, nous pouvons conclure ce qui suit :

La commande par floue glissante est plus performante et donné de meilleurs résultats avec une poursuite de trajectoire satisfaisante. Elle montre une meilleure robustesse vis-à-vis aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externe par rapport à la commande par mode glissante. Cela est dû au fait que nous avons introduit une technique hybridation entre la commande SMC et FLC.

La technique hybride floue glissante présente une souplesse de manipulation et nous a permis d'avoir une commande plus robuste, rapide, flexible.

Le floue glissante est une technique de commande qui assure la stabilité au sens de Lyapunov.

Enfin, l'étude de la robustesse en stabilité et en performance montre que la technique d'hybridation floue glissante offre les meilleures qualités.

III.4.2. Etude quantitative

Cette étude permettra de conclure sur les performances les deux lois de commande développées pour la commande du quadrirotor. Elle est basée sur le deux critères suivants :

- l'énergie de la commande,
- la somme des carrés des erreurs.

Tableau III.3. Étude quantitative entre les commandes développées pour le Quadrirotor.

critère	Commande par mode glissante	Commande floue glissante
$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (u^T u)$	$1.3899 \cdot 10^5$	81399
$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (e^T e)$	0.2759	0.140761

D'après le Tableau III.3 nous constatons que les valeurs les plus faibles des deux critères J_1 et J_2 sont obtenues dans le cas de la commande par mode glissant flou.

A partir des résultats présentés dans les tableaux III.3, nous pouvons conclure que la commande par mode glissant combinée avec la commande floue est, en générale, la plus performante du point de vue minimisation des deux critères. Néanmoins, les performances de cette commande hybride dépendent des paramètres du système flou utilisé.

La commande par mode glissant, sollicite une énergie importante, ceci se voit par le critère J_1 dans le tableau précédent. De plus, comme nous l'avons dit au préalable, cette commande présente des oscillations très rapides, ce qui donne naissance au chattering, (phénomène indésirable). Toutefois, cette commande manifeste une robustesse vis-à-vis des perturbations exogènes et des erreurs de modélisation.

Enfin, Au vu des résultats obtenus dans cette étude comparative, on constate que l'approche hybride floue glissante développée permet d'obtenir le meilleur rapport performance / signal de commande.

III.5. Conclusion

Ce troisième chapitre présente deux techniques de commandes non linéaires par retour d'état permettant le pilotage de la position et de l'orientation d'un hélicoptère à six degrés de liberté de type Quadrirotor.

Alors que la technique de commande par mode glissante a été utilisée en raison de sa robustesse vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes mais l'inconvénient cette technique le phénomène de chattering qui peut causer l'instabilité et qui a un effet néfaste sur les actionneurs. La commande par logique floue permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des études théoriques approfondies, mais elle souffre d'inconvénients entre autre, on énumère : le nombre de règles lorsque il est grand entraîne la complexité de l'analyse. Aussi le manque en outils théoriques se ressent lors de l'analyse des performances et de la stabilité pour le système à commander.

Enfin, la technique de commande hybride floue glissante c'est l'idée de combiner les deux techniques de Commande pour améliorer les performances de commande et atténuer le phénomène de chattering associé à la commande par mode glissant. L'utilisation d'un superviseur flou permet d'assurer une commutation graduelle entre une commande par mode glissant et un contrôleur flou lors de l'approche du régime permanent. Cette structure a pour but d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent. Les résultats obtenus dans l'étude comparative confirmée les buts de la structure hybride floue glissante.

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, le quadrirotor 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 stabilisantes pour ce type d'appareils.

Pendant la réalisation de ce travail, nous avons acquis une expérience très enrichissante dans le plan théorique de la commande de quadrirotor, l'intelligence artificielle et les techniques de commandes avancées. Notre travail nous a permis d'une part de synthétiser deux techniques de commandes avancées, et d'autre de proposer une méthode d'hybridation entre les deux techniques de commande.

Le quadrirotor est un système complexe non linéaire, multi variables, instable notamment en mode de vol quasi-stationnaire et présente une dynamique fortement couplée. Le problème traité consiste à garantir en premier lieu la stabilité de ce dernier ainsi que la poursuite de trajectoire avec plus au moins des performances acceptables vis-à-vis le milieu de navigation.

