



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

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

OPTION : AUTOMATIQUE

THEME

Commande Non Linéaire d'un Hélicoptère à Six Degrés de Liberté Type Quadrotor Basée sur le PID à Gains Adaptatifs

Proposé et dirigé par :
Mr. BOUGUERRA Abderrahmen

Présenté par :
MEKKI Abd Elmounaim

Année Universitaire : 2015/2016

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département génie électrique M'sila.

Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance et nos chaleureux remerciements à notre promoteur Monsieur **BOUGUERRA Abderrahmen**, qui nous a guidé et orienté tout au long de la réalisation de ce travail en prodiguant ses précieux conseils et ses vifs en couragement et surtout sa gentillesse.

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A ma très chère mère source de tendresse

A mon très cher père, qui m'encourage dans les instants délicats

A mes chers frères

A mes tantes et oncles

A toute ma famille

A tous mes amis

Table des matières

Table des matières	I
Liste des figures	III
Liste des tableaux	V
Nomenclature	VI
Introduction générale	1

Chapitre I

Présentation des systèmes aéronautiques

I.1. Introduction	3
I.2. Classification des drones	3
I.3. Les cellules à voilures tournantes	3
I.3.1. Monorotor.....	4
I.3.2. Birotor.....	4
I.3.3. Configuration à 3 rotors.....	5
I.3.3.1. Le trirotor.....	5
I.3.3.2. Le vectron	5
I.3.3.3. L'hélicoptère auto-stable.....	5
I.3.4. Le quadrotor	5
I.3.4.1. Définition.....	5
I.3.4.2. Principe du vol de quadrotor	6
I.3.4.3. Les mouvements du quadrotor	7
A. Mouvement vertical	7
B. Mouvement de roulis.....	8
C. Mouvement de tangage	8
D. Mouvement de lacet.....	9
E. Mouvement de translation	9
I.4. Applications et utilisations	10
I.4.1. Applications militaires.....	10
I.4.2. Applications civiles	11
I.5. Technologie des capteurs pour la localisation des drones	12
I.5.1. Capteurs proprioceptifs.....	13
I.5.1.1. Accéléromètres	13
I.5.1.1. Gyroscopes	13
I.5.1.1. Centrales inertielles (IMU : Inertiel Measurement Unit)	13
I.5.1. Capteurs extéroceptifs	13
I.5.2.1. Compas magnétiques	13
I.5.2.2. Gyrocompas.....	13
I.5.2.3. Localisation sur balises (GPS : Global Positioning System).....	14

I.5.2.4. Capteurs télémétriques	14
I.5.2.5. Caméra.....	14
I.6. Conclusion.....	15

Chapitre II
Modélisation d'un drone quadrotor

II.1. Description	16
II.2. Modèle dynamique.....	17
II.3. Réponse en boucle ouverte du quadrotor	23
II.4. Conclusion.....	24

Chapitre III
Commande du quadrotor en utilisant quatre régulateurs PID adaptatifs flous

III.1. Introduction.....	25
III.2. La logique floue	25
III.3. Principe d'un contrôleur flou.....	25
III.3.1. Fuzzification	26
III.3.2. Inférence	26
III.3.3. Défuzzification.....	27
III.4. Introduction Avantages et désavantages du régulateur par la logique floue	28
III.4.1. Les avantages	28
III.4.2. Les inconvénients.....	28
III.5. Mise en œuvre de la commande.....	28
III.6. Résultats de Simulation.....	31
III.7. Conclusion	38

Chapitre IV
Commande du quadrotor en utilisant quatre régulateurs PID ajustés par la méthode directe de Lyapunov

IV.1. Introduction.....	39
IV.2. Principe de la méthode.....	39
IV.3. Loi de la commande.....	40
IV.4. Loi d'adaptation paramétrique	41
IV.5. Résultats de simulation	43
IV.6. Etude comparative	50
IV.7. Conclusion	53
Conclusion générale et perspectives	54
Références bibliographiques	55

Liste des figures

Chapitre I

Figure .I.1. Avion 3D.....	4
Figure .I.2. Le T-Wing (à gauche) et l'HoverEye (à droite).....	4
Figure .I.3. Hélicoptères à trois hélices. Le Vectron (a), l'hélicoptère auto-stable (b) et le Trirotor de Compiègne (c)	5
Figure .I.4. Structure générale d'un quadrotor.....	6
Figure .I.5. Entrées et sorties de modèle	6
Figure .I.6. Illustration du mouvement vertical..	8
Figure .I.7. Illustration de mouvement de roulis.....	8
Figure .I.8. Illustration du mouvement de tangage..	9
Figure .I.9. Illustration du mouvement de lacet.....	9
Figure .I.10. Illustration du mouvement de translation.....	10
Figure .I.11. Support au combat : (a) coopération UAV-UGV, (b) éclaireur.....	11
Figure .I.12. Drone militaires de surveillance : (a) global hawk (North grumman, 1000 kg de charge utile) et (b) sperwer (sagem).....	11
Figure .I.13. Le Predator, drone multi missions, utilisé par l'US Air Force depuis 1995.	11
Figure .I.14. Contrôle des Feux de forêts (a), (b) épandage engrais, (c) Surveillance des lignes électriques..	12

Chapitre II

Figure .II.1. Exemple d'un quadrotor	16
Figure .II.2. Mouvement du quadrotor	17
Figure .II.3. Configuration du quadrotor	17
Figure .II.4. Schémé bloc du quadrotor	23
Figure .II.5. Réponse en boucle ouverte du quadrotor.....	24

Chapitre III

Figure .III.1. Structure d'un régulateur flou	26
Figure .III.2. Principe des différentes méthodes de défuzzification	28
Figure .III.3. Schéma bloc de la commande PID adaptatif floue appliquée au quadrotor	29
Figure .III.4. Fonction d'appartenance d'entrées $e(k)$ et $\Delta e(k)$	30
Figure .III.5. Fonctions d'appartenance des paramètres k_p et k_d	30
Figure .III.6. Surface k_d	31
Figure .III.7. Surface k_p	31
Figure .III.8. Comparaison entre les PID classiques et les PID adaptatifs flous pour les axes Z, X, Y, Ψ	32
Figure .III.9. Comparaison entre le PID classique et le PID adaptatif flou pour les angles φ et θ	32

Figure .III.10. Comparaison entre les signaux de commande pour les correcteurs PID classiques et PID adaptatifs flous	33
Figure .III.11. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Z	33
Figure .III.12. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Y	34
Figure .III.13. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position X	34
Figure .III.14. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour l'angle Ψ	34
Figure .III.15. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes Z, X, Y et l'angle Ψ	35
Figure .III.16. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les angles θ et φ	35
Figure .III.17. Les signaux de commande	36
Figure .III.18. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Z	36
Figure .III.19. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Y	37
Figure .III.20. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position X	37
Figure .III.21. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Ψ	37

Chapitre IV

Figure .IV.1. Schéma block illustrative de la commande PID adaptatif par la méthode directe de Lyapunov appliquée au quadrotor	43
Figure .IV.2. Comparaison entre les PID classiques et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les axes Z, X, Y et l'angle Ψ	45
Figure .IV.3. Comparaison entre les PID classiques et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les angles φ et θ	45
Figure .IV.4. Comparaison entre les signaux de commande des PID classiques et des PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov.	46
Figure .IV.5. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Z	46
Figure .IV.6. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Y	46
Figure .IV.7. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position X.....	47
Figure .IV.8. Les gains du régulateur PID adaptatif de l'angle Ψ	47
Figure .IV.9. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes Z, X, Y et l'angle Ψ	48
Figure .IV.10. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les angles θ et φ	48
Figure .IV.11. Les signaux de commande	49
Figure .IV.12. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Z	49
Figure .IV.13. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Y.....	49
Figure .IV.14. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position X.....	50
Figure .IV.15. Les gains du régulateur PID adaptatif de l'angle Ψ	50
Figure .IV.16. Comparaison entre les PID adaptatifs à gains flous et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les axes Z, X, Y et l'angle Ψ	51
Figure .IV.17. Comparaison entre les PID adaptatifs à gains flous et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les angles φ et θ	52
Figure .IV.18. Comparaison entre les signaux de commande des PID adaptatif à gains flous et des PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov	52

Liste des tableaux

Chapitre II

Tableau .II.1. Paramètres physique du quadrotor22

Chapitre III

Tableau .III.1. Description de la différent méthode d'inférence27
Tableau .III.2. Table de règle de K_d 31
Tableau .III.3. Table de règle K_i 31

Chapitre IV

Tableau .IV.1. Paramètres des différents régulateurs PID44
Tableau .IV.2. Temps de réponse pour les axes X, Y, Z et l'angle Ψ 53

Nomenclatures

- UAV : Unmanned Aerial Vehicle
- MAV : Micro Air Véhicule
- MALE : Moyenne Altitude et Langue Endurance
- HALE : Haute Altitude et Langue Andurance
- TCP : Très Courte Portée
- DMT : Drone Maritime Tactique
- DDL : Degré De Liberté

Introduction Générale

Introduction Générale

L'analyse des systèmes non linéaires révèle une importance énorme dans l'étude des systèmes. Ce dévoilement est dû à la puissance des outils théoriques d'analyse dans l'exploration des caractéristiques du système, contrairement à la simulation qui, lorsqu'elle n'est pas guidée par une étude théorique, risque de donner des résultats ne couvrant pas la réalité du système. En outre, la synthèse des lois de commande non linéaires repose, essentiellement, sur l'analyse authentique de ces systèmes [1].

Le développement de plates-formes robotiques volantes connaît un essor croissant depuis quelques années grâce aux progrès enregistrés en technologie des capteurs et des actionneurs, et surtout grâce à la possibilité d'embarquer des cartes de commande toujours plus performantes et rapides capables d'exécuter une masse de calcul considérable. Ces robots volants sont connus sous le nom de drones ou UAV (Unmanned Aerial Vehicle) [2-5].

Le pilotage automatique d'avions et d'hélicoptères est né avec l'aviation moderne et a évolué au cours du temps pour satisfaire des besoins de plus en plus contraignants. Il peut être utilisé lorsque la tâche à réaliser est trop répétitive ou trop difficile pour le pilote. La maîtrise de la commande automatique de l'évolution des drones miniatures contrôlés par radio ouvre la voie à des applications dans les domaines de 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 [6].

Il faut noter que contrairement, aux robots manipulateurs classiques, la plupart de ces systèmes mécaniques sont sous actionnés [7] (le nombre d'entrées de commande est inférieur au nombre de degrés de liberté). La nécessité de différencier ces deux catégories provient du fait que ces robots ne se commandent pas de la même façon. En effet, le manque d'actionneurs pour ces engins induit une grande difficulté dans la conception de la commande. Au début des années 90, la communauté automatique a montré un regain d'intérêt pour le problème de commande de ces systèmes [8].

La recherche dans le domaine des drones exige des contributions de différentes disciplines y compris l'aéronautique, l'électronique, le traitement du signal, la commande automatique, l'informatique, la mécanique et les capteurs, et même de domaine la biologie dans les travaux de recherche sur les nano drones [3-5,9].

Le quadrotor est un système sous actionné (le nombre d'entrées de commande est inférieur au nombre de sorties), ce qui induit une grande difficulté dans la conception de la commande. D'autre part, une représentation complète de son comportement dynamique dans tous ces modèles de vol n'existe pas. Ceci est dû au fait que sa dynamique complexe résulte principalement de la nature variable des forces aérodynamiques dans les différentes conditions de vol [10].

Dans les applications industrielles, la commande PID par sa simplicité de conception est la commande la plus utilisée. La synthèse d'une commande PID consiste à déterminer trois paramètres à savoir : le gain K_p , le gain d'intégration K_i , le gain de dérivation K_d . Pour les systèmes linéaires, la méthode de Ziegler-Nichols [11], est la méthode la plus utilisée pour déterminer les gains K_p , K_i et le K_d . En revanche, pour les systèmes non linéaires il n'y a pas de méthodes systématiques pour trouver ces trois gains. Pour cette classe de systèmes, la tendance actuelle est vers la commande PID adaptative [12,13], et la commande PID robuste [14].

Pour améliorer les inconvénients de la commande PID classique comme le pic et temps de réponse, un contrôleur PID à gains adaptatifs sera utilisé pour approcher au mieux la commande idéale inconnue. Les trois gains de ce contrôleur PID, i.e., le gain K_p , K_i et le K_d , seront considérés ici comme les paramètres réglables. Pour ce faire, un mécanisme d'adaptation sera développé pour minimiser un critère quadratique de l'erreur entre la commande idéale inconnue u et la commande u_{pid} , issue de contrôleur PID [15].

Ce mémoire composé de quatre chapitres, est organisée de la manière suivante :

- Dans le premier chapitre, on définit dans un premier temps ce qu'est un drone, on rappelle les différents types des voilures tournantes en général et au quadrotor en particulier à savoir leur classification.
- Dans le deuxième chapitre nous avons essayé de présenter la modélisation du système dynamique de quadrotor.
- Dans le troisième chapitre nous avons essayé de synthèse une loi de commande PID à gains adaptatifs en utilisant la logique floue.
- Dans le quatrième chapitre nous avons proposé une loi de commande par PID à gains adaptatifs basée sur l'algorithme de Lyapunov pour la commande d'un modèle du quadrotor et faire une étude comparative entre les deux méthodes.

Chapitre I

Chapitre I

Présentation des systèmes aéronautiques

I.1. Introduction

Il est intéressant de lire ce que retiennent les dictionnaires pour définir un drone. Le Petit Robert nous apprend que le mot drone est apparu dans la langue française en 1954, il vient de l'anglais signifiant "Faux bourdon". L'autre définition du Petit Robert indique que c'est un petit avion de reconnaissance, sans pilote, télécommandé ou programmé. L'encyclopédie Universalis propose une définition un peu plus générale. Elle indique qu'un drone (en anglais U.A.V. pour Unmanned Aerial Vehicle) est un véhicule aérien sans pilote. Il peut donc faire appel au concept de l'avion, de l'hélicoptère voire de la fusée. Il sert, d'une façon générale, pour des missions de surveillance du champ de bataille, d'acquisition du renseignement ou de combat. Si le drone est d'abord apparu pour répondre à des besoins militaires, il est aussi désormais envisagé pour des applications civiles comme dans le domaine de surveillance de zones et d'installation, dans l'agriculture, pétrochimique etc... [10].

I.2. Classification des drones

La classification des drones est un exercice très difficile, dans la mesure où elle est différente selon les pays. Cependant les drones aériens peuvent être classés selon trois critères qui sont l'altitude de croisière, l'endurance en termes de temps de vol et leur dimension principale [10]. Dans ce cadre, le domaine opérationnel des drones peut se décomposer en trois segments :

- les drones tactiques ;
- les drones Moyenne Altitude et Longue Endurance (MALE) permettant d'utiliser une charge utile de l'ordre de 100 kg ;
- les drones de Haute Altitude et Longue Endurance (HALE).

Le segment tactique se décompose lui-même en six segments :

- les micro-drones (Micro Air Véhicule ou MAV), pouvant être contenu dans une sphère de 30cm ;
- les mini-drones (Mini Air Véhicule ou MAV également), pouvant être contenu dans une sphère de 70 cm ;
- les drones de très courte portée (TCP) ;
- les drones moyennes portée lents (multicharges multimissions ou MCMM lents) ;
- les drones rapides basse altitude (MCMM rapides) ;
- les drones maritimes tactiques (DMT) [10].

I.3. Les cellules à voilures tournantes

Les cellules à voilures tournantes ont toutes au moins une caractéristique commune : ce sont des objets volant à décollage et à atterrissage vertical, capable de faire du vol stationnaire. Ils utilisent un

(ou des) rotors pour se sustenter et propulser. Nous établissons un classement des cellules à voilures tournantes en 4 catégories [8,10] :

- monorotor.
- birotors.
- Trirotor.
- Quadrotor.

I.3.1. Monorotor

Les monorotors se composent avant tout d'un rotor principal (bipale avec barre stabilisatrice de Bell ou quadripale) qui permet la sustentation et la propulsion. Ils se divisent en 3 sous catégories selon la configuration utilisée pour permettre au drone de se déplacer dans ses différents axes (en translation et en rotation), ainsi que pour l'empêcher de tourner sur lui-même sous l'action du couple de réaction du rotor principal.



Figure .I.1. Avion 3D [16].

I.3.2. Birotor

Il existe plusieurs types de configurations à deux rotors tels que l'hélicoptère classique composé d'un rotor principal et d'un rotor en queue. Les appareils sans plateaux cycliques (autre que les hélicoptères notamment) utilisent des ailerons pour faire pivoter les rotors. Il existe aussi des appareils possédant deux rotors sur le même axe tournant dans des sens opposés et des ailerons qui baignent dans le flux d'air de ces rotors (figure I.4).

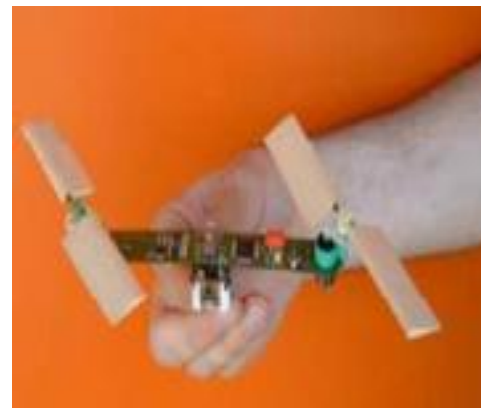


Figure .I.2. Le T-Wing (à gauche) et l'HoverEye (à droite) [17].

I.3.3. Configuration à 3 rotors

Dans cette catégorie nous trouvons le trirotor, le vectron et l'hélicoptère auto-stable.

I.3.3.1. Le trirotor

Est constitué de 2 rotors à l'avant qui tournent dans des sens opposés et un rotor à l'arrière avec orientation réglable. Le fonctionnement est similaire à celui d'un quadrotor mais la performance en vol n'est pas aussi satisfaisante.

I.3.3.2. Le vectron

Est constitué de 3 rotors qui tournent dans le même sens. Le corps circulaire de l'appareil tourne par conséquent dans le sens contraire. Les vitesses des moteurs sont variées à des instants très précis de manière à obtenir des couples de tangage et de roulis.

I.3.3.3. L'hélicoptère auto-stable

A été inventé récemment par un norvégien. Il est constitué de deux rotors à pas fixe qui sont montés sur le même axe et qui tourne dans des sens opposés. Un petit rotor de queue permet d'obtenir le couple de tangage. Cet hélicoptère a la propriété d'être stable grâce au fait qu'il existe une articulation entre les pales du rotor principal et l'axe du rotor. Etant donné son mode de fonctionnement, cet appareil peut être utilisé uniquement en intérieur.



(a)



(b)



(c)

Figure .I.3. Hélicoptères à trois hélices. Le Vectron (a), l'hélicoptère auto-stable (b) et le Trirotor de Compiègne (c) [18].

I.3.4. Le quadrotor

I.3.4.1. Définition

Un quadrotor est un robot mobile aérien à quatre rotors défini dans l'espace par 6 DDL [19-20]. 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 quadrotor est classé dans la catégorie des systèmes volants les plus complexes vu le nombre d'effets physiques qui affectent sa dynamique à savoir les effets aérodynamiques, la gravité, les effets gyroscopiques, les frottements et le moment d'inertie [21-22]. Cette complexité résulte essentiellement du fait que l'expression de ces effets diffèrent pour chaque mode de vol.

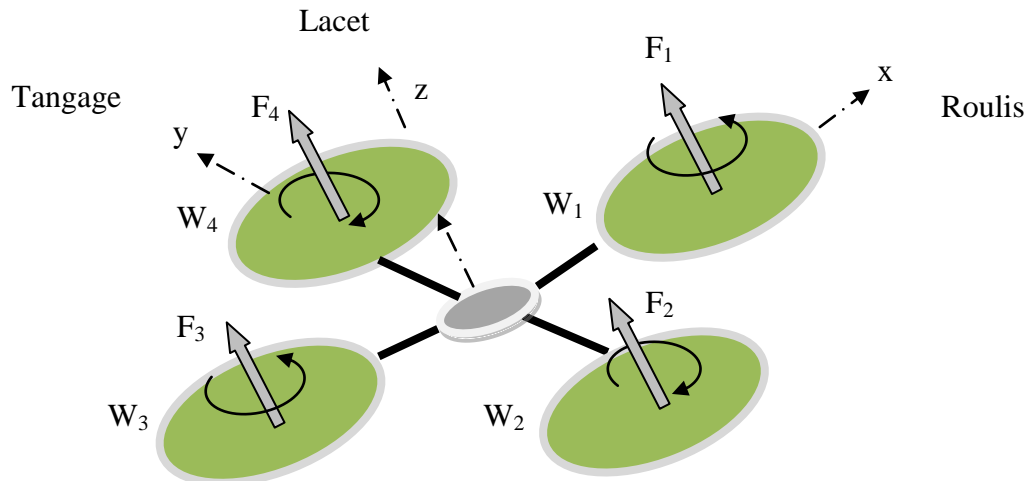


Figure .I.4. Structure générale d'un quadrotor [23].

Tout d'abord, on définit les entrées et les sorties du système à étudier. On repère quatre tensions d'alimentation des quatre rotors qui déterminent pour chacun la vitesse de rotation des hélices. Avec six degrés de liberté du quadrotor, six mouvements permettent au système de faire trois rotations et trois translations. Alors, on pourra récupérer des informations de type accélération, vitesse ou position, selon les modèles de capteurs utilisés.