Souvent la commande de tels systèmes évoque de près les problèmes de la modélisation dynamique ainsi que le problème de la fidélité du modèle au comportement dynamique du système, dans tous les modes de vol. Dans ce travail, nous nous sommes basés dans le développement du modèle dynamique du quadrirotor sur les travaux de recherche relatifs à l'identification expérimentale des paramètres d'un quadrirotor prototype existant au niveau de LISV [67]. Pour aboutir à un modèle, le plus réaliste et le plus représentatif possible, nous avons pris en considération toutes les forces et tous les moments influant sur le système.

Après avoir présenté la modélisation de quadrirotor nous avons synthétisé différentes lois de commande en utilisant plusieurs techniques. Notre première démarche a été l'étude de la commande à structure variable (par mode glissant) qui est une loi facile à mettre en œuvre, caractérisée par la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations exogènes et la simplicité de synthèse. Cependant le signal de commande obtenu par un « SMC », présente des variations brusques dues au phénomène de broutement. Afin de réduire les effets du phénomène de broutement et d'améliorer davantage les performances de contrôle de quadrirotor, une hybridation entre la logique floue et le mode de glissement a été proposée. Cette hybridation « SMC-FLC » présente l'avantage d'allier les performances des deux types de contrôleurs. Un superviseur flou gère le passage de l'un à l'autre et régit le taux de participation de chaque commande. Après une analyse de stabilité du système bouclé, des résultats de simulations illustrent les performances de cette stratégie de commande.

Enfin, Les résultats obtenus montrent le bon fonctionnement des lois de commande proposées à travers les performances enregistrées, aussi bien pour les simulations effectuées sur le modèle du quadrirotor. On conclure d'après les tests effectués que la commande hybride est la plus efficace et la plus robuste pour la commande du quadrirotor par rapport à la commande synthétisée dans ce travail elle ne consomme pas beaucoup d'énergie dans la commande et assure la stabilité et la poursuite d'une trajectoire.

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 le quadrirotor.

- 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.
- La reformulation des méthodes développées dans un contexte adaptatif.
- Validation des commandes proposées sur d'autres systèmes, tels que des avions sans pilote, des robots manipulateurs.

Bibliographie

- [1] P. Mr. Larbi Mohamed Elamine, « Synthèse des Observateurs pour un Drone Hélicoptère », Université des Sciences et de la Technologie D'Oran Mohamed Boudiaf, 05/2015.
- [2] Adrien DROUOT, « Stratégies de Commande pour la Navigation Autonome d'un Drone Projectile Miniature », Ecole Doctorale IAEM Lorraine, Centre de Recherche en Automatique de Nancy, le 2 décembre 2013.
- [3] R. Lozano, « Unmanned Aerial Vehicles: Embedded Control ».ISTE Ltd and John Wiley and Sons Inc, 2010.
- [4] R. K. Barnhart, S. B. Hottman, D. M. Marshall et E. Shappee, « Introduction to Unmanned Aircraft Systems ». Taylor and Francis, 2012.
- [5] K. Nonami, F. Kendoul, S. Suzuki, W. Wang et D. Nakazawa, « Autonomous Flying Robots - Unmanned Aerial Vehicles and Micro Aerial Vehicles ».Springer, 2010.
- [6] R.Austin, « Unmanned Aircraft Systems - UAVS Design », Development and Deployment Wiley, 2010.
- [7] K. P. Valavanis, « Advances in Unmanned Aerial Vehicles - State of the Art and the Road to Autonomy ». Springer, 2007.
- [8] Bellahcene Zakaria, « Synthèse de lois de commande robuste pour un hélicoptère à quatre hélices », Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, le : 6/3/2013.
- [9] All the world's Rotorcraft, www.aviastar.org.avi8
- [10] J.M. Pflimlin, « Commande d'un mini drone à hélice carénée : De la stabilisation dans le vent à la navigation autonome », Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Systèmes de Toulouse, France, 2006.
- [11] Zeghlache Samir, « Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical », Université de M'sila Faculté de Technologie Département D'électronique, 2013/2014.
- [12] J.F.G. Castellanos, « Estimation de l'attitude et commande bornée en attitude d'un corps rigide : application a un mini hélicoptère à quatre rotors », Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier – Grenoble I, France, 2005.
- [13] Y. Ameho, « Du pilotage d'une famille de drones à celui d'un drone hybride via la commande adaptative », Thèse de doctorat, Université de Toulouse, France 2013.
- [14] S. D. Prior, « Reviewing and Investigating the Use of Co-Axial Rotor Systems in Small UAVs », International Journal of Micro Air Vehicles, vol. 2, no. 1, p. 1, 16, 2010.
- [15] J.Fleming,T. Jones, P. Gelhausen et D. Enns, « Improving Control System Effectiveness for Ducted Fan VTOL UAVs Operating in Crosswinds », Proceedings of the 2nd AIAA Unmanned Unlimited Systems Technologies California, USA, 2003.