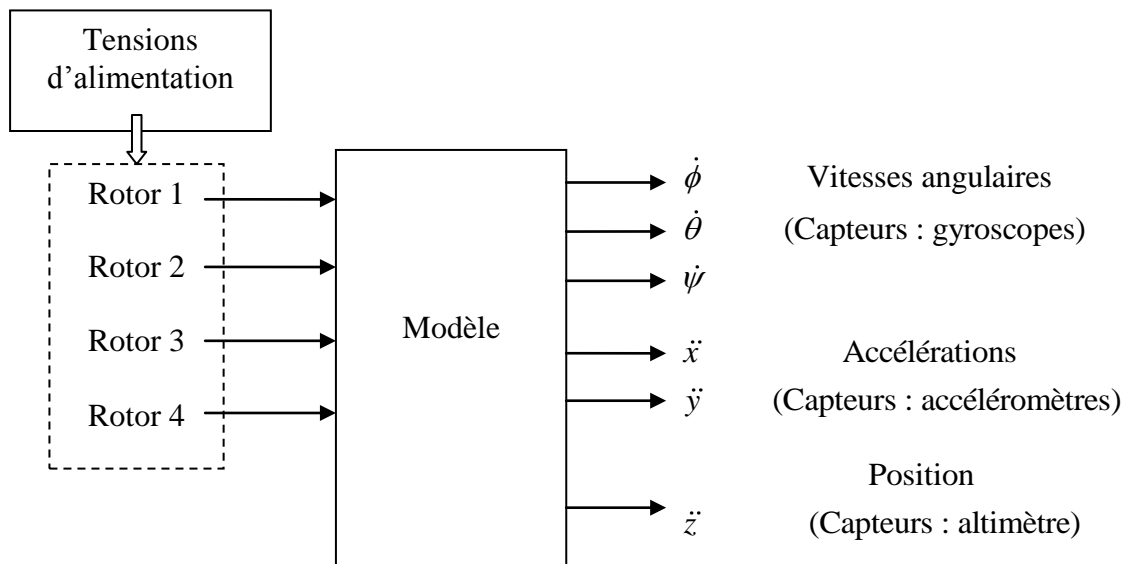


Figure .I.5. Entrées et sorties de modèle [24].

I.3.4.2. Le principe du vol de quadrotor

Le fonctionnement d'un quadrotor 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) [25]. Le

quadrotor 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 actionneurs seulement; donc c'est un système sous actionné (le nombre des entrées est inférieur au nombre des sorties) [1,25].

I.3.4.3. Les mouvements du quadrotor

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) [23].

Le quadrotor a cinq mouvements principaux :

- Mouvement vertical.
- Mouvement de roulis.
- Mouvement de tangage.
- Mouvement de lacet.
- Translation horizontal.

A. 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 quadrotor le mouvement est descendant [24].

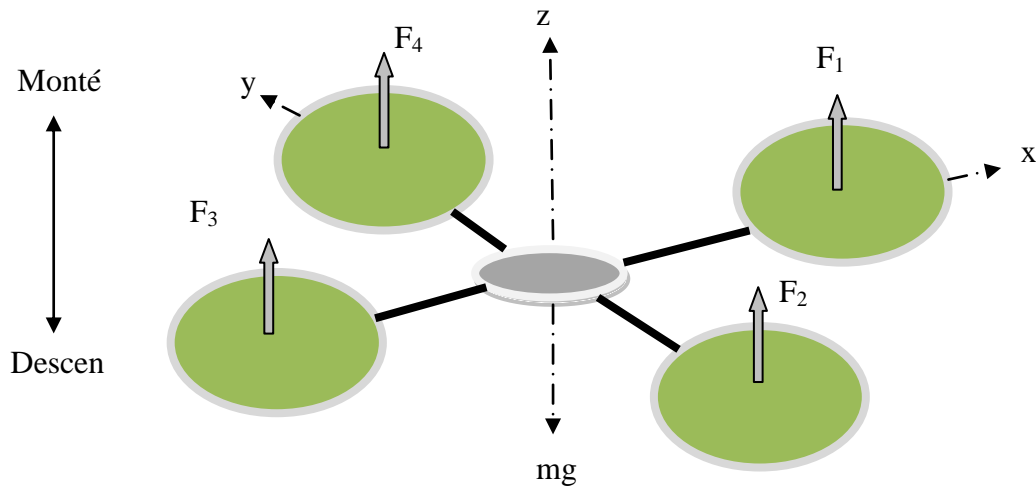


Figure .I.6. Illustration du mouvement vertical.

B. Mouvement de roulis

La figure (I.7) 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 [26].

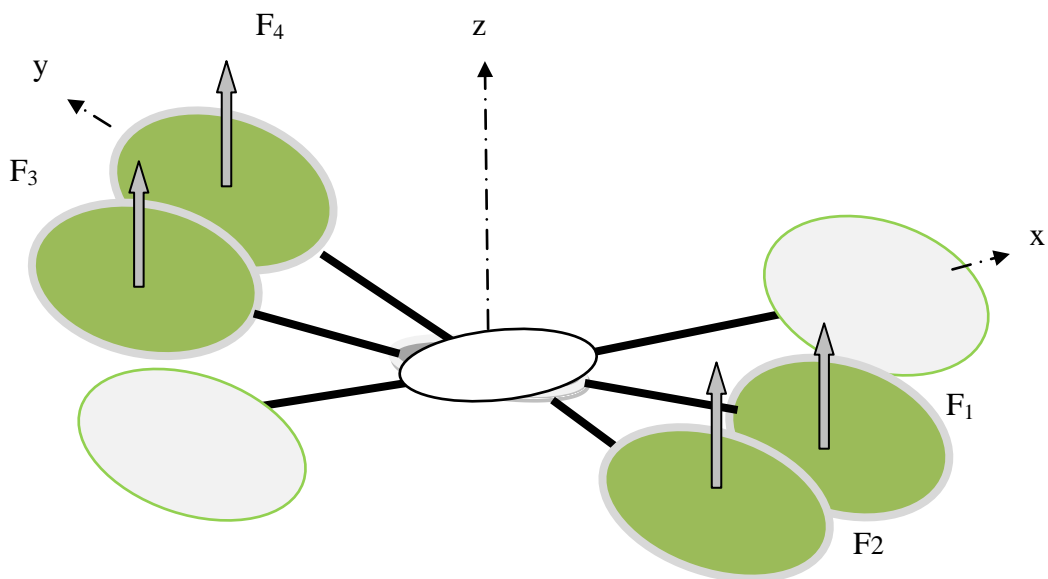


Figure .I.7. Illustration de mouvement de roulis.

C. Mouvement de tangage

La figure (I.8) 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 [10].

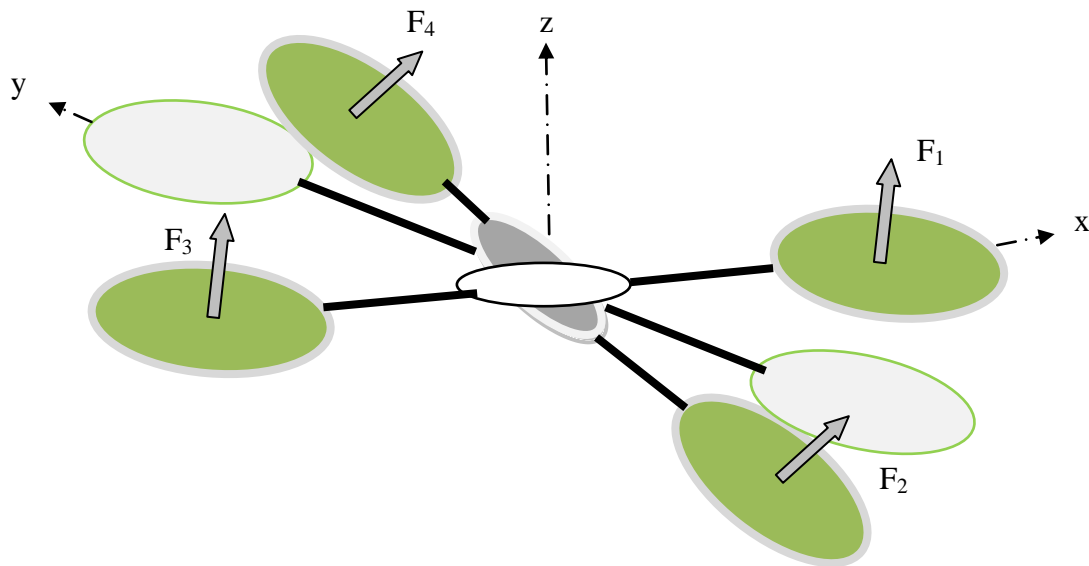


Figure I.8. Illustration du mouvement de tangage.

D. Mouvement de lacet

La figure (I.9) 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 produit 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 [23].

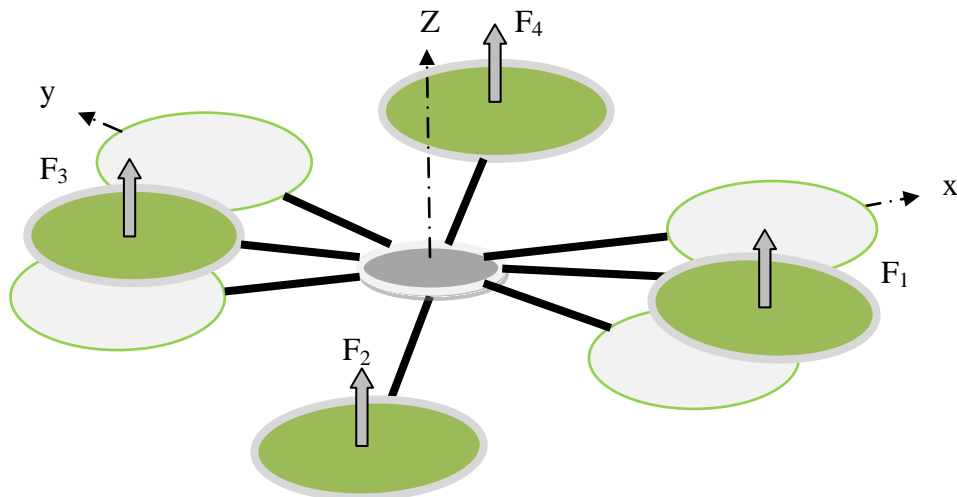


Figure I.9. Illustration du mouvement de lacet.

E. Mouvement de translation

La figure (I.10) 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 [1].

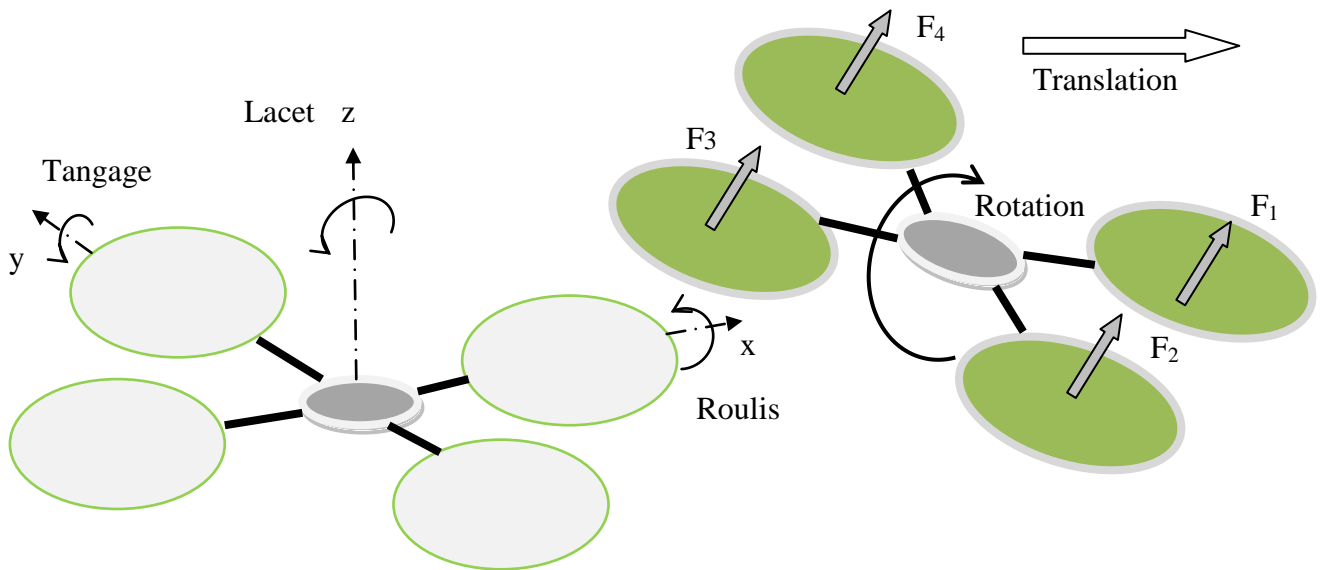


Figure .I.10. Illustration du mouvement de translation.

I.4. Applications et utilisation

Les drones sont développés à l'origine pour remplacer l'homme dans des environnements ou des situations dangereuses. Ces engins sans pilote présentent de nombreux avantages tels que [27] :

- La diminution des contraintes liées à la sécurité.
- L'accomplissement des missions à haut risque ou dans des zones inaccessibles à l'homme.
- La réduction des coûts.

Le domaine d'application des drones, qui ne cesse de s'élargir, relève tant du domaine militaire que civil. Principalement, on peut distinguer les applications militaires et les applications civiles.

I.4.1. Applications militaires

Les lourdes pertes subies pendant la seconde guerre mondiale par les aviations d'observation de chacun des antagonistes suscitérent l'idée d'un engin d'observation militaire sans équipage (ni pilote, ni observateur). Pendant la guerre du Vietnam, les Américains ont utilisé des drones (Firebee) pour localiser les rampes de lancement des missiles sol-air soviétiques «SAM-2».

Lors de la guerre du Golfe, les britanniques, les français commencèrent à se servir de drones et les américains l'ont fait appel au drone (Pioneer) pour la surveillance jour/nuite, l'acquisition des objectifs, et les réglages de l'artillerie. De leur côté, les Israéliens ont saturé les défenses aériennes le long du canal de Suez lors de la guerre du Kippour (1973) et ce, avec un grand nombre de drones bon marché.

Mais c'est surtout au cours des trois derniers conflits majeurs impliquant les forces internationales de l'OTAN (intervention au Kosovo, en Afghanistan et en Irak) que les drones ont vraiment pu démontrer leurs capacités opérationnelles, accomplissant indifféremment des missions d'observation aérienne ou d'attaque au sol. En règle générale, on peut décomposer en trois grandes catégories, les missions militaires confiées aux drones :

- La surveillance et le renseignement.
- Le support au combat.
- Le combat proprement dit.

Ces missions sont illustrées par les figures I.7-I.9



(a)



(b)

Figure I.11. Support au combat : (a) coopération UAV-UGV, (b) éclaireur [16].



(a)



(b)

Figure I.12. Drone militaires de surveillance : (a) global hawk (North grumman, 1000 kg de charge utile) et (b) sperwer (sagem) [28].



Figure I.13. Le Predator, drone multi missions, utilisé par l'US Air Force depuis 1995 [28].

I.4.2. Applications civiles

Tous les avantages reconnus des drones pour les applications militaires sont transposables aux applications civiles. On peut citer :

- Dans le domaine de la sécurité: surveillance de l'espace aérien, du trafic urbain et interurbain.
- Dans la gestion des risques naturels: surveillance de l'activité des volcans.
- La protection de l'environnement: mesure de la pollution de l'air, surveillance des forêts.

- L'intervention dans des sites hostiles: milieux radioactifs, déminage des terrains (cartographie de terrains minés).
- La gestion des grandes infrastructures: barrages, lignes à haute tension, pipelines.
- L'agriculture: détection et traitement des cultures.
- La prise de vue aérienne dans la production des films.
- Télécommunications mobiles, publicité et radiodiffusion (télévision, ...).
- Géodésie et mesures atmosphériques.



(a)



(b)



(c)

Figure .I.14. Contrôle des Feux de forêts (a), (b) épandage engrais, (c) Surveillance des lignes électriques [16].

I.5. Technologie des capteurs pour la localisation des drones

Les véhicules aériens sans pilote sont équipés de plusieurs instruments et capteurs permettant leur localisation et l'acquisition des différentes grandeurs nécessaires à la mise en œuvre de leur système de commande et de décision. Ces capteurs sont habituellement classés en deux familles [29, 30] :

- Les capteurs proprioceptifs mesurent le déplacement du drone entre deux instants. L'intégration de leurs mesures permet d'estimer la situation courante du véhicule relativement à sa situation initiale. Ces capteurs donnent des résultats qui se dégradent avec le temps. Il faut donc leur adjoindre un système permettant de recalibrer périodiquement la situation absolue du véhicule.
- Les capteurs extéroceptifs mesurent la situation absolue du drone par 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 capteurs peuvent être utilisés tout au long du parcours soit pour mesurer en permanence la situation absolue du mobile, soit pour recalibrer périodiquement la navigation à l'estime. 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.

Nous décrirons les capteurs appartenant à ces deux grandes familles, en limitant notre étude aux capteurs susceptibles d'être embarqués par des engins volants, et de petite taille.

I.5.1. Capteurs Proprioceptifs

I.5.1.1. Accéléromètres

Les accéléromètres peuvent être utilisés pour déterminer la position du véhicule par double intégration. C'est le principe de la navigation inertielle. Leurs mesures ne sont pas encore suffisamment précises pour être directement exploitées en navigation.

Dans le cas de véhicules qui ont une accélération faible par rapport à la gravité, les accéléromètres peuvent être utilisés pour fournir la direction de la gravité. Ils fonctionnent alors comme des inclinomètres [31].

I.5.1.2. Gyroscopes

Un gyroscope est un appareil permettant d'effectuer une mesure de la rotation absolue de son boîtier. On retrouve deux types les gyroscopes mécaniques et les gyroscopes à laser (fibres optiques). 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) [10,31].

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

Une centrale inertielle (IMU) est un système complet, composé au minimum de 3 accéléromètres et de 3 gyroscopes permettant de mesurer les composantes selon les 3 axes de l'accélération non gravitationnelle et de la vitesse instantanée de rotation du véhicule par rapport à un référentiel inertielle (qui est confondu avec le repère terrestre dans la plupart des cas). 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 [31].

I.5.2. Capteurs Extéroceptifs

1.5.2.1. Compas magnétiques

Le compas magnétique, appelé aussi magnétomètre, indique la direction du nord magnétique. Généralement, la déclinaison magnétique est compensée pour que le capteur délivre en permanence une mesure absolue du capteur par rapport à la direction du nord géographique. L'inconvénient majeur de ces capteurs est leur perturbation par les masses magnétiques environnantes ainsi que par les champs magnétiques parasites, induits par la proximité de moteurs électriques par exemple [10].

I.5.2.2. Gyrocompas

Le premier effet des gyroscopes est la permanence de l'axe de rotation de la toupie dans une direction donnée, ce qui permet de les utiliser comme indicateurs de direction à condition que leur dérive soit la plus faible possible. Plus lourds et plus onéreux que les compas magnétiques, mais insensibles aux perturbations magnétiques, les gyrocompas constituent une solution intéressante pour les drones de grande taille [31].

I.5.2.3. Localisation sur balises (GPS : Global Positioning System)

Le système GPS est un système de positionnement par satellites conçu initialement pour des applications militaires. Son utilisation pour des applications civiles (géodésie, localisation de mobiles, etc.) est actuellement en plein essor [31].

Ce système comporte 24 satellites répartis de telle sorte qu'en tout point du globe, on peut en observer simultanément 4 à 8, avec une élévation d'au moins 15°.

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, etc.

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.5.2.4. Capteurs télémétriques

Cette catégorie regroupe les capteurs permettant d'acquérir des mesures sur l'environnement qui les entoure. Leur principe est toujours le même : le télémètre émet un signal qui lui est renvoyé par l'obstacle le plus proche dans la direction d'émission. L'écart de temps entre le signal émis et le signal reçu permet de retrouver la distance à l'obstacle. 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.5.2.5. Caméra

La caméra 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 [10].

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord donnée les classifications des drones. Ensuite nous avons présenté une brève description du quadrotor. Ainsi que son principe de vol. Enfin, nous avons expliqué les mouvements du quadrotor.

Chapitre II

Chapitre II

Modélisation d'un drone quadrotor

II.1. Description

Un drone quadrotor est équipé de quatre rotors disposés en croix (figure.II.1). Les rotors avant et arrière tournent dans le sens contraire des rotors latéraux. Les rotors étant à pas fixe, le pilotage en tangage roulis lacet est réalisé par différence de vitesse de rotation, selon le schéma de principe présenté en (figure II.2). La simplicité mécanique de ce véhicule en fait une configuration très abordable pour la réalisation de plateformes expérimentales à faible coût.



Figure .II.1. Exemple d'un quadrotor [32].

Les mouvements possibles du quadrotor sont (Figure.II.2) :

- Le mouvement vertical (Sustentation) s'obtient de la contribution des quatre hélices au même temps.
- Le déplacement suivant l'axe X se produit suite à une rotation autour de l'axe Y, cette dernière se crée à cause de la différence de portance des rotors 1-3 (Tangage θ).
- Le déplacement suivant l'axe Y se produit suite à une rotation autour de l'axe X, cette dernière se crée à cause de la différence de portance des rotors 2-4 (Roulis φ).
- Le mouvement en lacet nécessite que deux rotors du même axe tournent dans un sens tandis que les deux autres dans l'autre sens (Lacet ψ).

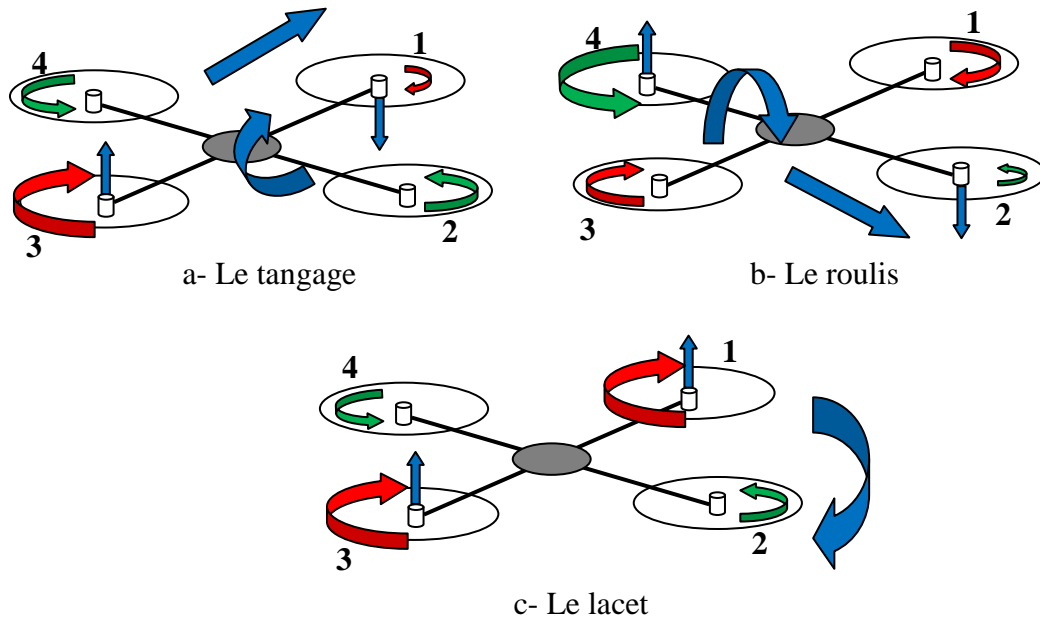


Figure .II.2. Mouvements du quadrotor [33].

II.2. Modèle dynamique

Pour étudier le mouvement du quadrotor on utilise deux repères (figure.II.3) : le repère $E(x, y, z)$ lié à la terre (supposé galiléen) et le repère $B(x, y, z)$ lié au corps du quadrotor.

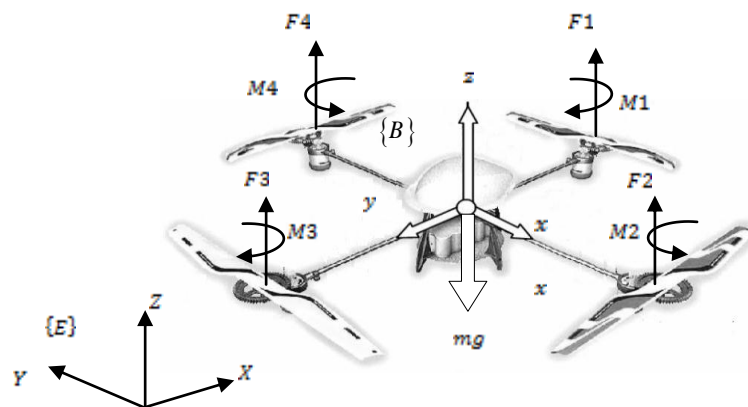


Figure .II.3. Configuration du quadrotor [33].

Le modèle dynamique est obtenu sous les hypothèses indiquées ci-dessous :

- Les hélices sont supposées rigides.
- La conception du quadrotor est symétrique.
- Le corps du quadrotor est rigide.
- Les forces de portance et de trainée sont proportionnelles aux carrés de la vitesse de rotation des rotors.
- Le centre de masse et l'origine du repère lié à la structure se coïncident.

Le modèle se divise naturellement en coordonnées de translation et de rotation:

$$\zeta = (x, y, z) \in \mathfrak{R}^3; \quad \eta = (\theta, \varphi, \psi) \in S^3 \quad (\text{II.1})$$

avec : S groupe symétrique.

L'énergie cinétique de translation du quadrotor est:

$$T_{trans} = \frac{m}{2} \dot{\zeta}^T \dot{\zeta} \quad (\text{II.2})$$

où m représente la masse du quadrotor.

L'énergie cinétique de rotation s'écrit:

$$T_{rot} = \frac{1}{2} \dot{\eta}^T \mathbb{J} \dot{\eta} \quad (\text{II.3})$$

La matrice \mathbb{J} agit comme la matrice d'inertie pour l'énergie cinétique de rotation complète du quadrotor, elle est exprimée directement en fonction des coordonnées η généralisées. En définissant la matrice d'inertie du cadre de corps en tant que:

$$\mathbb{J} = \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{xx} & 0 \\ 0 & 0 & 2I_{xx} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

La seule énergie potentielle qui doit être considérée est le potentiel gravitationnel standard donné par:

$$E_p = mgz \quad (\text{II.5})$$

Où g et les pesanteurs de gravité et z est l'axe vertical.

Le lagrangien est défini par:

$$\begin{aligned} L(q, \dot{q}) &= T_{trans} + T_{rot} - E_p \\ &= \frac{m}{2} \dot{\zeta}^T \dot{\zeta} + \frac{1}{2} \dot{\eta}^T \mathbb{J} \dot{\eta} - mgz \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

q et \dot{q} sont les coordonnées de translation et de rotation remplacées par ζ , $\dot{\zeta}$ et η , $\dot{\eta}$ respectivement.

Le modèle de la dynamique du quadrotor est obtenu en utilisant le formalisme d'Euler-Lagrange avec la force extérieure généralisée :

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L}{\partial q} = F \quad (\text{II.7})$$

où

$$F = (F_\zeta, \tau) \quad (\text{II.8})$$

Avec : F_ζ est la force de translation appliquée au quadrotor à partir de la commande d'entrées u et τ est le vecteur des moments généralisés donné par :

$$\tau = \begin{pmatrix} \tau_\theta \\ \tau_\varphi \\ \tau_\psi \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Nous négligeons les petites forces du corps car ils sont généralement d'une amplitude beaucoup plus petite que les entrées de commandes principales, puis nous écrivons :

$$\hat{F} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ u \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Où (voir la figure II.3):

$$u = F_1 + F_2 + F_3 + F_4 \quad (\text{II.11})$$

$$F_i = k_i \omega_i^2 \quad (\text{II.12})$$

$k_i > 1$ est une constante et ω_i est la vitesse angulaire du moteur M_i ($i=1, \dots, 4$).

On obtient alors pour la force F_ζ :

$$F_\zeta = R\hat{F} \quad (\text{II.13})$$

Où R est la matrice de transformation représentant l'orientation du quadrotor, en utilisant $c(\cdot)$ pour $\cos(\cdot)$ et $s(\cdot)$ pour le $\sin(\cdot)$, cette matrice est donnée par :

$$R = \begin{pmatrix} c\theta \ c\psi & c\psi s\theta \ s\varphi - s\psi \ c\varphi & c\psi s\theta \ c\varphi + s\psi \ c\varphi \\ c\theta \ s\psi & s\psi s\theta \ s\varphi + c\psi \ c\varphi & s\psi s\theta \ c\varphi - c\psi \ s\varphi \\ -s\theta & s\varphi \ c\theta & c\varphi \ c\theta \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Les composantes du vecteur τ des moments généralisés sont données par :

$$\tau_\theta = (F_2 - F_4)l \quad (\text{II.15})$$

$$\tau_\phi = (F_3 - F_1)l \quad (\text{II.16})$$

$$\tau_\psi = d(F_1 - F_2 + F_3 - F_4) \quad (\text{II.17})$$

Où l est la distance entre les moteurs et le centre de gravité, et d est la distance entre le centre de masse du quadrotor et l'axe de rotation du rotor.

L'équation d'Euler-Lagrange peut être partitionnée en la dynamique pour les coordonnées de ζ et la dynamique de η [26] [33]. D'où obtient:

$$m\ddot{\zeta} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ mg \end{pmatrix} = F_\zeta \quad (\text{II.18})$$

$$\mathbb{J}\ddot{\eta} + \mathbb{J}\dot{\eta} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \eta} \dot{\eta}^T \mathbb{J} \dot{\eta} = \tau \quad (\text{II.19})$$

Définissons le vecteur centripète/Coriolis par :

$$\bar{V}(\eta, \dot{\eta}) = \mathbb{J}\dot{\eta} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \eta} (\dot{\eta}^T \mathbb{J} \dot{\eta}) \quad (\text{II.20})$$

Nous pouvons alors écrire :

$$\mathbb{J}\ddot{\eta} + \bar{V}(\eta, \dot{\eta}) = \tau \quad (\text{II.21})$$

Mais nous pouvons réécrire $\bar{V}(\eta, \dot{\eta})$ comme suit :

$$\begin{aligned} \bar{V}(\eta, \dot{\eta}) &= \left(\mathbb{J} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \eta} (\dot{\eta}^T \mathbb{J}) \right) \dot{\eta} \\ &= C(\eta, \dot{\eta}) \dot{\eta} \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

Où $C(\eta, \dot{\eta})$ désigne les termes de Coriolis et contient les termes gyroscopiques et centrifuges associés à la dépendance de η et \mathbb{J} .

La matrice \mathbb{J} est donnée par :

$$\mathbb{J} = T_\eta^T \mathbb{I} T_\eta \quad (\text{II.23})$$

Où :

$$T_\eta = \begin{bmatrix} -s\theta & 0 & 1 \\ c\theta s\phi & c\phi & 0 \\ c\theta c\phi & -s\phi & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

On obtient donc :

$$\mathbb{J} = I_{xx} \begin{bmatrix} 1 + c_\theta^2 c_\phi^2 & -c\theta s\phi c\phi & -s\theta \\ -c\theta s\phi c\phi & 2 - c_\phi^2 & 0 \\ -s\theta & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

$$\dot{\mathbb{J}} = I_{xx} \begin{bmatrix} \dot{\theta} s 2\theta c_\phi^2 + \dot{\phi} s 2\phi c_\theta^2 & \dot{\theta} s \theta s \phi c\phi - \dot{\phi} c 2\phi c\theta & \dot{\theta} c\theta \\ \dot{\theta} s \theta s \phi c\phi - \dot{\phi} c 2\phi c\theta & \dot{\phi} s 2\phi & 0 \\ \dot{\theta} c\theta & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

À partir de (II.22) on obtient les coefficients de la matrice C :

$$\begin{cases} C_{1,1} = C_{1,2} = C_{1,3} = 0 \\ C_{2,1} = I_{xx} (\dot{\psi} c_\phi^2 s 2\theta + \dot{\theta} s \phi c\phi s\theta - \dot{\phi} c\theta) \\ C_{2,2} = I_{xx} \dot{\psi} s \phi c\phi s\theta \\ C_{2,3} = -I_{xx} \dot{\psi} c\theta \\ C_{3,1} = -I_{xx} (\dot{\psi} c_\theta^2 s 2\phi + \dot{\theta} c\theta c 2\phi) \\ C_{3,2} = -I_{xx} (\dot{\psi} c\theta c 2\phi - \dot{\theta} s 2\phi) \\ C_{3,3} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Avec :

$$I_{xx} = I_{yy} = ml^2, I_{zz} = 2ml^2 \quad (\text{II.28})$$

Enfin, nous obtenons :

$$m\ddot{\zeta} = u \begin{pmatrix} -\sin \sin \theta \\ \cos \cos \theta \sin \sin \phi \\ \cos \cos \theta \cos \cos \phi \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{pmatrix} \quad (\text{II.29})$$

$$\dot{\eta}\mathbb{J} = -C(\eta, \dot{\eta})\dot{\eta} + \tau \quad (\text{II.30})$$

Pour simplifier nous proposons un changement des variables d'entrée :

$$\tau = C(\eta, \dot{\eta})\dot{\eta} + \mathbb{J}\tilde{\tau} \quad (\text{II.31})$$

Où :

$$\tilde{\tau} = \begin{pmatrix} \tilde{\tau}_\theta \\ \tilde{\tau}_\varphi \\ \tilde{\tau}_\psi \end{pmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Avec $\tilde{\tau}_\theta$, $\tilde{\tau}_\varphi$ et $\tilde{\tau}_\psi$ sont les nouvelles entrées. Réécrivons les équations (II.29) - (II.30), nous obtenons :

$$\begin{cases} \ddot{x} = -\frac{u}{m} \sin \theta \\ \ddot{y} = \frac{u}{m} \cos \theta \cdot \sin \varphi \\ \ddot{z} = \frac{u}{m} \cos \theta \cdot \cos \varphi - g \\ \ddot{\theta} = \tilde{\tau}_\theta \\ \ddot{\varphi} = \tilde{\tau}_\varphi \\ \ddot{\psi} = \tilde{\tau}_\psi \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Les valeurs des paramètres physiques du quadrotor sont regroupées dans le tableau (II.1) :

Tableau .II.1. Paramètres physique du quadrotor [26].

Paramètres	Désignation	Valeur
d	Coefficient de traînée	$7.5e-7N \text{ ms}^2$
l	Longueur du support	$0.232m$
m	Masse de quadrotor	$0.52Kg$
b	coefficient de poids	$3.13e-5Ns^2$
J_r	L'inertie du rotor	$6e-5Kgm^2$

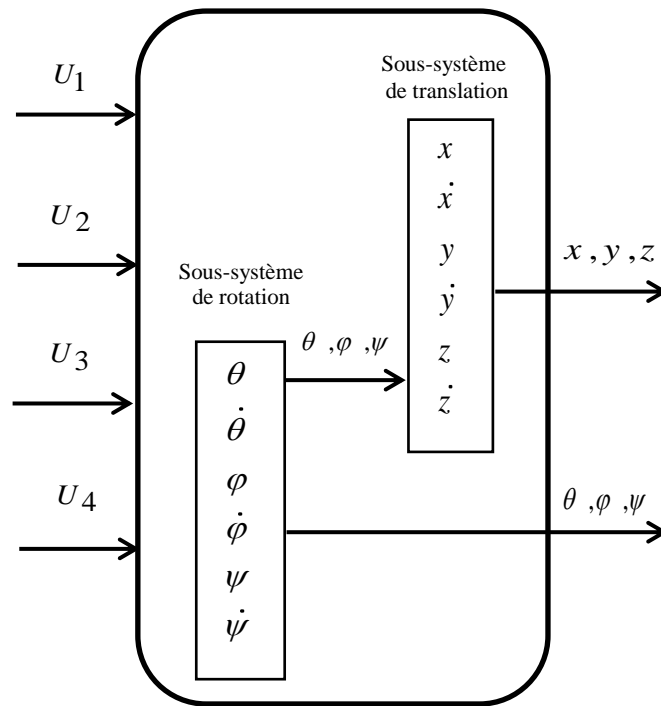
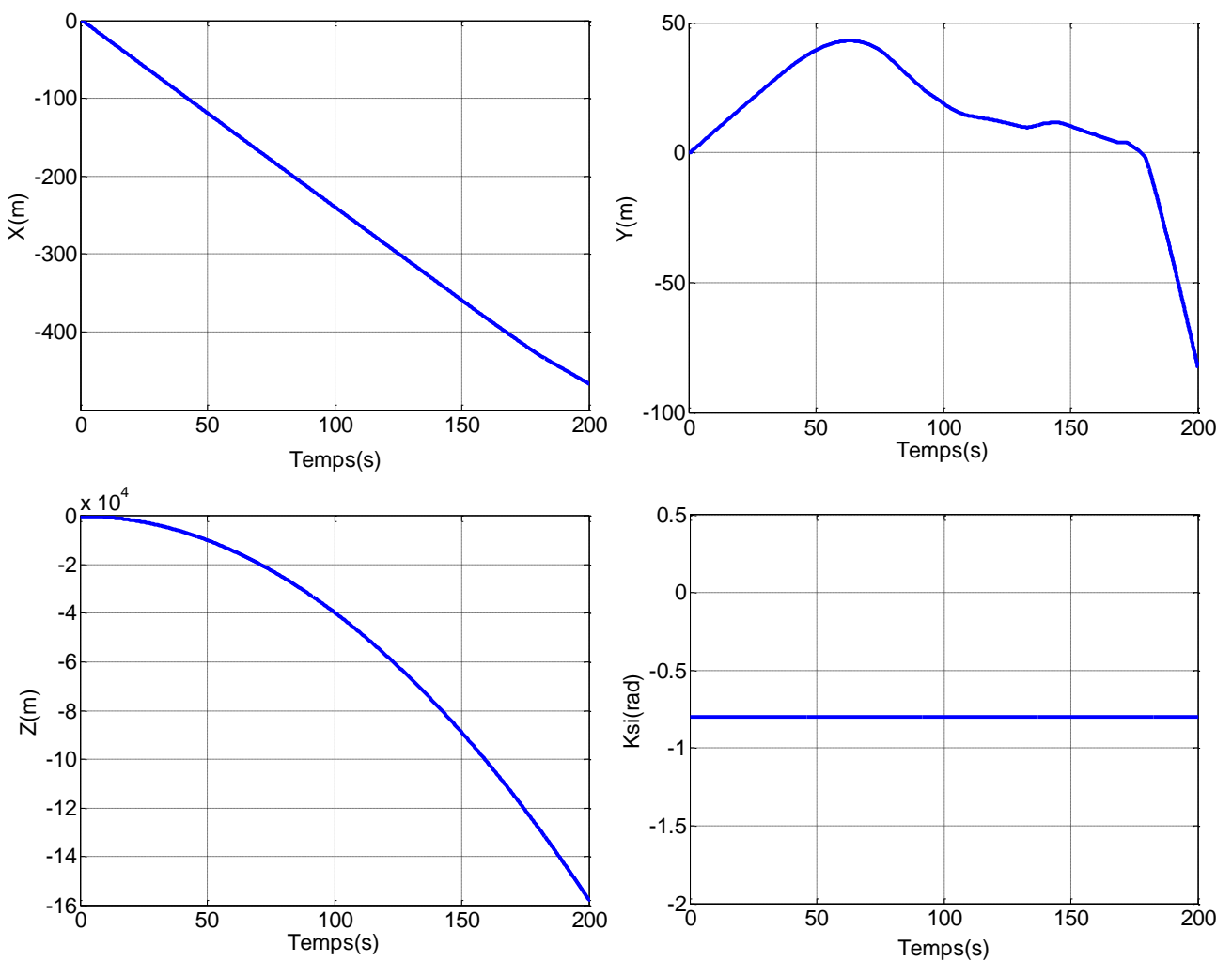


Figure .II.4. Schéma bloc du quadrotor.

II.3. Réponse en boucle ouverte du quadrotor



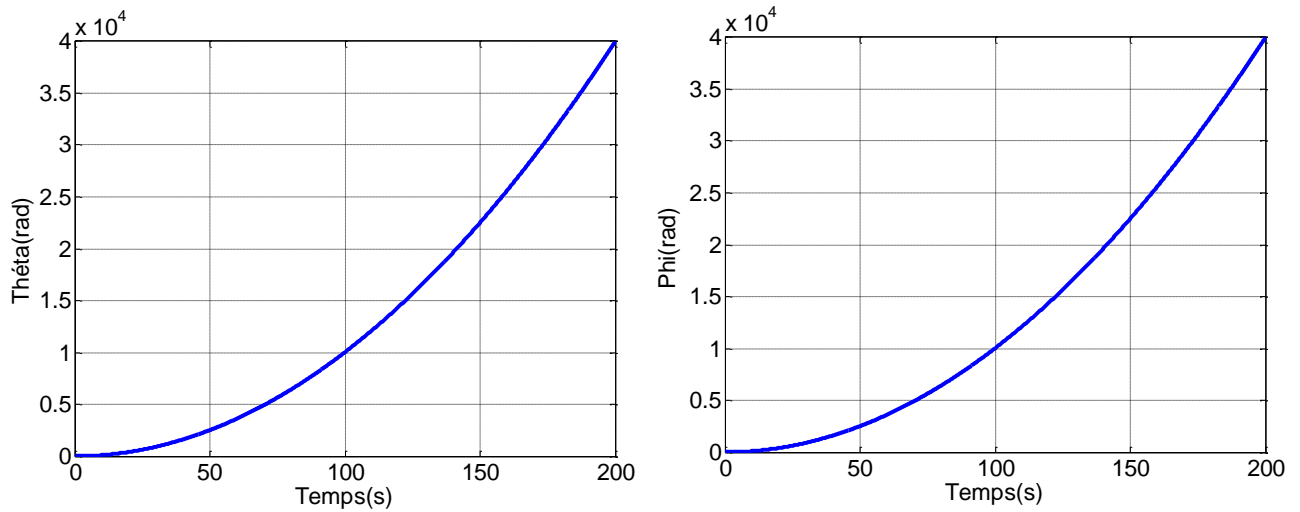


Figure .II.5. Réponse en boucle ouvert du quadrotor.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons envisagé la modélisation dynamique d'un drone à six degrés de liberté de type quadrotor. Le modèle établi montre la nature couplée, complexe, non linéaire, multi-variable et sous-actionné de ce système, dans les chapitres suivants, pour mettre en œuvre les différentes lois de commande.

Chapitre III

Chapitre III

Commande du quadrotor en utilisant quatre régulateurs PID adaptatifs floues

III.1. Introduction

En raison de sa structure simple, sa simplicité d'implémentation et ses performances de commande satisfaisantes, le régulateur PID reste, jusqu'à nos jours, le régulateur le plus utilisé en industrie. On peut distinguer deux catégories principales de ce type de régulateurs : les régulateurs PID à paramètres fixes et les régulateurs PID à paramètres adaptatifs. L'une des méthodes les plus utilisées pour déterminer les paramètres d'un régulateur PID à paramètres fixes est la méthode de ZieglerNichols. Cette méthode a été abordée dans de nombreux travaux de recherche [34]. Plusieurs méthodes pour adapter les paramètres d'un régulateur PID ont été étudiées et comparées [35,36]. Nous présentons, dans cette partie, la synthèse d'un régulateur PID à gains adaptatifs en utilisant la logique flou. Nous commençons par rappeler le principe de base d'un régulateur flou.

III.2. La logique floue

La logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part des chercheurs, des ingénieurs et des industriels, et plus généralement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturel, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine et de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains.

La logique floue est une technique pour le traitement de connaissances imprécises basées, sur des termes linguistiques; elle donne les moyens de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain, en une commande automatique, permettant ainsi la commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie.

Dans le domaine du génie électrique, la commande à logique floue a fait l'objet de plusieurs travaux : dans la commande des convertisseurs statiques et dans la commande des machines électriques [37-39], dans la navigation de robots mobiles [40, 41]. Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur à logique floue est plus robuste qu'un régulateur conventionnel [38, 42].

Les performances que la commande floue peut apporter par comparaison avec les commandes classiques, sont essentiellement dues à la méthode de conception de ces régulateurs. En effet, ces derniers ne nécessitent pas la connaissance des modèles mathématiques du système. Par contre ils ont besoin d'un ensemble de règles basées essentiellement sur les connaissances d'un opérateur qualifié manipulant le système.

III.3. Principe d'un contrôleur flou

La conception d'un régulateur classique PID préconise la connaissance précise du modèle du système à commander. Les valeurs d'entrée doivent être mesurées avec exactitude afin d'éviter les

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

La commande par logique floue peut opérer lorsque les procédés à commander sont mal connus ou difficiles à décrire précisément, ou lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel et non numériquement. Elle est simple à réaliser, flexible et donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus. Les règles sont faciles à comprendre et à modifier puisqu'elles sont exprimées par des termes du langage naturel [43]. L'architecture interne d'un régulateur flou est donnée par la figure (III.1).

Elle est composée de trois blocs :

- Fuzzification.
- Inférence.
- Défuzzification.