- [16] A. Koehl, « Modélisation, Observation et Commande d'un Drone Miniature à Birotor Coaxial ». Thèse de Doctorat, Université de Lorraine, France, 2012.
- [17] M. Orsag, S. Bogdan, T. Haus, M. Bunic , A. Krnjak, « Modeling, Simulation and Control of a Spincopter », Proceedings of the International Conference on Robotics and Automation, Shanghai, China, 2011.
- [18] J.Cesic, M.Orsag and S.Bogdan, «Spincopter Wing Design and Flight Control ,Proceedings of the International Conference on Unmanned Aircraft Systems », Philadelphia, Pennsylvania, USA, 2012.
- [19] G. M. Hoffmann, H. Huang, S. L.Wasl et C. J. Tomlin, « Quadrotor Helicopter Flight Dynamics and Control : Theory and Experiment », Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit, Hilton Head Island, South Carolina, USA, 2007.
- [20] S. Gupte, P. Mohandas et J. M. Conrad, « A Survey of Quadrotor Unmanned Aerial Vehicles », Proceedings of the IEEE South east Con, Orlando, Florida, USA, 2012.
- [21] R. L. Finn and D.Wright, « Unmanned aircraft systems: Surveillance, ethics and privacy in civil applications ». In: Computer Law & Security Review 28.2 (2012), p. 184–194. issn: 0267-3649 (cf. p. 5).
- [22] Julien Metge, « Étude de la calibration et de l'intégration sur mini-drone d'un système caméra - capteurs inertiels et magnétiques et ses applications », L'Université de Bordeaux École Doctorale des Sciences Physiques et de l'Ingénieur, le 16 décembre 2014.
- [23] P. Sartre. « Drones de guerre ». In : Études 419.11 (2013), p. 439–448 (cf. p. 6).
- [24] A. Puri, « A survey of Unmanned Aerial Vehicles (UAV) for traffic surveillance ». In: Department of computer science and engineering, University of South Florida (2005).
- [25] M. Kontitsis, K. Valavanis et N. Tsourveloudis, « A UAV vision system for airborne surveillance ». In: ICRA '04 IEEE International Conference on Robotics and Automation. T. 1. Avr. 2004, 77–83 Vol.1 (cf. p. 6).
- [26] D. Hausamann, W. Zirrig, G. Schreier et P. Strobl, « Monitoring of gas pipelines – a civil UAV application ». In: Aircraft Engineering and Aerospace Technology 77.5 (mai 2005), p. 352–360. issn: 0002-2667 (cf. p. 6).
- [27] S. Siebert and J. Teizer, “Mobile 3D mapping for surveying earthwork projects using an Unmanned Aerial Vehicle (UAV) system ». In: Automation in Construction 41 (2014), p. 1–14. issn: 0926-5805 (cf. p. 6, 21).
- [28] H. Bendea, F. Chiabrando, F. Giulio Tonolo et D. Marenchino. « Mapping of archaeological areas using a low-cost UAV. The Augusta Bagiennorum test site ». In: XXI International CIPA Symposium. 2007.
- [29] H. Saari, I. Pellikka, L. Pesonen, S. Tuominen, J. Heikkilä, C. Holmlund, J. Mäkynen, K. Ojala and T. Antila, « Unmanned Aerial Vehicle (UAV) operated spectral camerasystem for