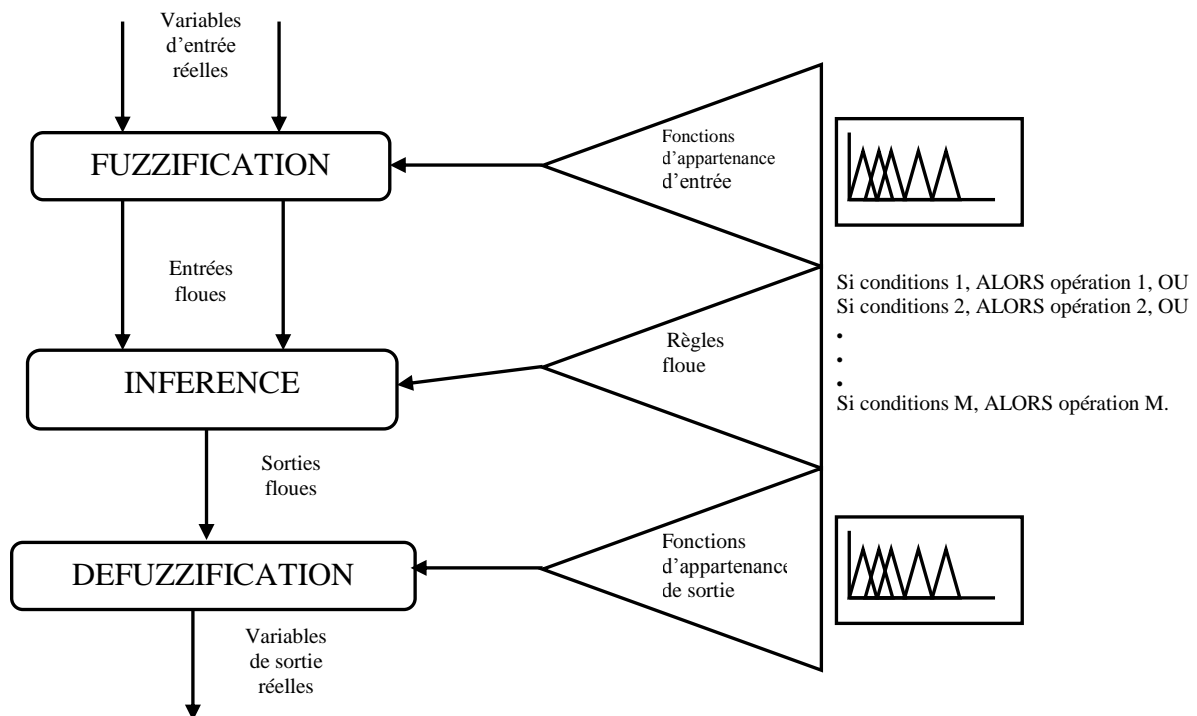


Figure .III.1. Structure d'un régulateur flou [44].

III.3.1. Fuzzification

L'opération de fuzzification, permettant le passage des grandeurs réelles aux valeurs floues, consiste à déterminer les différents univers de discours correspondant aux domaines de variation des variables d'entrée et de sortie. Ensuite, définir pour chacune des variables ses sous-ensembles flous ainsi que leurs fonctions d'appartenance associée [43].

III.3.2. Inférence

L'opération d'inférence permet de relier les valeurs des variables linguistiques d'entrée à celles des variables linguistiques de sortie par une table de règles, qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à commander. C'est un mécanisme qui, en manipulant les règles floues, établit une décision.

En réglage par logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes [45]:

- Méthode d'inférence Max-Min.
- Méthode d'inférence Max-Prod.
- Méthode d'inférence Somme-Prod.

Le nom de la méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation et l'implication. Le tableau suivant indique la manière de leur utilisation :

Tableau .III.1. Description de la défèrent méthode d'inférence [46].

Méthodes	Opérateurs sur Prémises		Opérateur Implication	Opérateur Agrégation
	Ou	Et	Imp	
Max-min	Max	Min	Min	Max
Max-prod	Max	Min	Prod	Max
Som-prod	Som	Prod	Prod	Som

III.3.3. Défuzzification

Elle consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres linguistiques fournis par les méthodes d'inférences. L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de la fonction d'appartenance résultante, la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification :

- Méthode du maxima.
- Méthode du centre de gravité.
- Méthode de la moyenne des maximas.

Le choix d'une méthode de défuzzification est un point très délicat lors de l'élaboration d'une technique de contrôle en logique floue. Celui-ci conditionnera en effet grandement l'évolution dynamique de la commande. [37, 42].

Il est toutefois reconnu que la méthode du centre de gravité donne les meilleurs résultats. Notons que des blocs de normalisation et de dénormalisation sont ajoutés respectivement en entrée et en sortie du régulateur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents [47].

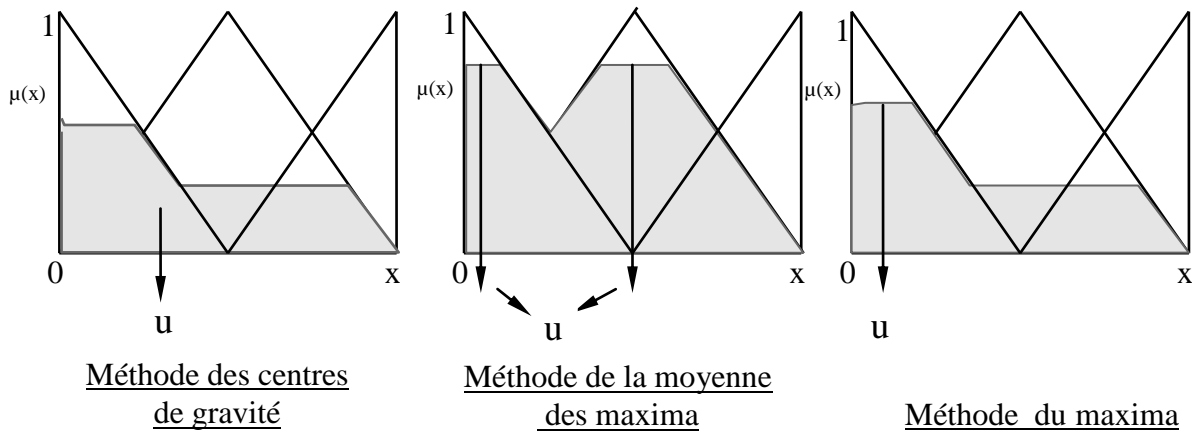


Figure .III.2. Principe des différentes méthodes de défuzzification [46].

III.4. Avantage et désavantage du régulateur par la logique floue

Le réglage par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et désavantages essentiels.

III.4.1. Les avantages

- La non nécessité d'une modélisation du système à régler.
- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistique) de l'opérateur de processus.
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
- L'emploi possible aussi pour les processus rapides (grâce à des processeurs dédiés).
- La disponibilité de systèmes de développement efficaces soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle), soit pour circuit intégrés (processeur dédiés, solution matérielle).

III.4.2. Les inconvénients

- Le manque de directive précise pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.
- La précision de réglage souvent peu élevée.
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.5. Mise en œuvre de la commande

Bien que les régulateurs PID présentent des propriétés intéressantes, les changements structurels et les incertitudes dans les paramètres du système peuvent affecter leur performance de commande ou peuvent même rendre le système instable. Par conséquent, dans les applications réelles

les paramètres du régulateur doivent être affinés pour maintenir les performances requises. Afin de compenser l'effet des changements structurels du système et les incertitudes des différents paramètres, un mécanisme pour adapter les paramètres du régulateur doit être mis au point. La figure (III.3) présente la structure de commande du modèle du quadrotor en utilisant quatre régulateurs PID. Les gains d'intégration k_i et de dérivation k_d des quatre régulateurs PID sont adaptés, en ligne, en utilisant un système d'inférence flou. Par contre, les valeurs des gains proportionnels k_p de ces régulateurs restent fixes.

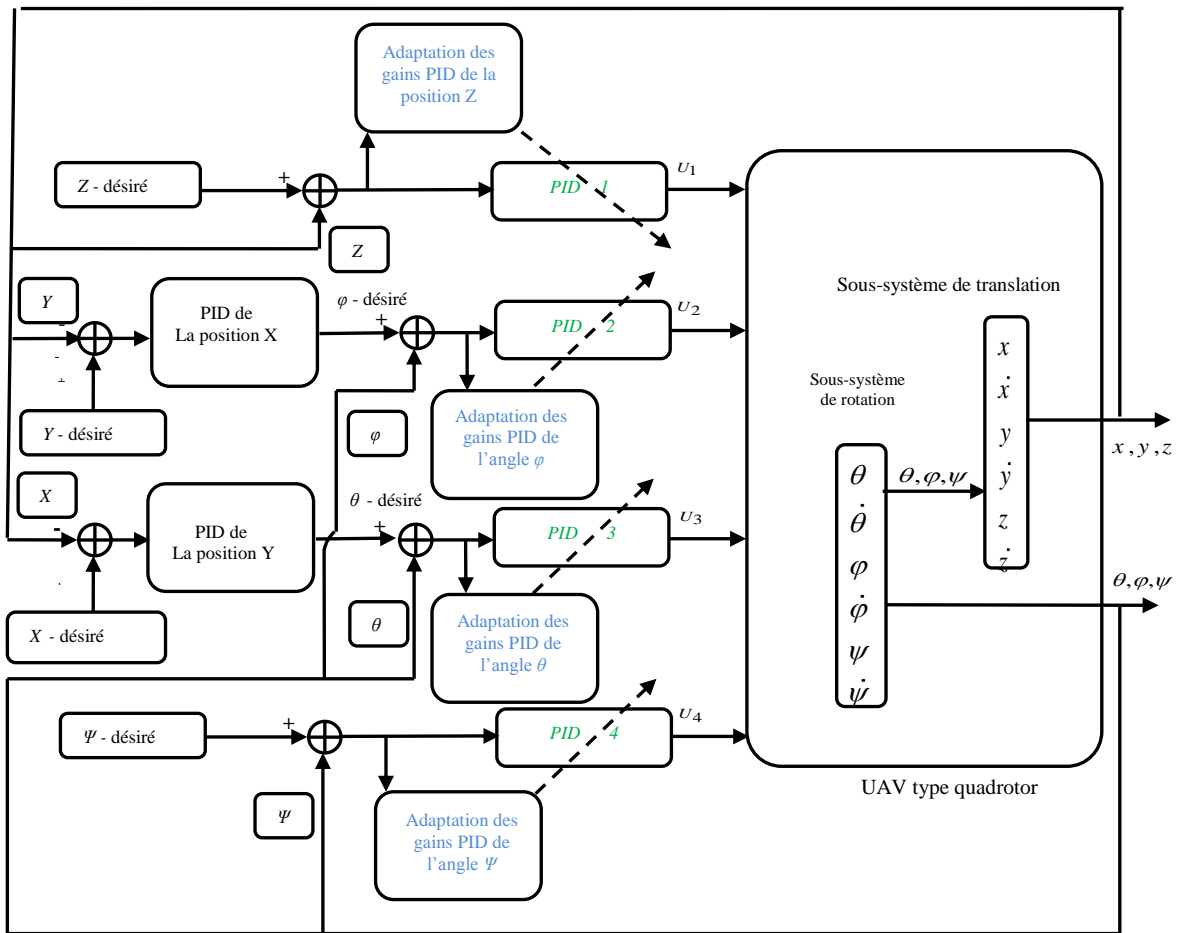


Figure .III.3. Schéma block de la commande PID adaptatif flou appliquée au quadrotor [33].

Un ensemble de règles floues de la forme suivante est utilisé pour faire cette adaptation :

$$\text{si } e(k) \text{ est } A_i \text{ et } \Delta e(k) \text{ est } B_i \text{ alors } k_i \text{ est } D_i \text{ et } k_d \text{ est } E_i \tag{III.1}$$

où A_i, B_i, D_i et E_i sont les ensembles flous correspondant à $e(k), \Delta e(k), k_i$ et k_d , respectivement. $e(k)$ et $\Delta e(k)$ représentent l'erreur de sortie et sa dérivée, respectivement.

Pour l'angle ψ l'erreur et sa dérivée sont données par :

$$e_\psi(k) = \psi_d - \psi \tag{III.2}$$

$$\Delta e_{\psi}(k) = \frac{e_{\psi}(k+1) - e_{\psi}(k)}{T} \tag{III.3}$$

où T est la période d'échantillonnage.

Pour l'angle φ l'erreur et sa dérivée sont données par :

$$e_{\varphi}(k) = \varphi_d - \varphi \tag{III.4}$$

$$\Delta e_{\varphi}(k) = \frac{e_{\varphi}(k+1) - e_{\varphi}(k)}{T} \tag{III.5}$$

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée sont définies par des formes gaussiennes et les variables de sortie sont des singletons (figures (III.4) et (III.5)). Pour des raisons de commodité, tous les ensembles flous de valeurs d'entrée et de sortie sont normalisés.

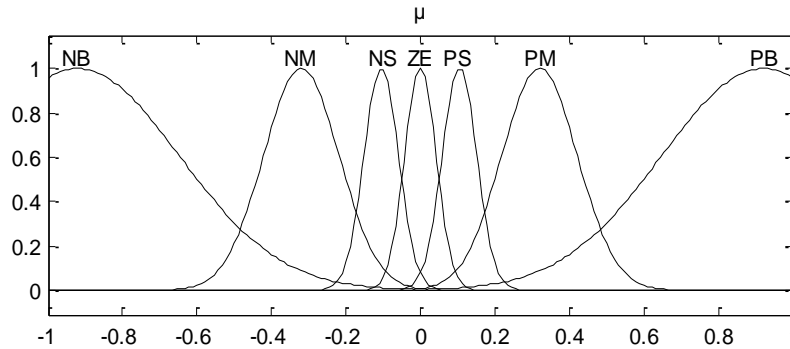


Figure .III.4. Fonctions d'appartenance d'entrées $e(k)$ et $\Delta e(k)$.

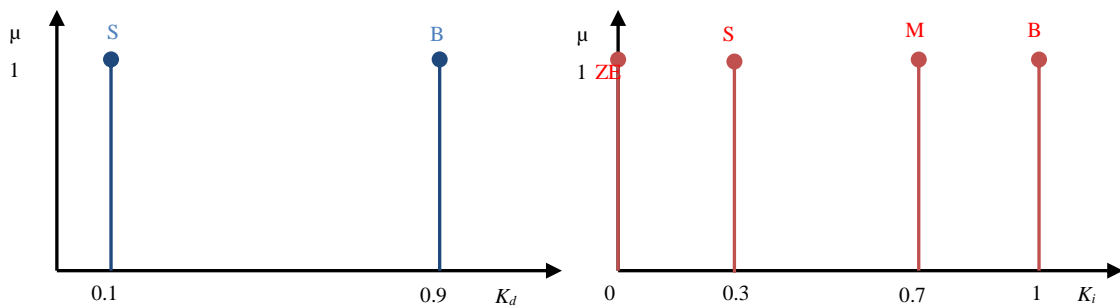


Figure .III.5. Fonctions d'appartenance des paramètres k_i et k_d [47].

Les tableaux (III.2) et (III.3) donnent les règles utilisées pour déterminer les valeurs des paramètres k_i et k_d des deux régulateurs. Dans ces tableaux, N, P, ZE, S, M, B représentent négatif, positif, zéro, petit, moyen et grand respectivement. Par exemple NB signifie négatif grand, et ainsi de suite.

Tableau .III.2. Table de règle de K_d [47].

		$\Delta e(k)$						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$e(k)$	NB	B	B	B	B	B	B	B
	NM	S	B	B	B	B	B	S
	NS	S	S	B	B	B	S	S
	ZE	S	S	S	B	S	S	S
	PS	S	S	B	B	B	S	S
	PM	S	B	B	B	B	B	S
	PB	B	B	B	B	B	B	B

Tableau .III.3. Table de règle de K_i [47].

		$\Delta e(k)$						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$e(k)$	NB	B	B	B	B	B	B	B
	NM	M	M	B	B	B	M	M
	NS	S	M	M	B	M	M	S
	ZE	ZE	S	M	B	M	S	ZE
	PS	S	M	M	B	M	M	S
	PM	M	M	B	B	B	M	M
	PB	B	B	B	B	B	B	B

Les surfaces générées pour les deux paramètres sont présentées sur les figures (III.6) et(III.7)

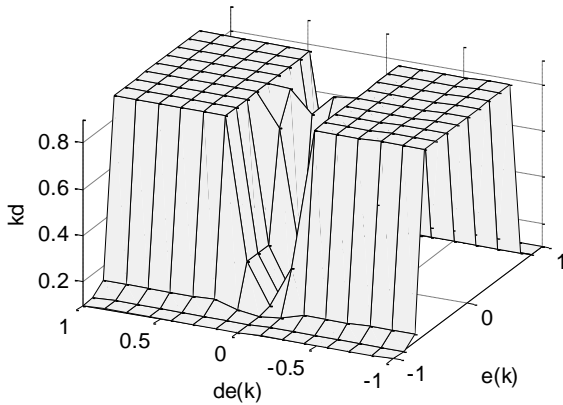


Figure .III.6. Surface k_d .

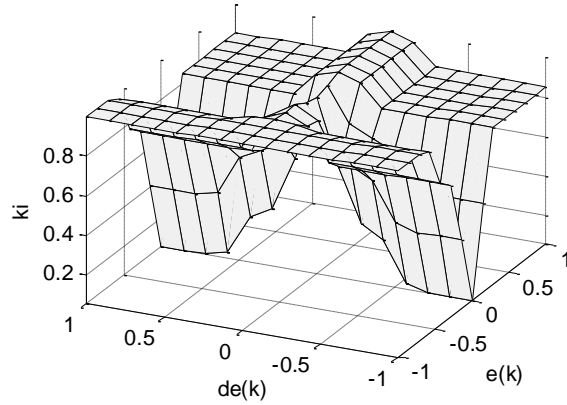


Figure .III.7. Surface k_i .

III.6. Résultats de Simulation

Dans cette simulation, nous avons utilisé, pour calculer la commande PID adaptatif floue, l'ensemble des paramètres du modèle du quadrotor donnés dans le tableau (II.1). Nous avons également considéré des trajectoires de référence en échelon et de forme sinusoïdale.

Les gains des régulateurs classiques sont : pour le PID de l'angle φ , $k_p = 4.5$, $k_i = 1.5$ et $k_d = 1.5$ et pour le PID de l'angle θ , $k_p = 3.5$, $k_i = 0,8$ et $k_d = 2$. Les gains proportionnels des régulateurs PID adaptatifs sont : $k_p = 5$, 15 , 15 et 25 pour les positions Z, X, Y et l'angle Ψ , respectivement. Les résultats de simulation de cette commande sont illustrés par les figures (III.8) à (III.21).

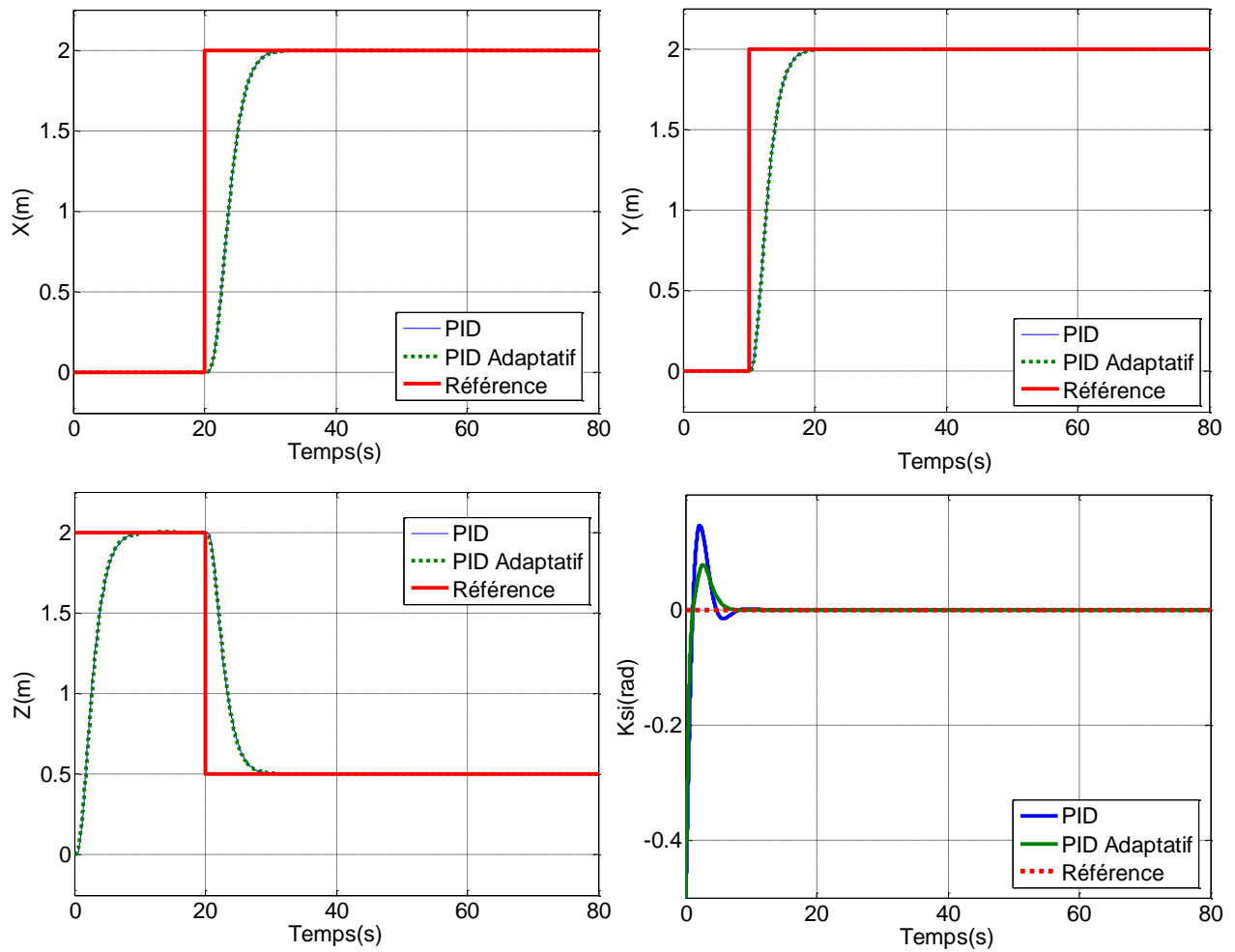


Figure .III.8. Comparaison entre les PID classiques et le PID adaptatifs flous pour les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .

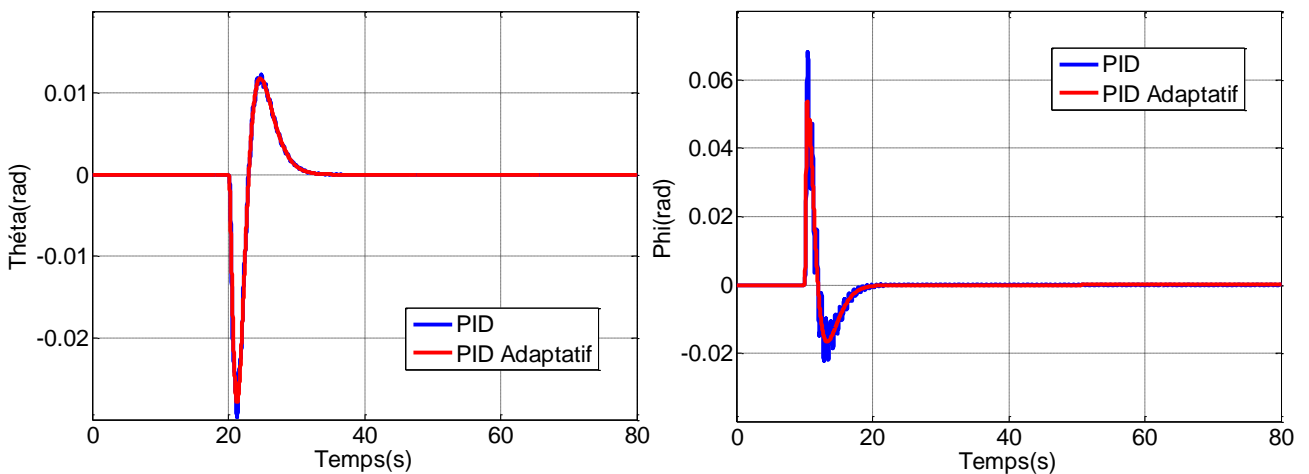


Figure .III.9. Comparaison entre le PID classique et le PID adaptatif flou pour les angles ϕ et θ .

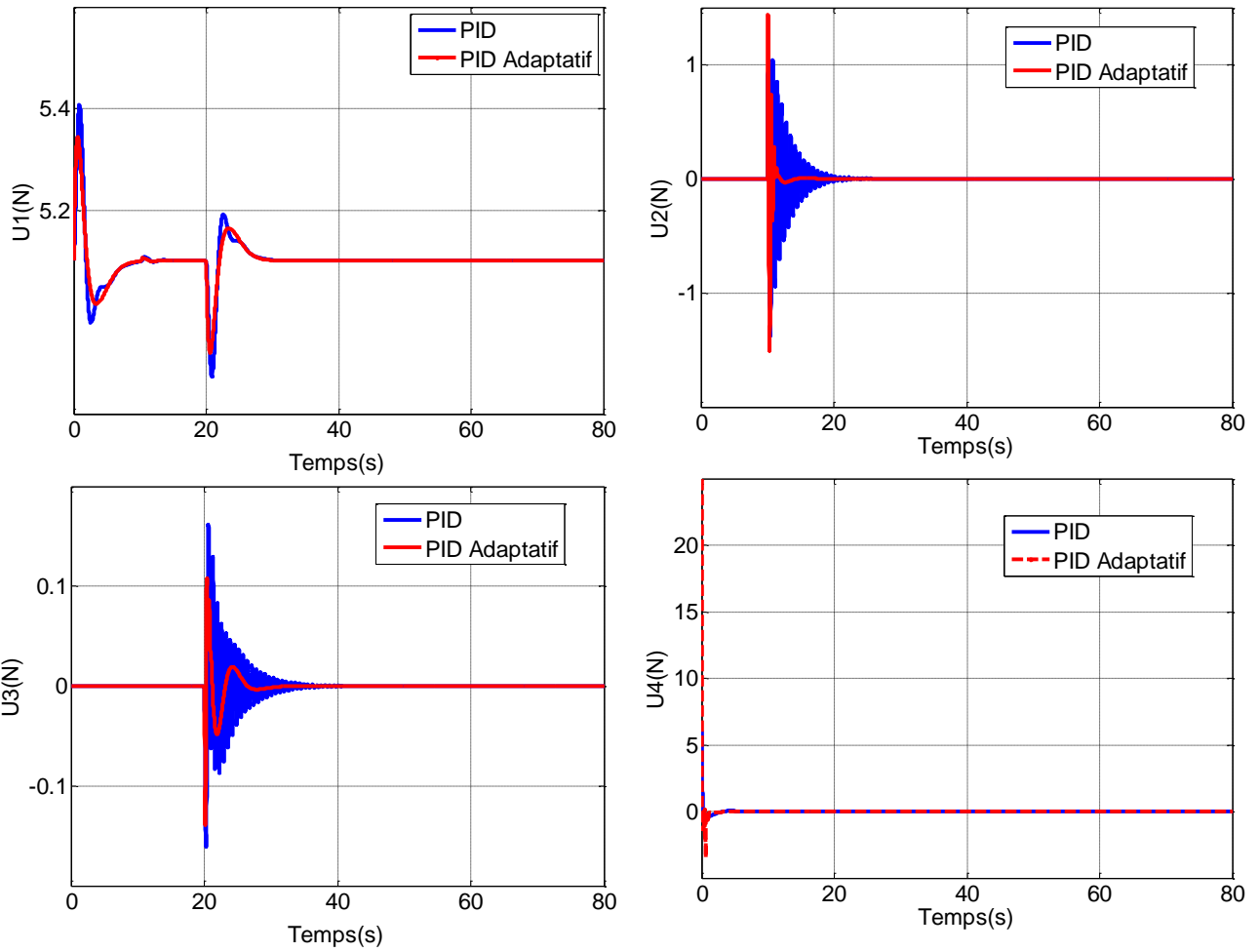


Figure .III.10. Comparaison entre les signaux de commande pour les correcteurs PID classiques et PID adaptatifs flous.

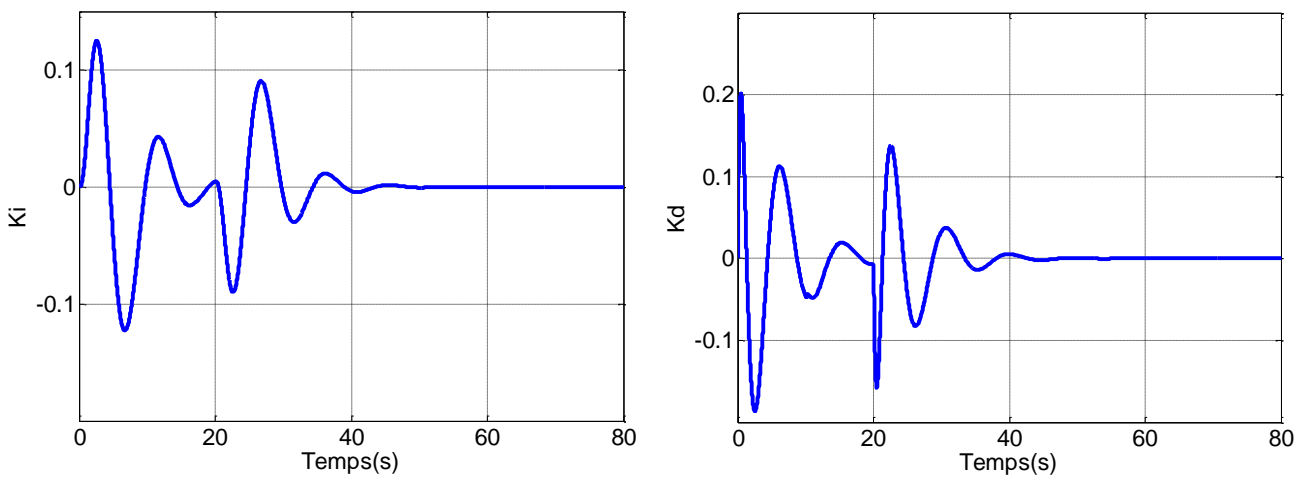


Figure .III.11. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Z.

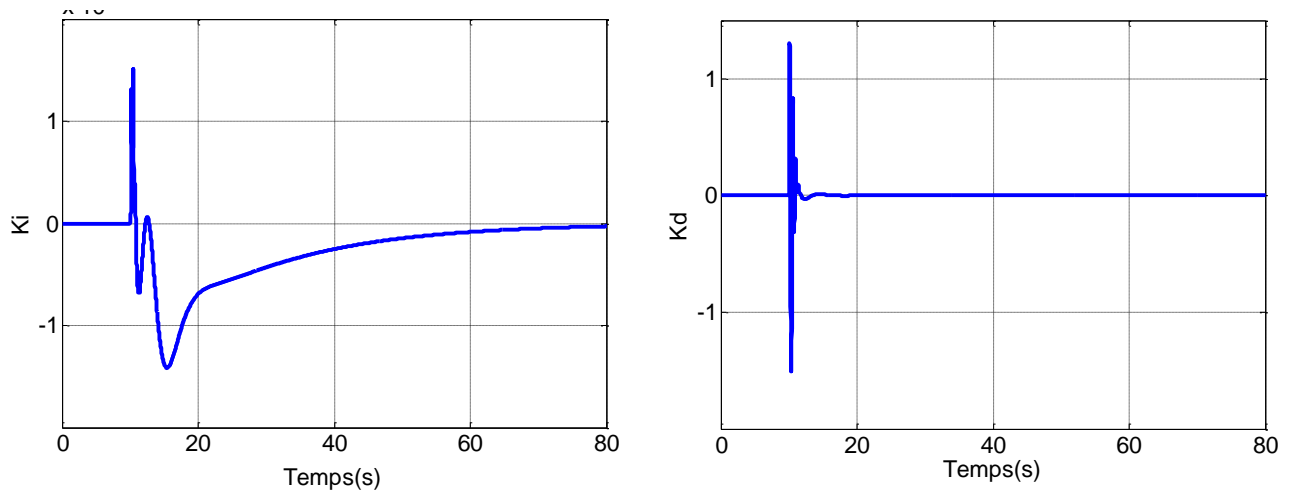


Figure .III.12. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Y.

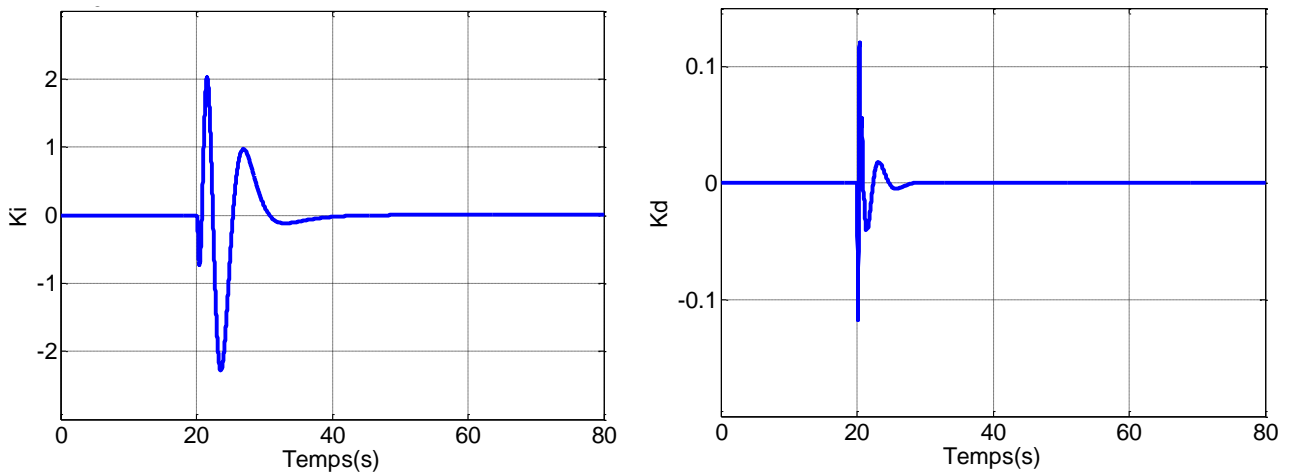


Figure .III.13. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position X.

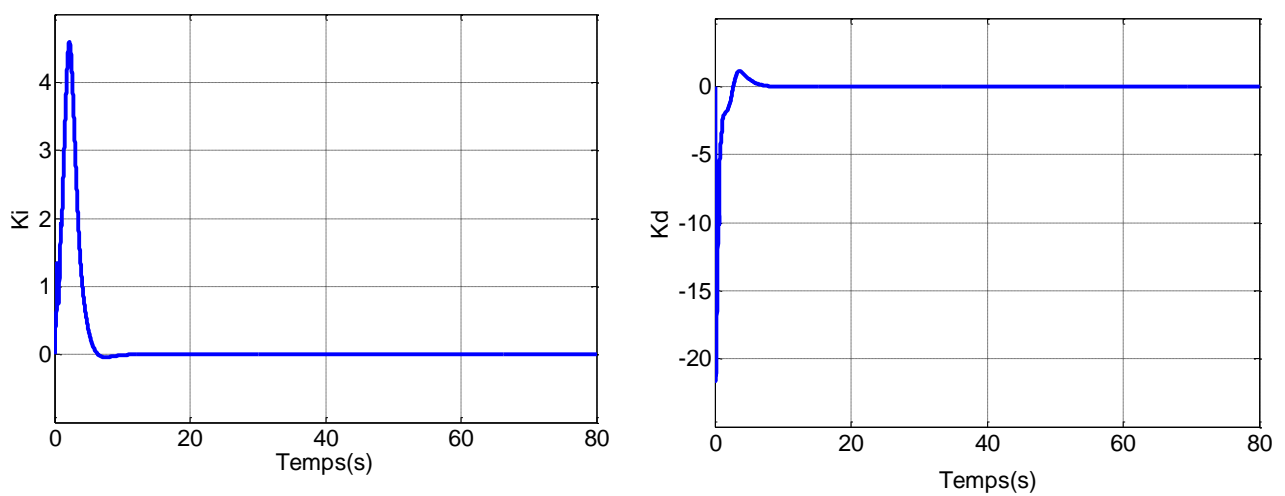


Figure .III.14. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour l'angle Ψ .

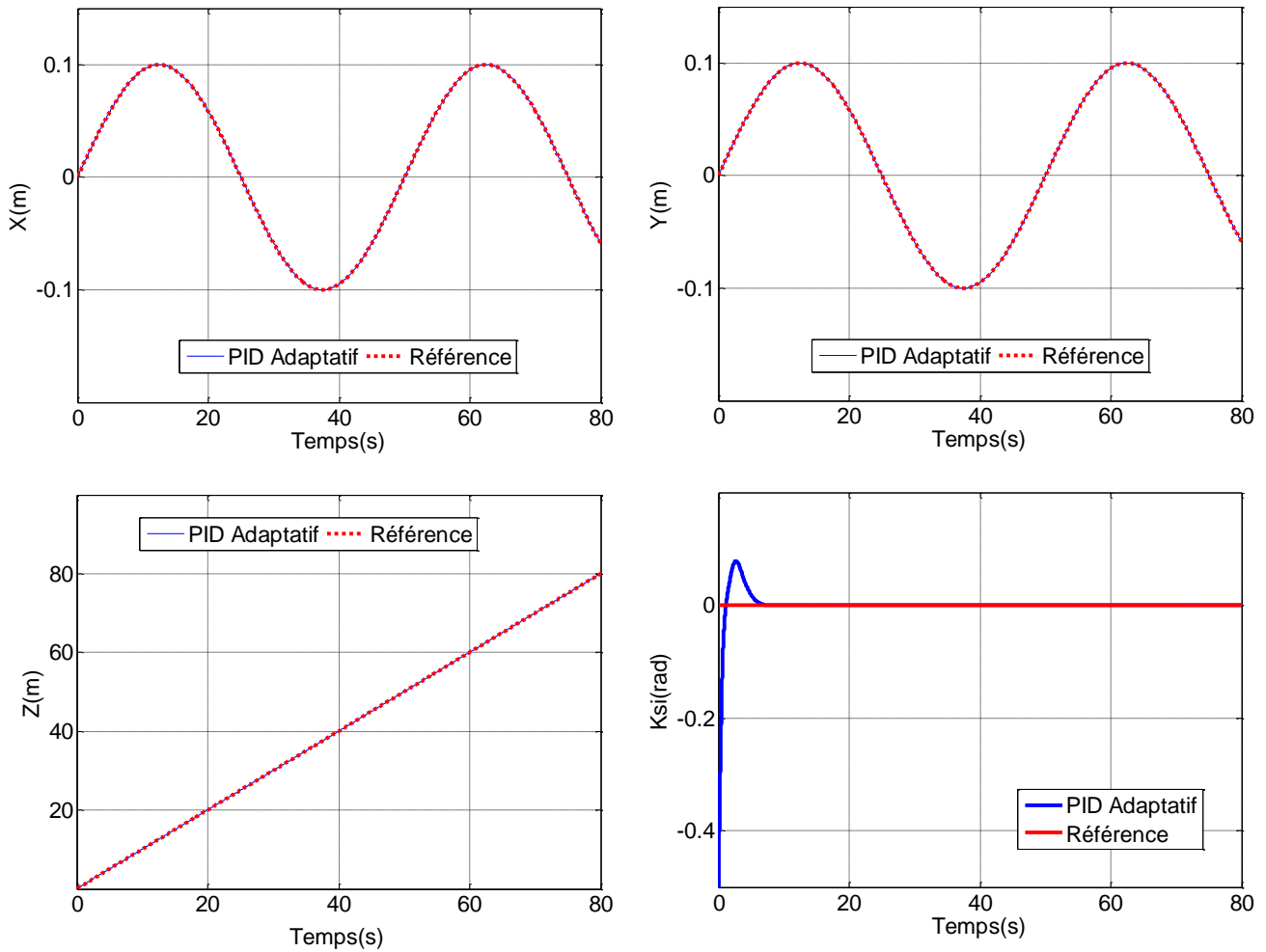


Figure .III.15. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .

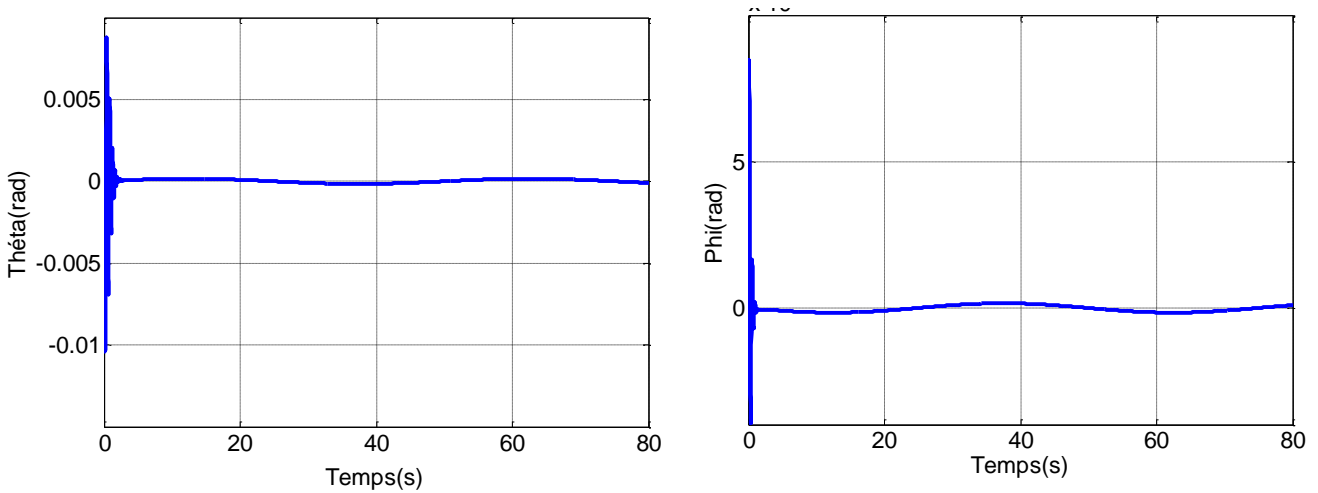


Figure .III.16. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les angles θ et ϕ .

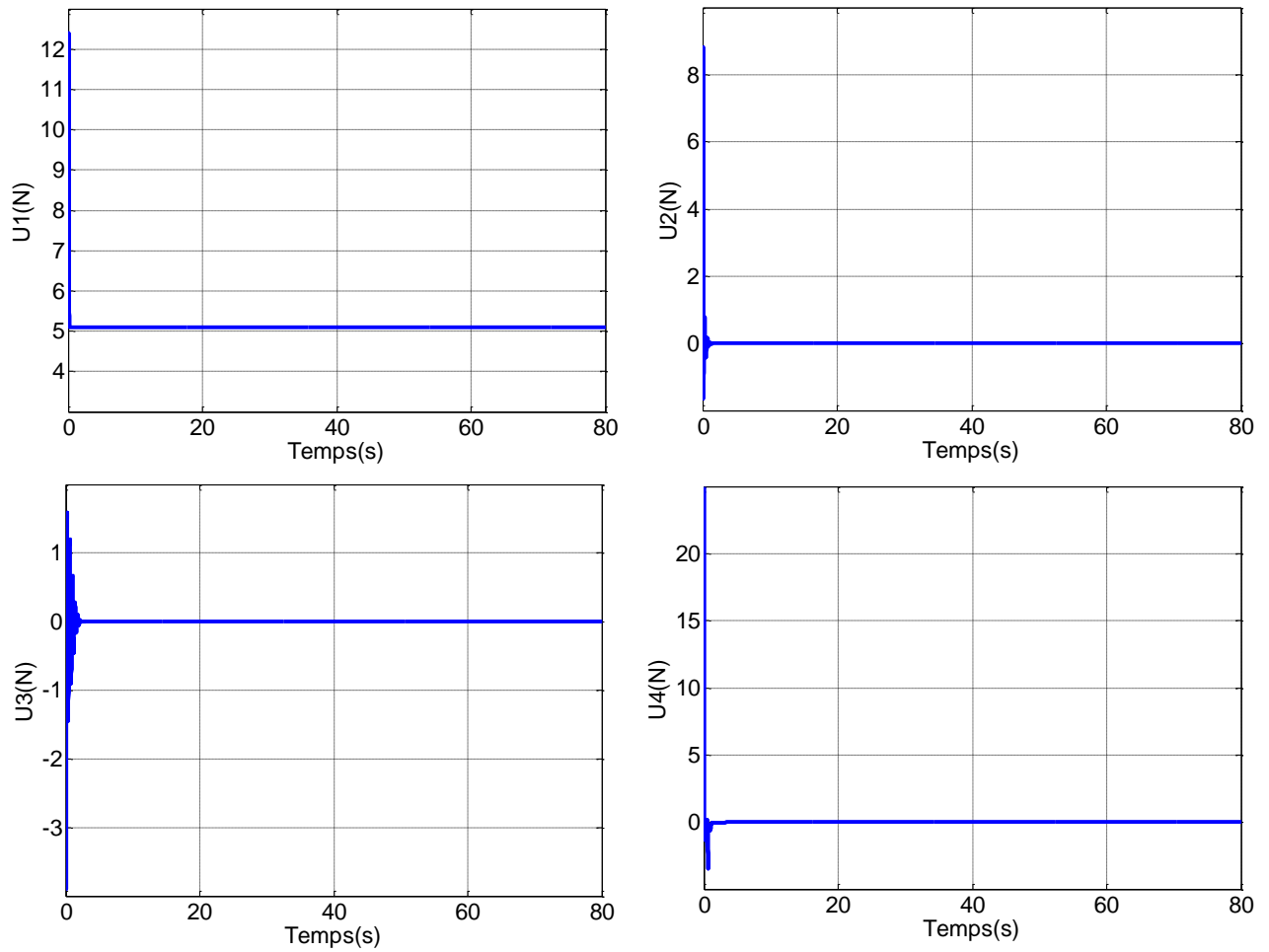


Figure .III.17. Les signaux de commande.