- forest and agriculture applications ». In: SPIE, Remote Sensing for Agriculture, Ecosystems, and Hydrology XIII. T. 8174. International Society for Optics et Photonics.v2011, pages (cf. p. 6).
- [30] W. Zang, J. Lin, Y. Wang and H. Tao, « Investigating smallscale water pollution with UAV Remote Sensing Technology ».In: World Automation Congress (WAC), 2012, Juin 2012.
- [31] H. Bendea, P. Boccardo, S. Dequal, F. Giulio Tonolo, D. Marenchino and M. Piras, « Low cost UAV for post-disaster assessment ». In: Proceedings of The XXI Congress of the International Society for Photogrammetry and Remote Sensing, Beijing (China), 3-11 July 2008. 2008 (cf. p. 8).
- [32] M. J. Aldon, « Capteurs et Méthodes pour la Localisation des Robots Mobiles », Techniques de l'Ingénieur, S7852, 2001.
- [33] Mokhtari Mohammed Rida, « Observation et Commande de Drones Miniatures à voilures tournantes », Université Aboubekr Belkaid Tlemcen Faculté de Technologie, le 22 Octobre 2015.
- [34] E. Trucco et A. Verri, « Introductory Techniques for 3-D Computer Vision ». Prentice Hall, 1998.
- [35] F. Ruffier et N. Franceschini, « Visually Guided Micro-Aerial Vehicle: Automatic Take O, Terrain Following, Landing and Wind Reaction », Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, New Orleans, Louisiana, USA, vol.3, p. 2339_2346, 2004.
- [36] S. Bouabdallah, A. Noth and R. Siegwart, « PID vs LQ Control Techniques Applied to an Indoor Micro Quadrotor », Autonomous Systems Laboratory Swiss Federal Institute of Technology Lausanne, Switzerland, 2004.
- [37] D. H. Shim, T. J. Koo, F. Hoffmann and S. S. Sastry, « A Comprehensive Study of Control Design for an Autonomous Helicopter ». Proceedings of the 37th IEEE Conference on Décision and Control, Tampa, Florida, USA, vol. 4, p.3653_3658, 1998.
- [38] A.Tayebi, S.Mcgilvray, « Attitude stabilisation of a four rotor aerial robot ». IEEE conference on decision and control, December 14-17, Atlantis Paradise Island, Bahamas 1216-1217, (2004).
- [39] L. Lipera, J. Colbourne, M. Tischler, M. H. Mansur, M. Rotkowitz et P. Patan- gui, « The Micro Craft iSTAR Micro Air Vehicle: Control System Design and Testing ». Proceedings of the 57th Annual Forum of the American Helicopter Society, Washington, District of Columbia, USA, p. 1_11, 2001.
- [40] E. Pfeifer et F. Kassab, « Dynamic Feedback Controller of an Unmanned Aerial Vehicle », Proceedings of the Brazilian Robotics Symposium and Latin American Robotics Symposium, Fortaleza, Ceara, Brazil, p. 261_266, 2012.
- [41] R. E. Kalman, « Contributions to the Theory of Optimal Control ». Boletin de la Sociedad Matematica Mexicana, vol. 5, p. 102_119, 1960.

- [42] G. Stein et M. Athans, « The LQG/LTR Procedure for Multivariable Feedback Control Design », IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 32, no. 2, p.105_114, 1987.
- [43] J. C. Morris, M. van Nieuwstadt and P. Bendotti, « Identification and Control of a Model Helicopter in Hover ». Proceedings of the American Control Conference, Baltimore, Maryland, USA, vol. 2, p. 1238_1242, 1994.
- [44] A. Mokhtari, A. Benallegue et A. Belaidi, « Polynomial Linear Quadratic Gaussian and Sliding Mode Observer for a Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle », Journal of Robotics and Mechatronics, vol. 17, no. 4, p. 483_495, 2005.
- [45] D. McFarlane et K. Glover, « A Loop-Shaping Design Procedure using H1 Synthesis ».IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 37, p. 759_769, 1992.
- [46] M. Chen, and M. Huzmezan, « A combined MBPC/2DOF Hinf controller for a quadrotor UAV », Proceeding of navigation, and control conference and exhibit,Texas, USA, 11-14 Aug 2003, pp. 2003-5520.
- [47] J. Richalet, A. Rault, J. L. Testud et J. Papon, « Model Predictive Heuristic Control: Applications to Industrial Processes ». Automatica, vol. 14, no. 5, p.413_428, 1978.
- [48] C. L. Castillo, W. Moreno et K. P. Valavanis, « Unmanned Helicopter Waypoint Trajectory Tracking using Model Predictive Control ». Proceedings of the Mediterranean Conference on Control and Automation, Athens, Greece, p. 1_8, 2007.
- [49] R. Franz, M. Milam et J. Hauser, « Applied Receding Horizon Control of the Caltech Ducted Fan ». Proceedings of the American Control Conference, Anchorage, Alaska, USA, vol. 5, p. 3735_3740, 2002.
- [50] C. Papachristos, K. Alexis, G. Nikolakopoulos et A. Tzes, « Model Predictive Attitude Control of an Unmanned Tilt-Rotor Aircraft ». Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Gdansk, Poland, p. 922_927, 2011.
- [51] R. A. Hyde et K. Glover, « The Application of Scheduled H1 Controllers to a VSTOL Aircraft ». IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 38, no. 7, p.1021_1039, 1993.
- [52] P. Castillo, A. Dzul et R. Lozano, « Stabilization of a mini-rotorcraft having four rotors ». Proceedings of the IROS, International Conference on Intelligent Robots and Systems. Sendai, Japan, 3, 2693-2698, 2004.
- [53] M. Krstic, I. Kanellakopoulos and P.Kokotovic, « Nonlinear and Adaptive Control Design ». Wiley, 1995.
- [54] R. Mahony, T. Hamel and A. Dzul, « Hover Control via Lyapunov Control for an Autonomous Model Helicopter ». Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control, Phoenix, Arizona, USA, vol. 4, p. 3490_3495, 1999.
- [55] F. Kendoul, D. Lara, I. Fantoni and R. Lozano, « Real-Time Nonlinear Embedded Control for an Autonomous Quadrotor Helicopter ». Journal of Guidance, Control, and Dynamics, vol. 30, no. 4, p. 1049_1061, 2007.

- [56] J. M. Pflimlin, P. Soueres and T. Hamel, « Position Control of a Ducted Fan VTOL UAV in Crosswind ». *International Journal of Control*, vol. 80, no. 5, p.666_683, 2007.
- [57] N. Guenard, T. Hamel et V. Moreau, « Dynamic Modeling and Intuitive Control Strategy for an "X4-Flyer" ». *Proceedings of the International Conference on Control and Automation*, Budapest, Hungary, vol. 1, p.141_146, 2005.
- [58] A.R.Teel, « Global Stabilization and Restricted Tracking for Multiple Integrators with Bounded Controls ». *Systems and Control Letters*, vol. 18, no.3, p. 165_171, 1992.
- [59] A. Isidori, L. Marconi and A. Serrani, « Robust Nonlinear Motion Control of a Helicopter ». *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 48, no. 3, p.413_426, 2003.
- [60] A. Zavala-Rio, I. Fantoni et R. Lozano, « Global Stabilization of a PVTOL Aircraft Model with Bounded Inputs ». *International Journal of Control*, vol.76, no. 18, p. 1833_1844, 2003.
- [61] C. Edwards et S. K. Spurgeon, « Sliding Mode Control : Theory and Applications ». Taylor and Francis, 1998.
- [62] D.J.McGeoch, E.W.McGookin and S.S.Houston, « MIMO Sliding Mode Attitude Command Flight Control System for a Helicopter ». *Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*, San Francisco, California, USA, 2005.
- [63] S. Bouabdallah, and R. Siegwart, « Backstepping and sliding-mode techniques applied to an indoor micro quadrotor ». *IEEE International Conference on Robotics and Automation ICRA*, Barcelona, Spain, 2005.
- [64] C. Coza, C. Nicol, C. J. B. Macnab and A. Ramirez-Serrano, « Adaptive Fuzzy Control for a Quadrotor Helicopter Robust to Wind Bu_eting ». *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*, vol. 22, no. 5, p. 267_283, 2011.
- [65] H. Nakanishi and K. Inoue, « Development of autonomous flight control systems for unmanned helicopter by use of neural networks », *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks*, Portland, USA, 12-17 May 2002, pp. 2626-2631.
- [66] E.N.Johnson and S.K.Kannan, « Adaptive trajectory control for autonomous helicopters », *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 28(3), 2005, pp.524–538.
- [67] H. Noura, D. Theilliol, J. C. Ponsart and A. Chamseddine, « Fault-Tolerant Control Systems ». Springer, 2009.
- [68] F. Bateman, H. Noura and M. Ouladsine, « A Fault Tolerant Control Strategy for an Unmanned Aerial Vehicle Based on a Sequential Quadratic Programming Algorithm ». *Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control*, Cancun, Mexico, p. 423_428, 2008.
- [69] A. Chamseddine, Y. Zhang, C. A. Rabbath, C. Join et D. Theilliol, « Flatness- Based Trajectory Planning/Replanning for a Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle ». *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 48, no. 4, p.2832_2848, 2012.