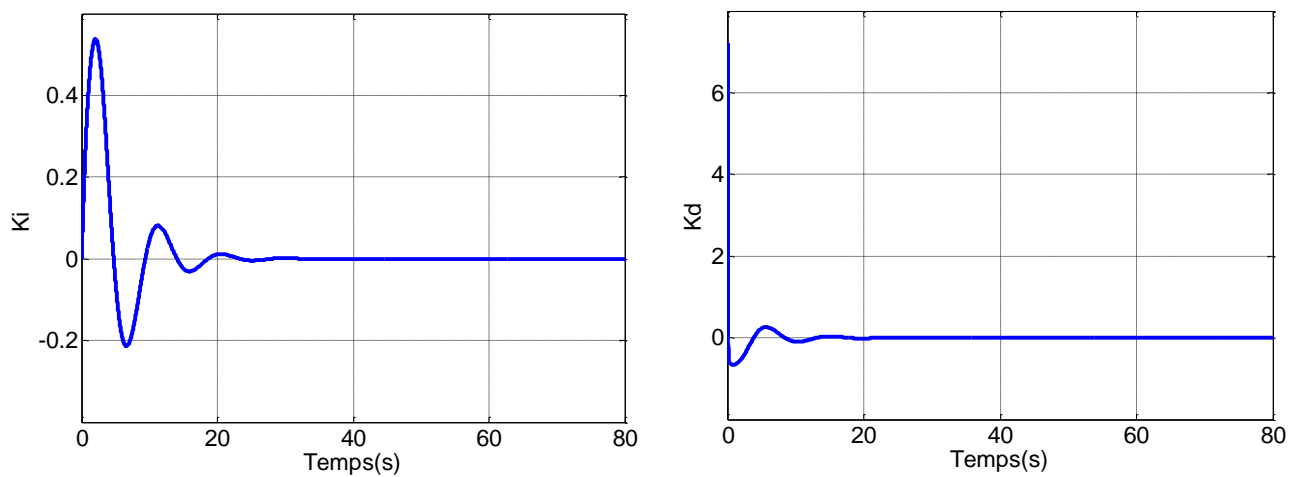


Figure .III.18. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Z.

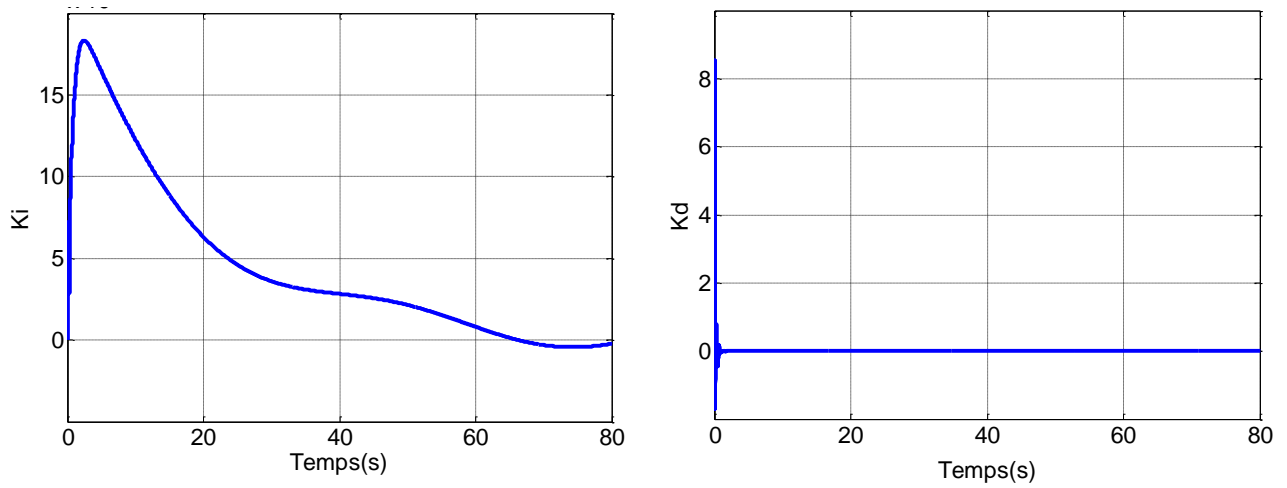


Figure .III.19. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Y.

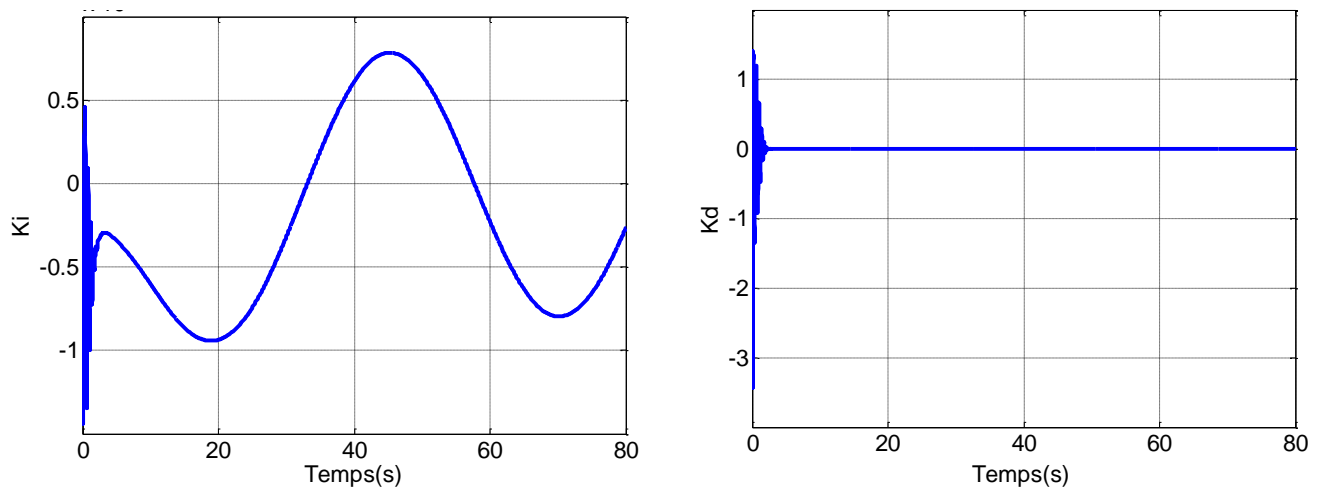


Figure .III.20. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position X.

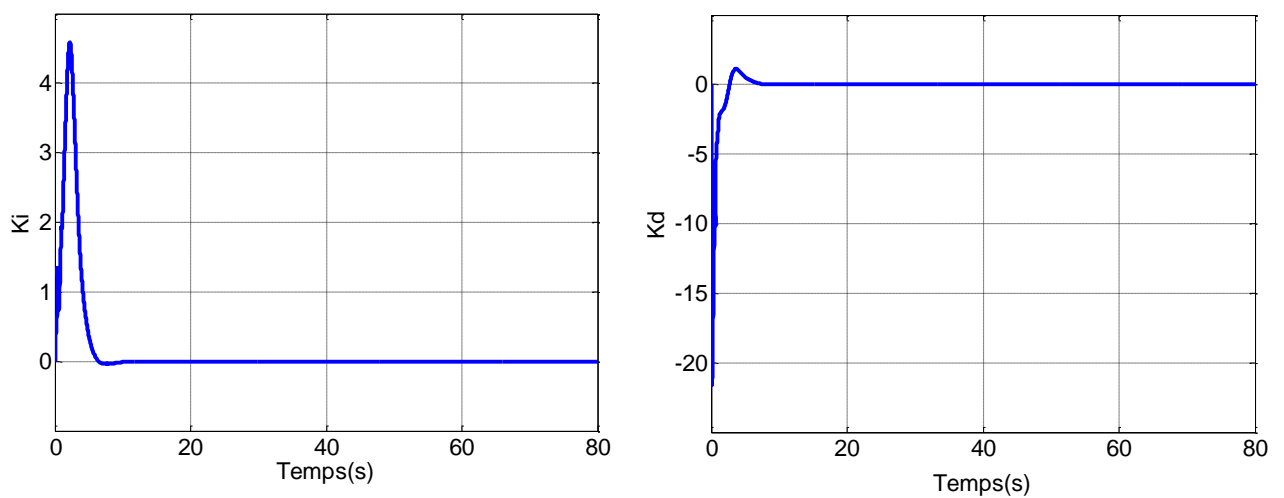


Figure .III.21. Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Ψ .

Les résultats obtenus montrent que :

- L'association de la commande PID et la commande par logique floue permet de garantir la stabilité et de réaliser une poursuite des trajectoires désirées avec une précision meilleure que celle obtenue dans le cas de la commande PID classique (figures IV.8, IV.9 et IV.10).
- Le bon choix des fonctions d'appartenances du correcteur flou assure de très bons résultats de poursuite.
- Pour le régulateur PID adaptatif flou, les positions X, Y, Z et l'angle Ψ convergent, sans oscillation, à leurs valeurs désirées.

III.7.Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre, a porté sur la mise en œuvre d'une loi de commande non linéaire et leur application sur le modèle du quadrotor. L'idée de base était d'utiliser une commande PID adaptative dont les paramètres sont adaptés en utilisant un système d'inférence flou. Les résultats obtenus montrent bien l'efficacité des lois de commande développées pour le dépassement et le temps de réponse.

Chapitre IV

Chapitre IV

Commande d'un quadrotor en utilisant quatre régulateurs PID ajustés par la méthode directe de Lyapunov

IV.1. Introduction

Nous utilisons ici un régulateur PID pour approcher en ligne une loi de commande idéale inconnue. Contrairement aux travaux présentés dans [48-50], où la loi d'adaptation est sélectionnée pour assurer la décroissance d'une fonction candidate de Lyapunov sur l'erreur de sortie, la loi d'adaptation est obtenue en minimisant, par la méthode du gradient, un critère quadratique de l'erreur à l'entrée du système, c'est-à-dire de l'erreur entre la commande idéale inconnue et la sortie du régulateur PID.

IV.2. Principe de la méthode

L'objectif est la synthèse d'une loi de commande PID adaptative de telle sorte que la sortie $y(t)$ suive au mieux une trajectoire de référence $y_d(t)$ bornée et dérivable, tout en garantissant la bornitude de tous les signaux de la boucle de commande.

Pour atteindre cet objectif, nous définissons l'erreur de poursuite par :

$$e(t) = y_d(t) - y(t) \quad (\text{IV.1})$$

et une erreur filtrée par :

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e(t), \quad \lambda > 0 \quad (\text{IV.2})$$

$s(t) = 0$: est une équation différentielle qui possède la solution $e(t) = 0$. De plus, si $|s(t)| \leq \Phi$ avec Φ une constante positive, l'erreur de poursuite et ses dérivées vérifient [46] :

$$\left|e^{(i)}(t)\right| \leq 2^i \lambda^{i-n+1} \Phi, \quad i = 0, 1, \dots, n-1 \quad (\text{IV.3})$$

De ce fait, l'objectif de commande devient la détermination d'une loi de commande et de sa loi d'adaptation paramétrique afin de garantir la convergence du signal $s(t)$. La dérivée temporelle de l'erreur filtrée (III.2) peut être écrite sous la forme :

$$\dot{s} = v - f(x) - g(x)u \quad (\text{III.4})$$

avec :

$f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions non linéaires,

$$v = y_d^{(n)} + k_{n-1}e^{(n-1)} + \dots + k_1\dot{e} \quad (\text{IV.5})$$

et

$$k_j = C_{n-1}^{j-1} \lambda^{n-j} \quad (IV.6)$$

Si les non linéarités du système sont parfaitement connus ; c'est-à-dire si les fonctions non linéaires $f(x)$ et $g(x)$ sont connues, alors pour atteindre les objectifs de commande, la loi de commande idéale u^* suivante est une solution :

$$u = u^* = \frac{(-f(x) + v + \alpha s + \beta \tanh(s / \varepsilon))}{g(x)} \quad (IV.7)$$

avec : $\alpha > 0$, $\beta > 0$ et ε une constante positive petite. Effectivement, par substitution de (IV.7) dans (III.4), il vient :

$$\dot{s} = -\alpha s - \beta \tanh(s / \varepsilon) \quad (IV.8)$$

Choisissons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (IV.9)$$

La dérivée temporelle de (IV.9) le long des trajectoires de (IV.8) se majore par :

$$\dot{V} \leq -\alpha s^2 \quad (IV.10)$$

Ce qui implique la convergence vers zéro de $s(t)$ et, par conséquent, la convergence de l'erreur de poursuite $e(t)$. Bien entendu, la commande (IV.7) est idéale au sens où les fonctions non linéaires $f(x)$ et $g(x)$ sont évidemment inconnues. Le but consiste alors à trouver une approximation à cette loi de commande inconnue [15].

Un régulateur PID adaptatif sera utilisé pour approcher au mieux la commande idéale inconnue (IV.7). Les trois gains k_p , k_i et k_d de ce régulateur PID, seront considérés ici comme des paramètres réglables. Pour ce faire, un mécanisme d'adaptation sera développé pour minimiser un critère quadratique de l'erreur entre la commande idéale inconnue u^* et la commande u_{PID} , issue du régulateur PID.

IV.3. Loi de commande

La loi de commande idéale (IV.7) est alors approchée par une commande PID de la forme :

$$u = u_{PID} = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \frac{de(t)}{dt} \quad (IV.11)$$

ou bien :

$$u = \Pi^T(e) \theta \quad (IV.12)$$

avec :

$$\Pi(e) = \begin{bmatrix} e(t) & \int_0^t e(\tau) d\tau & \frac{de(t)}{dt} \end{bmatrix}^T \quad (\text{IV.13})$$

$e(t)$ est l'erreur de sortie et θ est le vecteur des paramètres à ajuster. Il est défini par :

$$\theta = [k_p, k_i, k_d]^T \quad (\text{IV.14})$$

La loi de commande étant choisie, il nous reste alors à déterminer la loi de mise à jour des paramètres réglables θ .

IV.4. Loi d'adaptation paramétrique

Nous supposons que les valeurs optimales recherchées θ^* des paramètres θ vérifient :

$$u^* = \Pi^T(e)\theta^* \quad (\text{IV.15})$$

Nous supposons donc que la commande idéale (IV.7) peut être reconstruite avec une précision arbitrairement petite par la commande PID (IV.12). A partir des équations (IV.7), (IV.12) et (IV.15), l'équation (IV.4) peut être réécrite sous la forme :

$$\dot{s} = -\alpha s - \beta \tanh(s/\varepsilon) + g(x)(u^* - u) \quad (\text{IV.16})$$

où, encore :

$$\dot{s} = -\alpha s - \beta \tanh(s/\varepsilon) + g(x)\Pi^T(e)\tilde{\theta} \quad (\text{IV.17})$$

avec :

$$\tilde{\theta} = \theta^* - \theta \quad (\text{IV.18})$$

Puisque le but est d'approcher la loi de commande idéale (IV.13) par la commande PID (III.18), la loi de mise à jour des paramètres θ doit permettre la minimisation de l'erreur e_u à l'entrée du système définie par :

$$e_u = u^* - u = u^* - u_{PID} = \Pi^T(e)\tilde{\theta} \quad (\text{IV.19})$$

Du fait que u^* est inconnue dans (IV.19), l'erreur e_u ne peut être déterminée. Néanmoins, à partir de (IV.16) on peut écrire :

$$g(x)e_u = \dot{s} + \alpha s + \beta \tanh(s/\varepsilon) \quad (\text{IV.20})$$

Cette équation montre bien que même si l'erreur e_u n'est pas disponible, la quantité $g(x)e_u$ est mesurable. Ce fait sera exploité pour le choix de la loi d'adaptation paramétrique.

Considérons la fonction de coût quadratique :

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e_u^2 = \frac{1}{2} (u^* - \Pi^T(e)\theta)^2 \quad (\text{IV.21})$$

Une méthode de type gradient est alors utilisée pour minimiser le critère (IV.21). La loi de mise à jour proposée pour les paramètres θ est de la forme :

$$\dot{\theta} = -\eta g(x) \nabla J(\theta) \quad (\text{IV.22})$$

avec $\eta > 0$, de (IV.20), il vient :

$$\nabla J(\theta) = -\prod(e) e_u \quad (\text{IV.23})$$

Par conséquent, (IV.22) devient :

$$\dot{\theta} = \eta \prod(e) g(x) e_u \quad (\text{IV.24})$$

à partir de (IV.20), la loi d'adaptation des paramètres θ est donnée par :

$$\dot{\theta} = \eta \prod(e) \{ \dot{s} + \alpha s + \beta \tanh(s / \varepsilon) \} \quad (\text{IV.25})$$

Pour montrer que cette loi d'adaptation garantit la bornitude de l'erreur paramétrique $\tilde{\theta}$, on considère la fonction suivante :

$$V_\theta = \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \quad (\text{IV.26})$$

dont la dérivée temporelle est :

$$\dot{V}_\theta = \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} \quad (\text{IV.27})$$

En utilisant le fait que $\dot{\tilde{\theta}} = -\dot{\theta}$, l'équation (IV.27) devient :

$$\dot{V}_\theta = -\eta g(x) e_u^2 \quad (\text{IV.28})$$

Du fait que la fonction $g(x)$ est supposée positive, on peut alors déduire de (IV.26) et (IV.28) que $\tilde{\theta} \in L_\infty$

$$\|\tilde{\theta}\| = \sup_{t \geq 0} \|\tilde{\theta}(t)\| < \infty \quad (\text{IV.29})$$

Il est à noter que, dans la loi d'adaptation (IV.25), \dot{s} n'est pas disponible à cause des incertitudes du système. Dans ce cas, \dot{s} est approchée par :

$$\dot{s}(t) = \frac{s(t) - s(t - \delta_t)}{\delta_t} \quad (\text{IV.30})$$

où δ_t est la période d'échantillonnage.

Pour étudier la convergence de l'erreur de sortie ainsi que la stabilité de la boucle fermée, nous considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\eta} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \quad (\text{IV.31})$$

Par dérivation et en supposant que $\dot{\theta}^* \approx 0$, on obtient :

$$\dot{V} = s\dot{s} - \frac{1}{\eta} \tilde{\theta}^T \dot{\theta} \tag{IV.32}$$

En utilisant les équations (IV.16) et (IV.25), l'équation (IV.32) s'écrit :

$$\dot{V} = -\alpha s^2 - \beta s \tanh(s / \varepsilon) + sg(x)e_u - \tilde{\theta}^T \Pi \{ \dot{s} + \alpha s + \beta \tanh(s / \varepsilon) \} \tag{IV.33}$$

Par substitution de (III.19) et (III.20) dans (III.33), on obtient :

$$\dot{V} = -\alpha s^2 - \beta s \tanh(s / \varepsilon) + sg(x)e_u - g(x)e_u^2 \tag{IV.34}$$

En utilisant l'inégalité :

$$g(x)|se_u| \leq g(x) \left(\frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2} e_u^2 \right) \tag{IV.35}$$

Et étant donné $s \tanh(s / \varepsilon) \geq 0$, l'équation (IV.34) peut être bornée par :

$$\dot{V} \leq - \left(\alpha - \frac{g(x)}{2} \right) s^2 - \frac{1}{2} g(x) e_u^2 \tag{IV.36}$$

Si on suppose que α est choisi tel que $\alpha \geq \bar{g} / 2$, où \bar{g} est la valeur moyenne de $g(x)$, alors on en déduit la bornitude de $\tilde{\theta}$ et la convergence vers zéros de $s(t)$ et par conséquent la convergence de l'erreur de sortie $e(t)$ vers zéros quand $t \rightarrow \infty$ [15].

IV.5. Résultats de simulation

La loi de commande PID adaptative (équations (IV.1) et (IV.36)) est utilisée pour la commande du modèle du quadrotor donné dans le chapitre II. Nous avons utilisé la structure de commande de la figure (III.1).