- [70] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin and P. Rouchon, « Flatness and Defect of Non-Linear Systems : Introductory Theory and Examples ». *International Journal of Control*, vol. 61, no. 6, p. 1327_1361, 1995.
- [71] M. Van Nieuwstadt and R. M. Murray, « Outer Flatness: Trajectory Generation for a Model Helicopter ». *Proceedings of the European Control Conference*, Brussels, Belgium, 1997.
- [72] J. A. Ball and J. W. Helton, « H1 Control for Nonlinear Plants: Connections with Differential Games ». *Proceedings of the 28th IEEE Conference on Decision and Control*, Tampa, Florida, USA, vol. 2, p. 956_962, 1989.
- [73] A. J. Van der Schaft, « L2-Gain Analysis of Nonlinear Systems and Nonlinear State-Feedback H1 Control ». *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol.37, no. 6, p.770 ,784, 1992.
- [74] C. C. Kung, C. D. Yang, D. W. Chiou and C. C. Luo, « Nonlinear H1 Helicopter Control”. *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control*, Las Vegas, Nevada, USA, vol. 4, p. 4468_4473, 2002.
- [75] G. V. Raffo, M. G. Ortega and F. R. Rubio, « Nonlinear H1 Controller for the Quad- Rotor Helicopter with Input Coupling ». *Proceedings of the 18th IFAC World Congress*, Milano, Italia, vol. 18, no. 1, p. 13834_13839, 2011.
- [76] G. V. Raffo, M. G. Ortega and F. R. Rubio, « An Integral Predictive/Nonlinear H1 Control Structure for a Quadrotor Helicopter ». *Automatica*, vol. 46, no. 1, p. 29_39, 2010.
- [77] D. Q. Mayne, « Receding Horizon Control of Nonlinear Systems ». *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 35, no. 7, p. 814_824, 1990.
- [78] S. Hutchinson, G. D. Hager et P. I. Corke, « A Tutorial on Visual Servo Control ». *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 12, no. 5, p.651_670, 1996.
- [79] O. Shakernia, Y. Ma, T. J. Koo, J. Hespanha et S. S. Sastry, « Vision Guided Landing of an Unmanned Air Vehicle ». *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control*, Phoenix, Arizona, USA, vol. 4, p.4143_4148, 1999.
- [80] T. Hamel et R. Mahony, « Image Based Visual Servo Control for a Class of Aerial Robotic Systems ». *Automatica*, vol. 43, no. 11, p. 1975_1983, 2007.
- [81] H. de Plinval, P. Morin, P. Mouyon and T. Hamel, « Visual Servoing for Underactuated VTOL UAVs: A Linear, Homography-Based Approach ». *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Shanghai, China, p.3004_3010, 2011.
- [82] C. Nicol et A. Ramirez-Serrano C.J.B. Macnab. « Robust adaptive control of a quadrotor helicopter ». *Mechatronics*, 21 927-938, 2011.
- [83] Mr. KHEBBACHE Hicham, « Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires ». *Universite Ferhat Abbas De Sétif UFAS (ALGERIE)*, le 06 / 06 / 2012.

- [84] Pedro Castillo, Rogelio Lozano and Alejandro ,E. Dzul, « Modelling and Control of Mini Flying Machines ». Book Springer-Verlag London Limited (2005).
- [85] DEIA Yacine, « Commande par mode glissant floue pour la stabilisation d'attitude d'un UAV de type quadrirotor ».Université m'sila juin 2011.
- [86] BOUADI Hakim, « Synthèse de lois de commande stabilisantes pour un UAV type Quadrirotor ». Ecole militaire polytechnique 06 / 02 / 2008.
- [87] BENDAAS Ismail, « Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle ». L'université batna 2 21/04/2016.
- [88] E.H. Mamdani, « Applications of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant », Proc. Inst. Elec. Eng., Vol. 121, No. 12, pp. 1585-1588, 1974.
- [89] Doudou Sofiane, « Contribution à la commande moderne des systèmes non linéaires multi -variables non affines », Université Sétif 29 /04 /2013.
- [90] H. BUHLER, « Réglage par logique floue », Presse polytechniques et universitaires Romandes -1994.
- [91] K. GUESMI, N. ESSOUNBOULI, N. MANAMANNI, A. HAMZAOUÏ & J. ZAYTOON, « Commande Hybride par Mode Glissant Floue appliquée à un Moteur à induction », B.P.1039, 51687, Reims cedex 2, France129 /04 /2013.
- [92] H.Ying, « An analytical study on structure, stability and design of general Takagi-Sugeno fuzzy control systems », Automatica, pp. 1617-1623, 1998.
- [93] N. Essounbouli, A. Hamzaoui, N. Manamanni, « Fuzzy supervisor for combining sliding mode control and H^∞ control », Proc. Of 10th International Fuzzy System Association World Congress, IFSA 2003, Istanbul, Turkey, 2003.

Résumé

De nos jours, l'utilisation des drones miniatures à voilure tournante pour des missions militaires et civiles est en pleine expansion. Ces appareils, grâce à leurs capacités à combiner le vol de translation avec le vol d'orientation, sont en effet bien adaptés aux besoins de ces missions. L'étude présentée dans ce mémoire est basée sur un type de drone appelé quadrirotor, qui est constitué de quatre rotors à pas fixe avec six degrés de liberté. La difficulté dans le pilotage de ce type de véhicules est d'assurer de bonnes performances de suivi de trajectoires tout en garantissant une résistance aux perturbations aérodynamiques. Après une étape de modélisation, le cœur du mémoire présente la synthèse d'une commande hybride appliquée au quadrirotor. Basée sur la combinaison de l'approche par logique floue et celle par mode glissant, cette méthode présente l'avantage d'allier les performances des deux types de contrôleurs. Un superviseur flou gère le passage de l'un à l'autre et régit le taux de participation de chaque commande. Après une analyse de stabilité du système bouclé, des résultats de simulations illustrent les performances de cette stratégie de commande.

Mots clés : commande non linéaire, modèle dynamique, quadrirotor, Mode de glissement, commande floue, commande hybride, superviseur.

Abstract

Nowadays, the use of rotary-wing MAV for military and civilian missions is constantly growing. These aircrafts, through their ability to perform both translation and orientation flights, are indeed well appropriate for these missions. The study presented in this thesis is based on a type of drones called Quad rotor, which consists of four fixed-pitch rotors with six degrees of freedom. The difficulty in controlling such vehicles is to ensure good trajectory tracking performances while guaranteeing robustness towards aerodynamic disturbances. After a modeling stage, the heart of the thesis introduces the synthesis of a hybrid control applied to quadrotor. Based on the combination of the fuzzy and the sliding mode, this method has the advantage of combining the performances of the two types of controllers. A fuzzy supervisor manages the transition from one to the other control and governs the participation rate of each command. After a stability analysis of the loop system, simulation results illustrate the performance of this control strategy.

Keys word: non-linear control, dynamic model, quadrotor, sliding mode, fuzzy control, hybrid control, supervisor.

ملخص

في الوقت الحاضر , استخدام الطائرات العمودية UAV المصغرة للبعثات العسكرية والمدنية في توسع كبير. هذه الأجهزة، بفضل قدرتها على الجمع بين رحلة متعددة مع توجيه الرحلة، فهي مناسبة تماماً لاحتياجات هذه البعثات. الدراسة المقدمة في هذه المذكرة تعتمد على نوع من الطائرات بدون طيار تسمى طائرة رباعية المروحيات، والتي تتألف من أربعة مروحيات ثابتة الخطوة مع ست درجات من الحرية. الصعوبة في السيطرة على هذا النوع من المركبات يكمن في ضمان حسن الأداء في تتبع المسار مع ضمان مقاومة الاضطرابات الهوائية. بعد خطوة النمذجة، جوهر هذه المذكرة يتمثل في تطوير تقنية تحكم هجين يتم تطبيقها على طائرة رباعية المروحيات. تعتمد هذه التقنية على المزج بين نهج المنطق الغامض و الوضع الانزلاقي، هذه الطريقة لها ميزة الجمع بين أداء كل من النوعين من وحدات التحكم. المشرف الغامض يدير الانتقال من وحدة إلى أخرى و يتحكم في نسبة مشاركة كل أمر تحكم. بعد تحليل استقرار النظام ذو حلقة مغلقة، نتائج المحاكاة توضح أداء هذه الاستراتيجية للسيطرة.

كلمات مفتاحية: مراقب لاهطي، نموذج ديناميكي، طائرة رباعية المروحيات، التحكم الإنزلاقي، التحكم بالمنطق الغامض، تحكم هجين، المشرف.