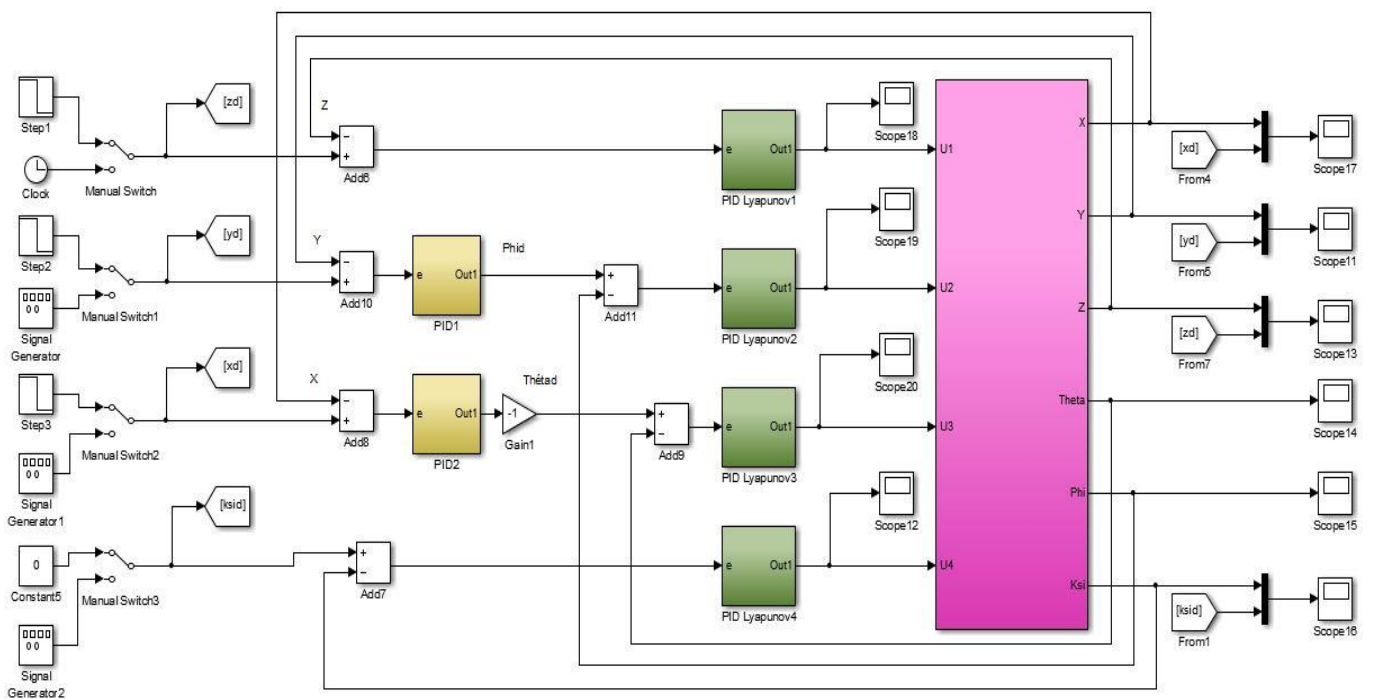
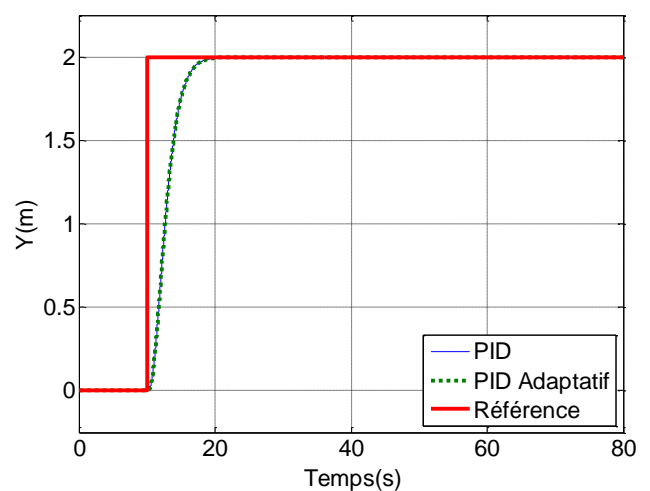
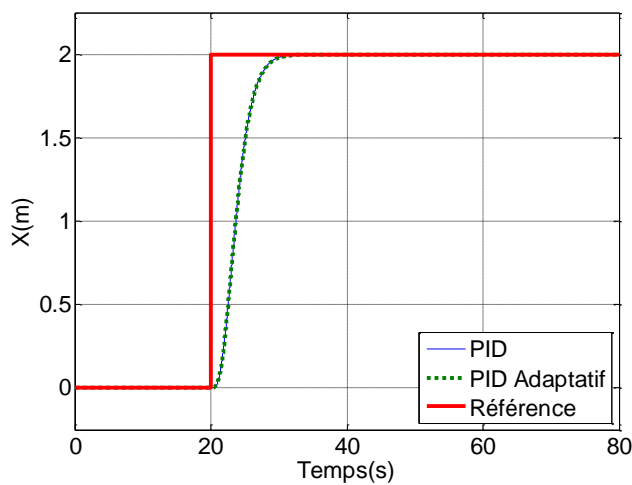


Figure .IV.1. Schéma block illustrative de la commande PID adaptatif par la méthode direct de Lyapunov appliquée au quadrotor.

Tableau .IV.1. Paramètres des différents régulateurs PID.

Définitions	Les paramètres	Les valeurs
PID de l'angle (φ)	kp, ki et kd	kp=4.5, ki=1.5, kd=1.5
PID de l'angle (θ)	kp, ki et kd	kp=3.5, ki=0.8, kd=2
PID adaptatif de la position Z	kp	$\alpha=12, \varepsilon=0.0001, \beta=10, \nu=3, \lambda=100$
	ki	$\alpha=20, \varepsilon=0.0001, \beta=27, \nu=4, \lambda=10$
	kd	$\alpha=1, \varepsilon=0.00001, \beta=2, \nu=0.5, \lambda=150$
PID adaptatif de la position Y	kp	$\alpha=7, \varepsilon=0.0001, \beta=5, \nu=3, \lambda=40$
	ki	$\alpha=2, \varepsilon=0.0001, \beta=5, \nu=2, \lambda=3$
	kd	$\alpha=1, \varepsilon=0.00001, \beta=2, \nu=0.5, \lambda=3$
PID adaptatif de la position X	kp	$\alpha=10, \varepsilon=0.0001, \beta=5, \nu=3, \lambda=80$
	ki	$\alpha=2, \varepsilon=0.0001, \beta=5, \nu=2, \lambda=3$
	kd	$\alpha=1, \varepsilon=0.00001, \beta=2, \nu=0.5, \lambda=3$
PID adaptatif de l'angle (Ψ)	kp	$\alpha=5, \varepsilon=0.001, \beta=3.75, \nu=3, \lambda=1$
	ki	$\alpha=20, \varepsilon=0.001, \beta=1.5, \nu=1, \lambda=1$
	kd	$\alpha=10, \varepsilon=0.0001, \beta=20, \nu=0.06, \lambda=1$

Les résultats de simulation obtenus pour une trajectoire en échelon et une trajectoire sinusoïdale sont représentés par les figures (IV.2) à (IV.15). Les valeurs des paramètres du modèle du quadrotor sont celles données dans le tableau (II.1).



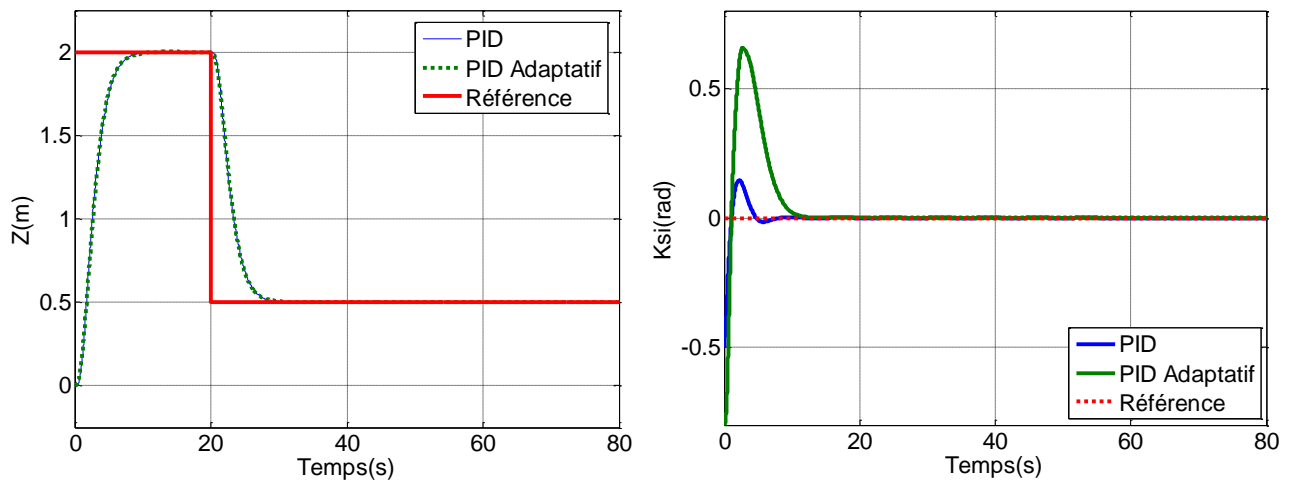


Figure .IV.2. Comparaison entre les PID classiques et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .

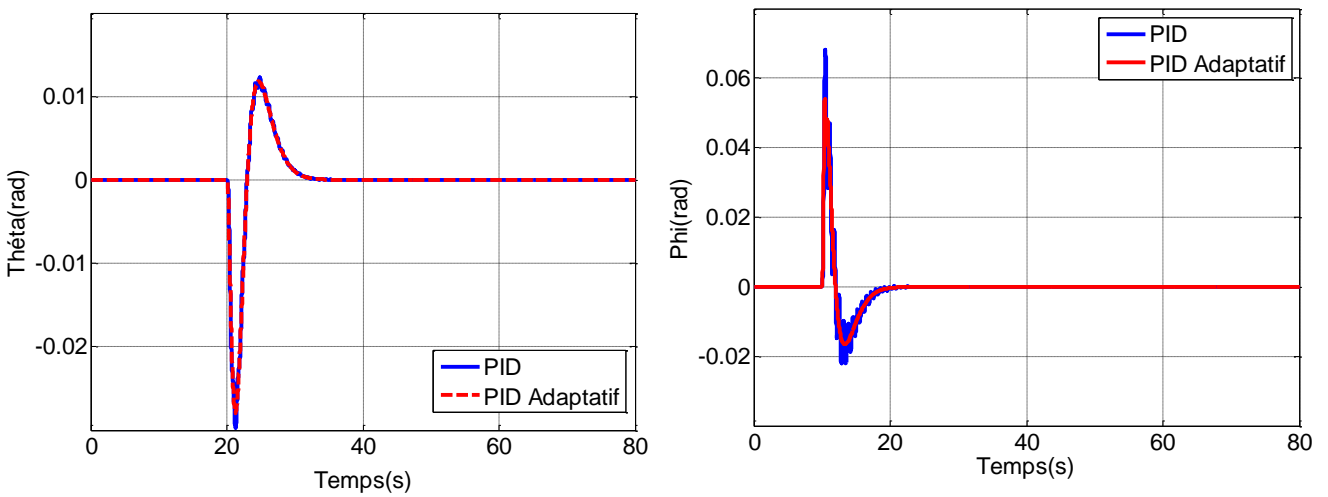
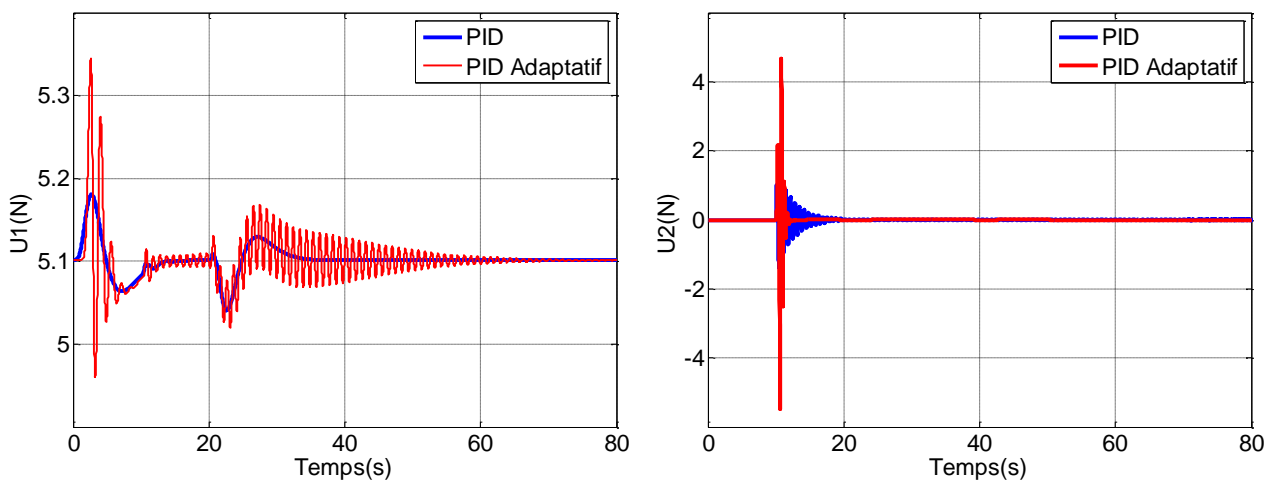


Figure .IV.3. Comparaison entre les PID classiques et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les angles ϕ et θ



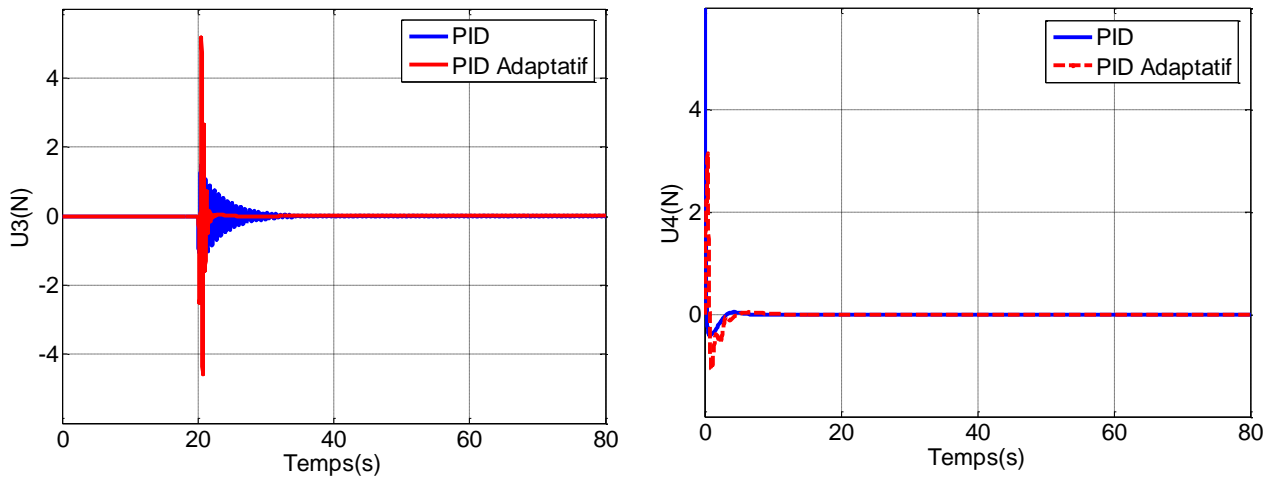


Figure .IV.4. Comparaison entre les signaux de commande des PID classiques et des PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov.

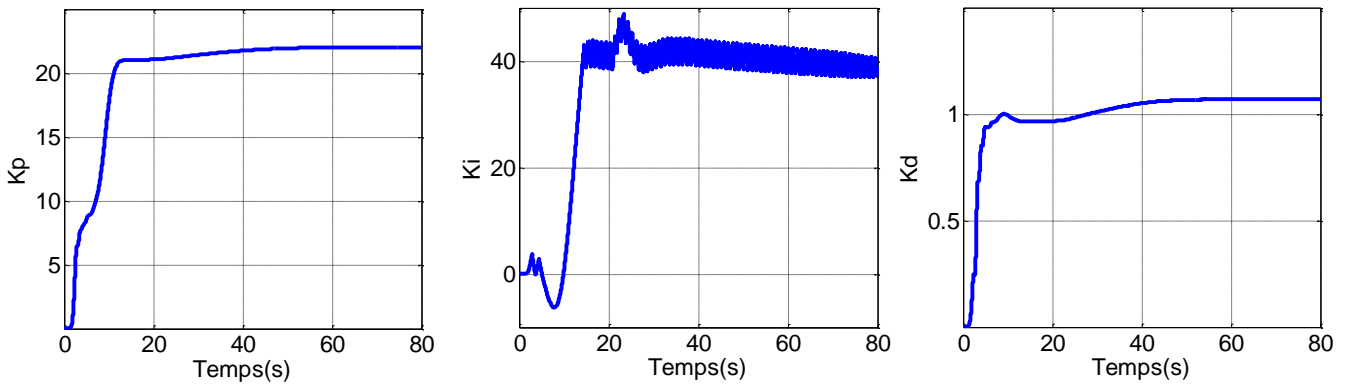


Figure .IV.5. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Z.

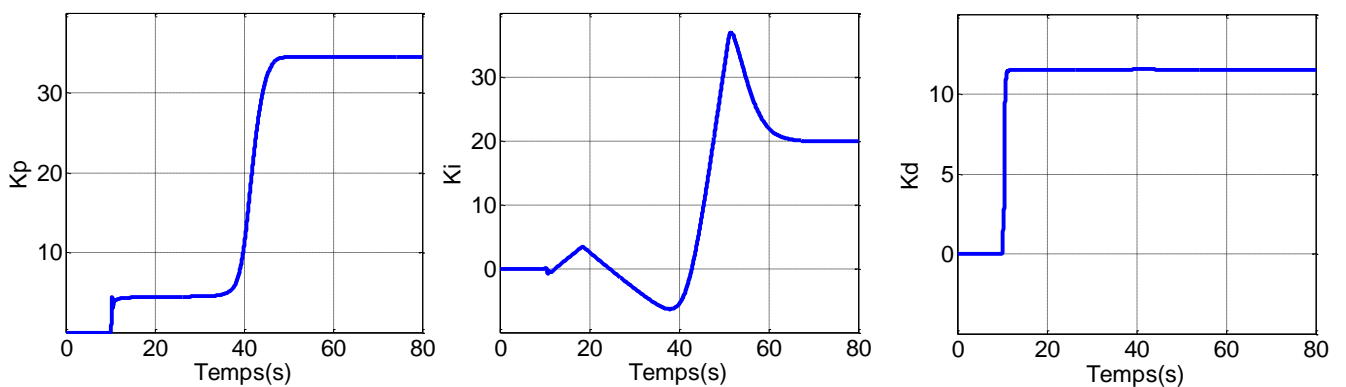


Figure .IV.6. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Y.

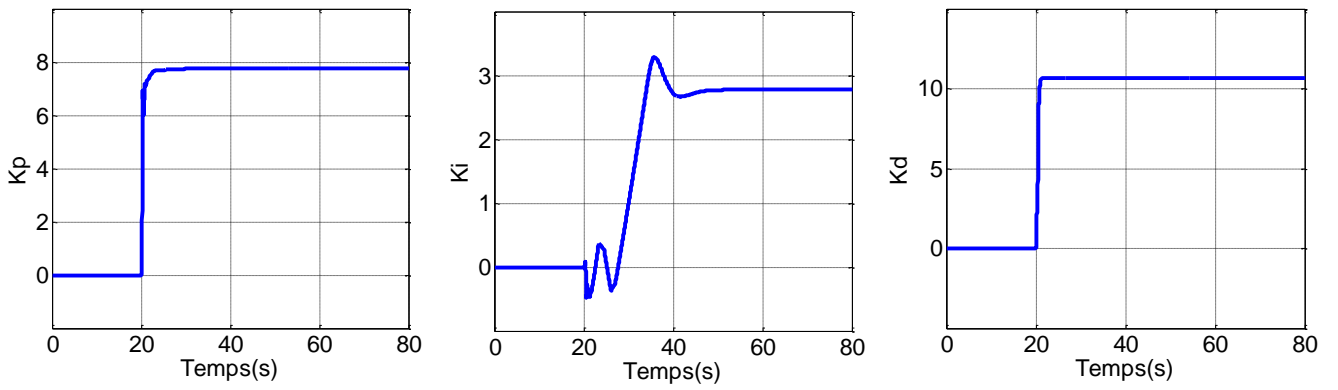


Figure .IV.7. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position X.

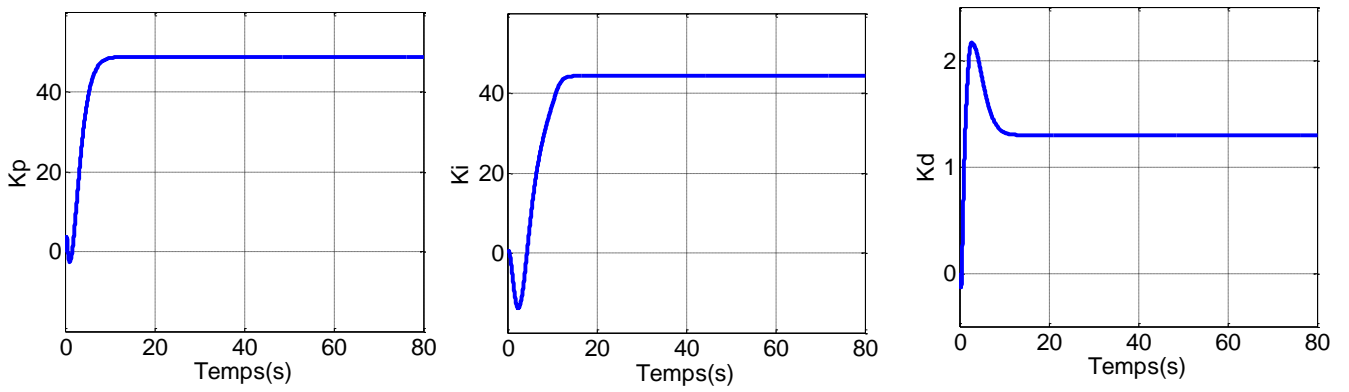
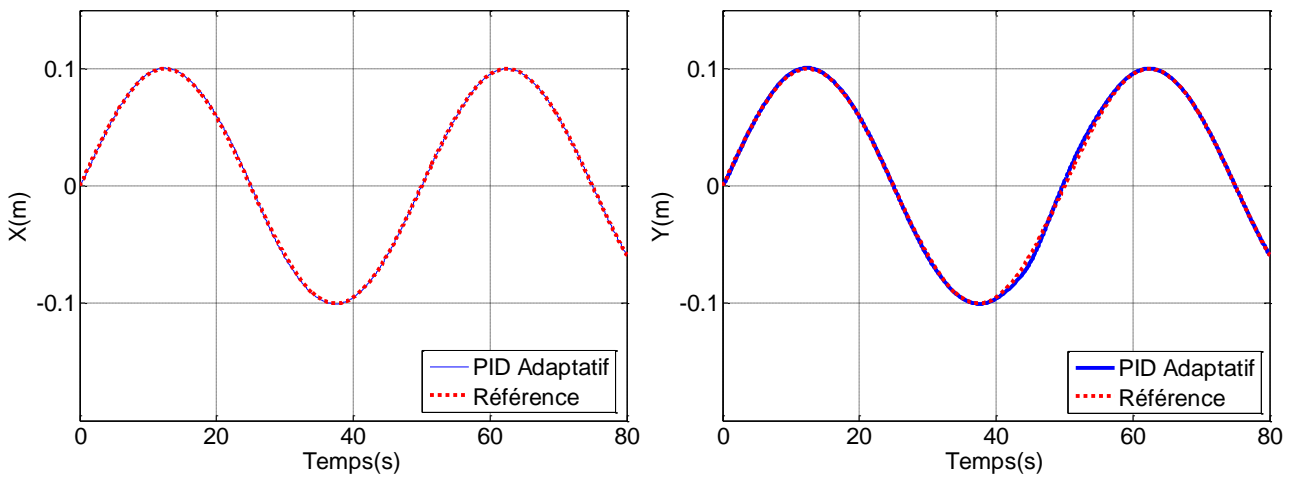


Figure .IV.8. Les gains du régulateur PID adaptatif de l'angle Ψ .



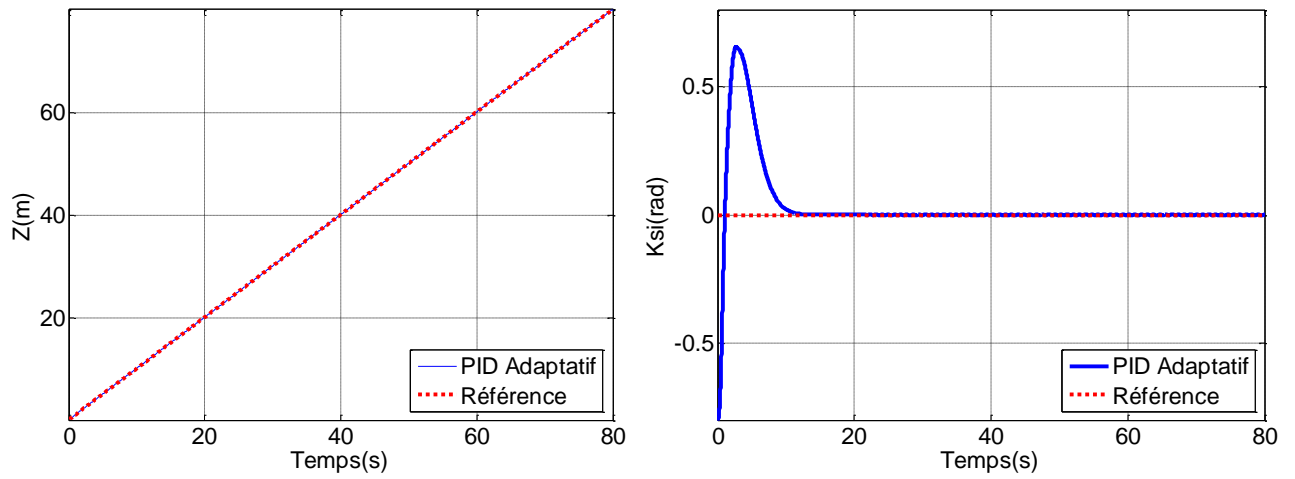


Figure .IV.9. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .

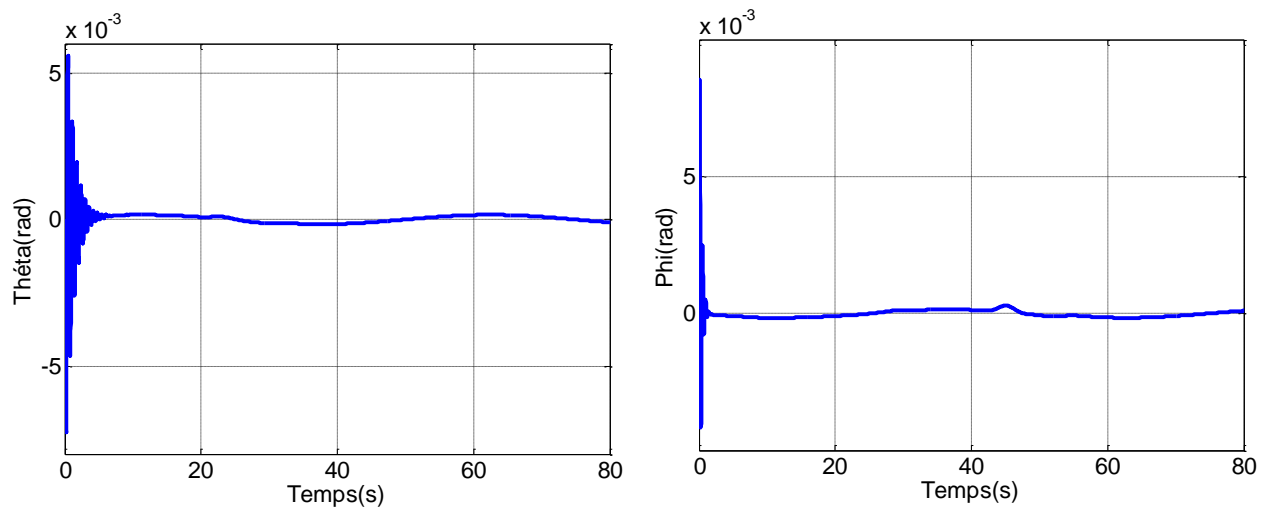
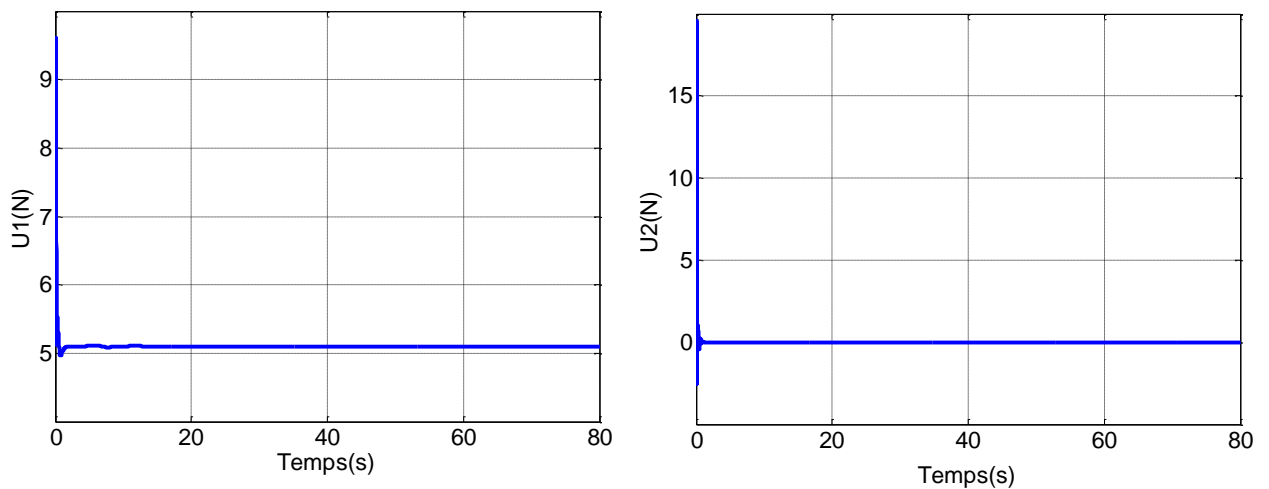


Figure .IV.10. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les angles θ et ϕ .



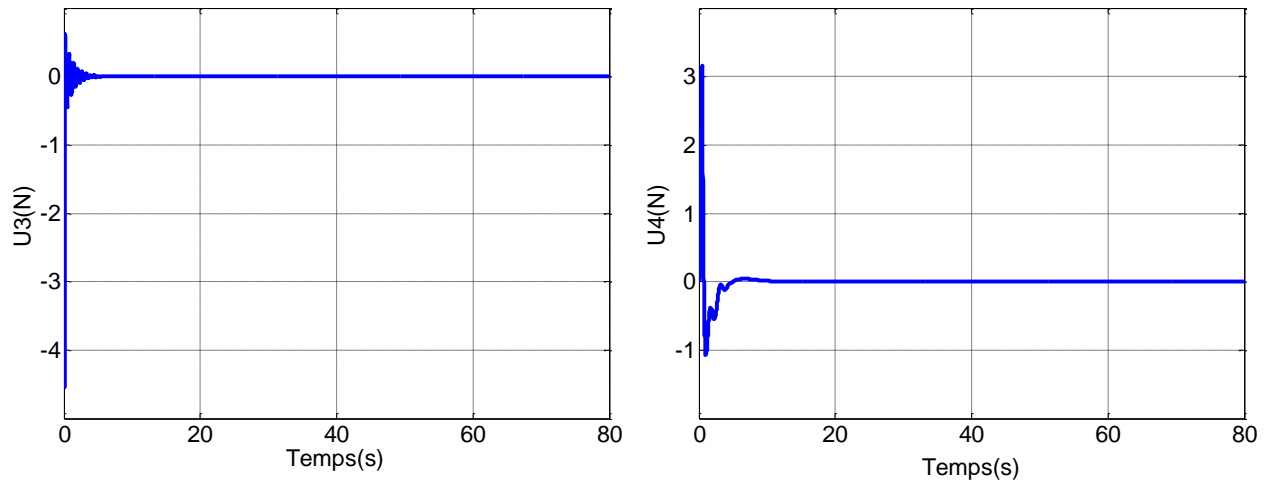


Figure .IV.11. Les signaux de commande.

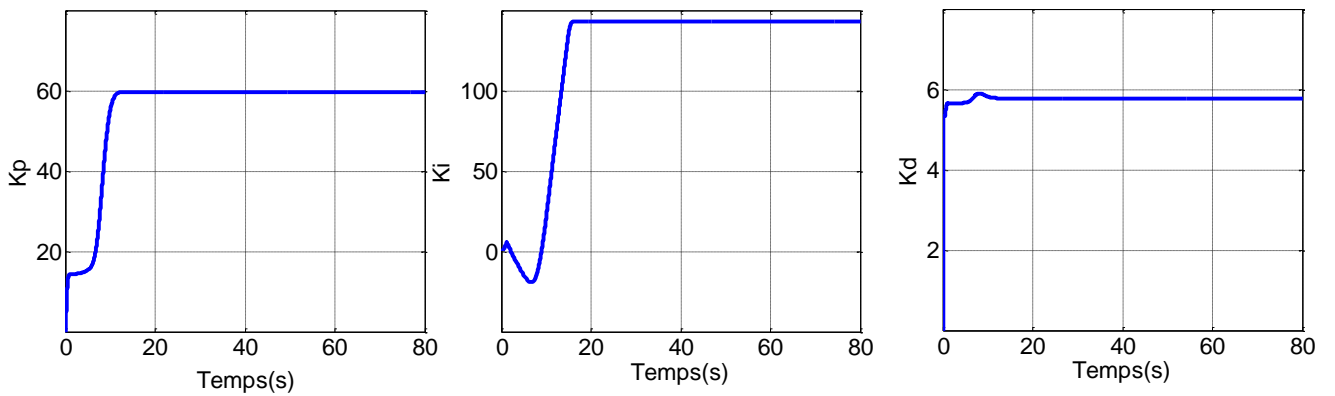


Figure .IV.12. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Z.

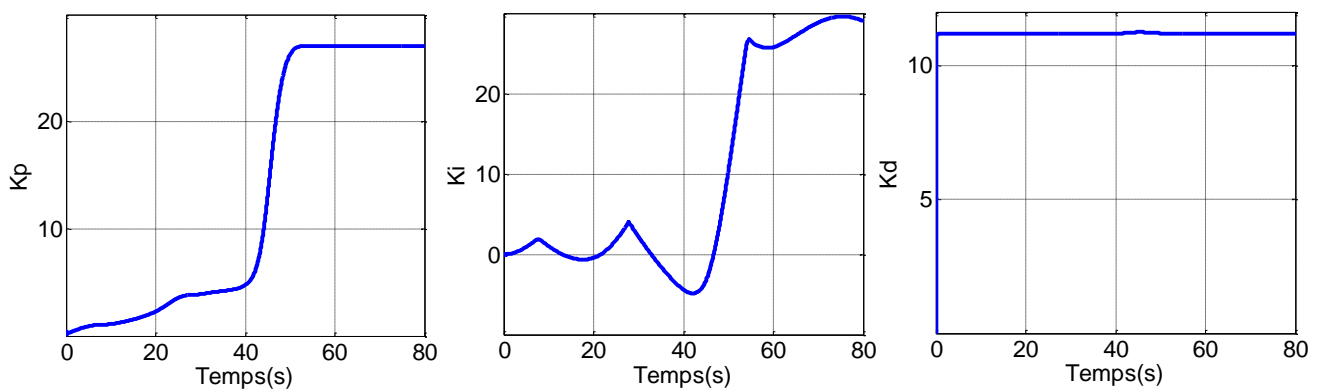


Figure .IV.13. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Y.

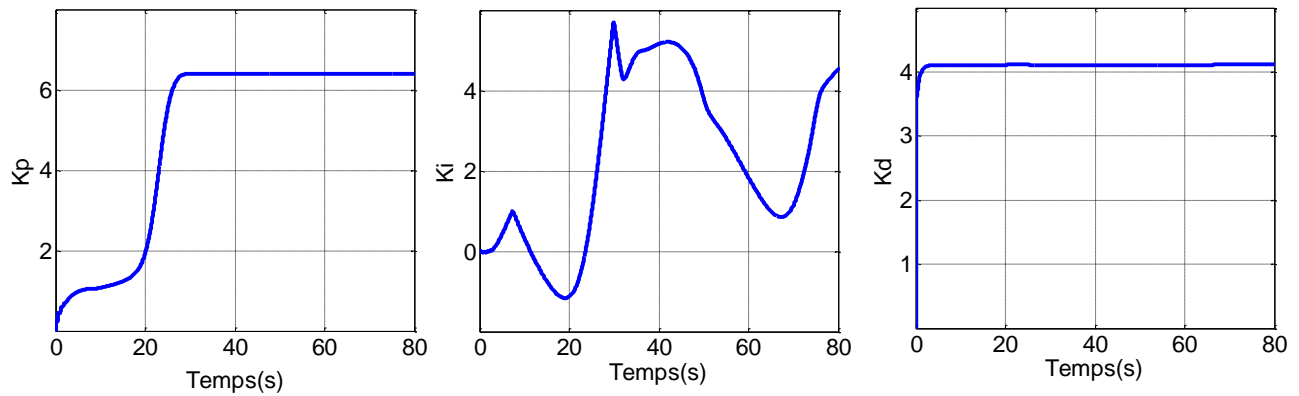


Figure .IV.14. Les gains du régulateur PID adaptatif de la position X

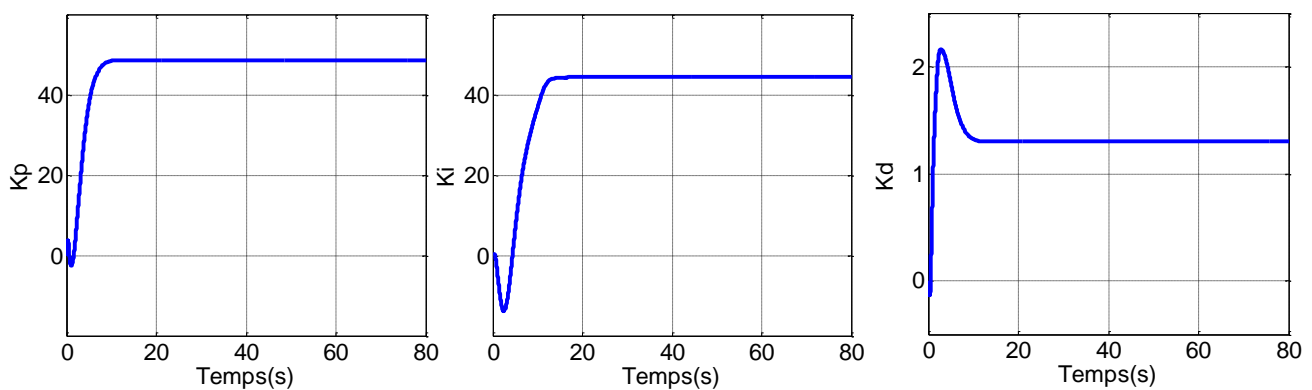


Figure .IV.15. Les gains du régulateur PID adaptatif de l'angle Ψ .

Les résultats obtenus de la commande PID à gains adaptatifs en utilisant la méthode directe de Lyapunov montrent clairement que les erreurs de poursuite et les amplitudes des dépassements sont plus faibles en comparaison avec celles obtenues dans le cas de la commande PID classique. En outre, les temps de réponses, qui caractérisent le régime transitoire, sont aussi faibles. Les figures (IV.4) et (IV.11) montrent que les signaux de commande obtenus dans le cas de la commande PID adaptative sont plus ou moins lisses. Ces caractéristiques permettent d'améliorer la précision au régime établi et réduire l'erreur due à l'effet de défauts.

IV.6. Etude comparative

Pour examiner les différentes lois de commande, développées pour le quadrotor, nous avons opté à une étude comparative entre la commande PID à gains flous et la commande PID ajusté par la méthode directe du Lyapunov. Pour cela, nous avons également considéré de trajectoire de référence en échelon.

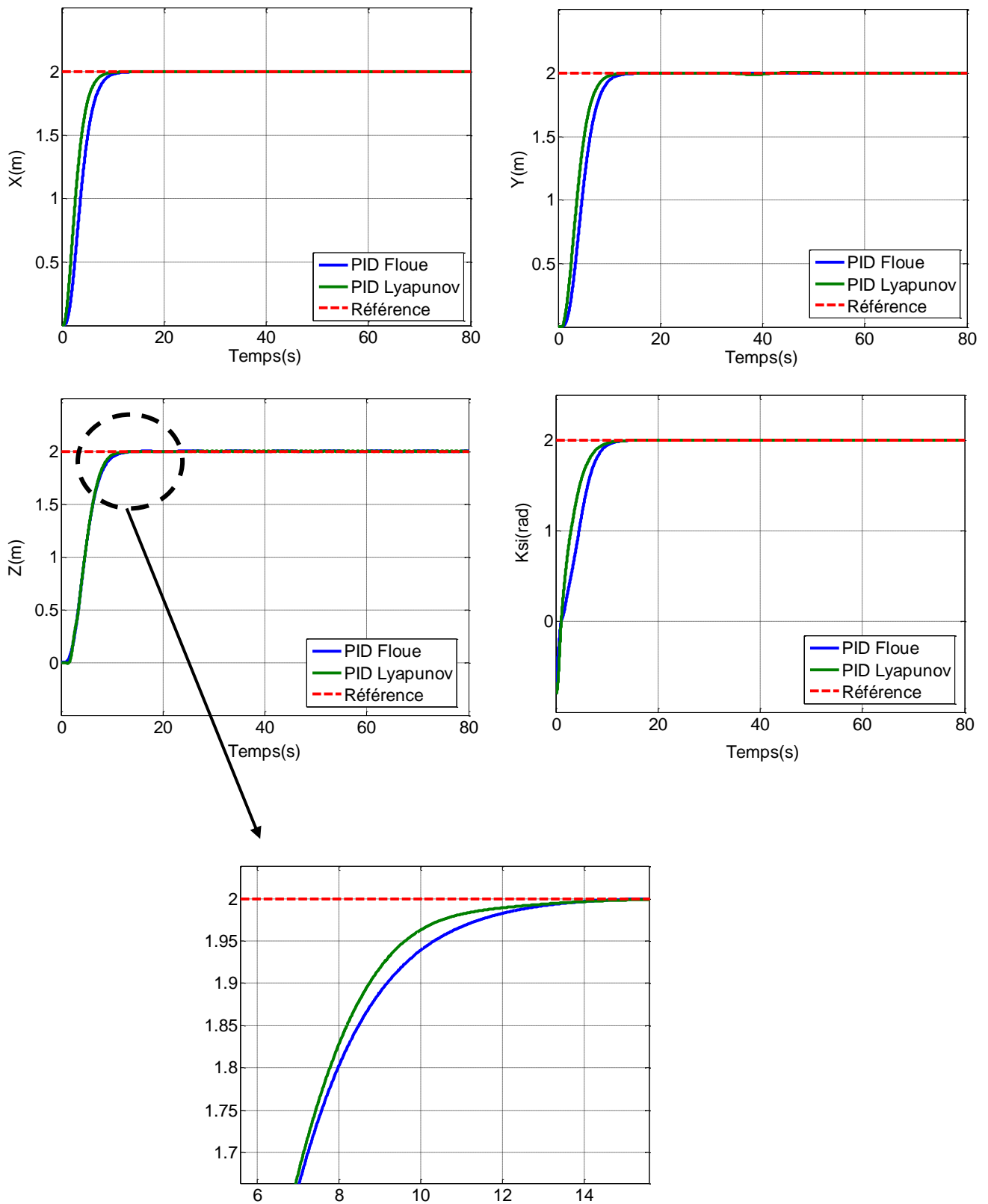


Figure .IV.16. Comparaison entre les PID adaptatifs à gains flous et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .

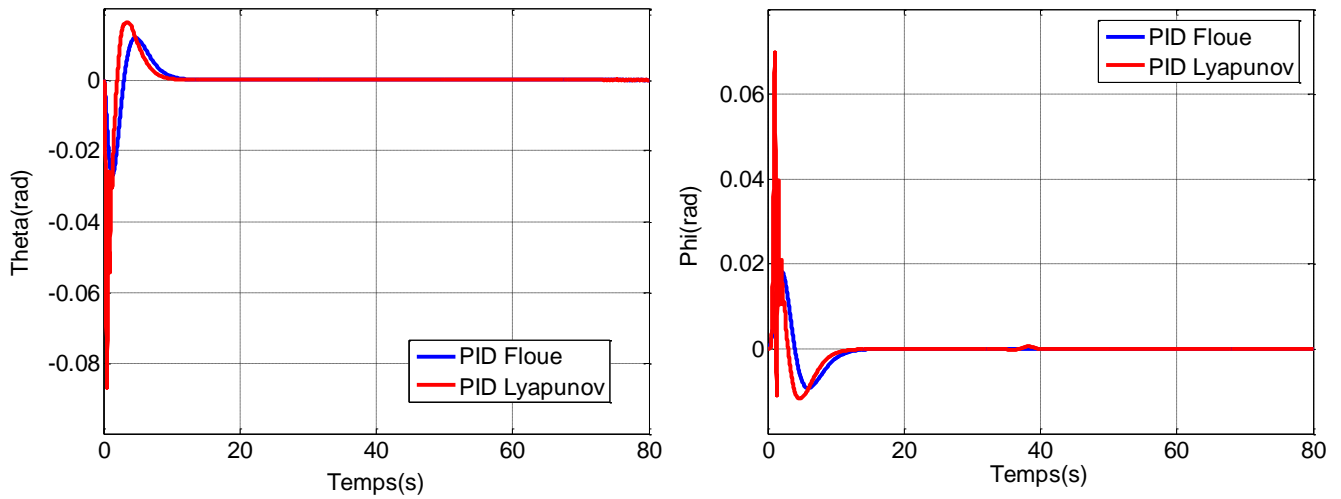


Figure .IV.17. Comparaison entre les PID adaptatifs à gains flous et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les angles φ et θ .

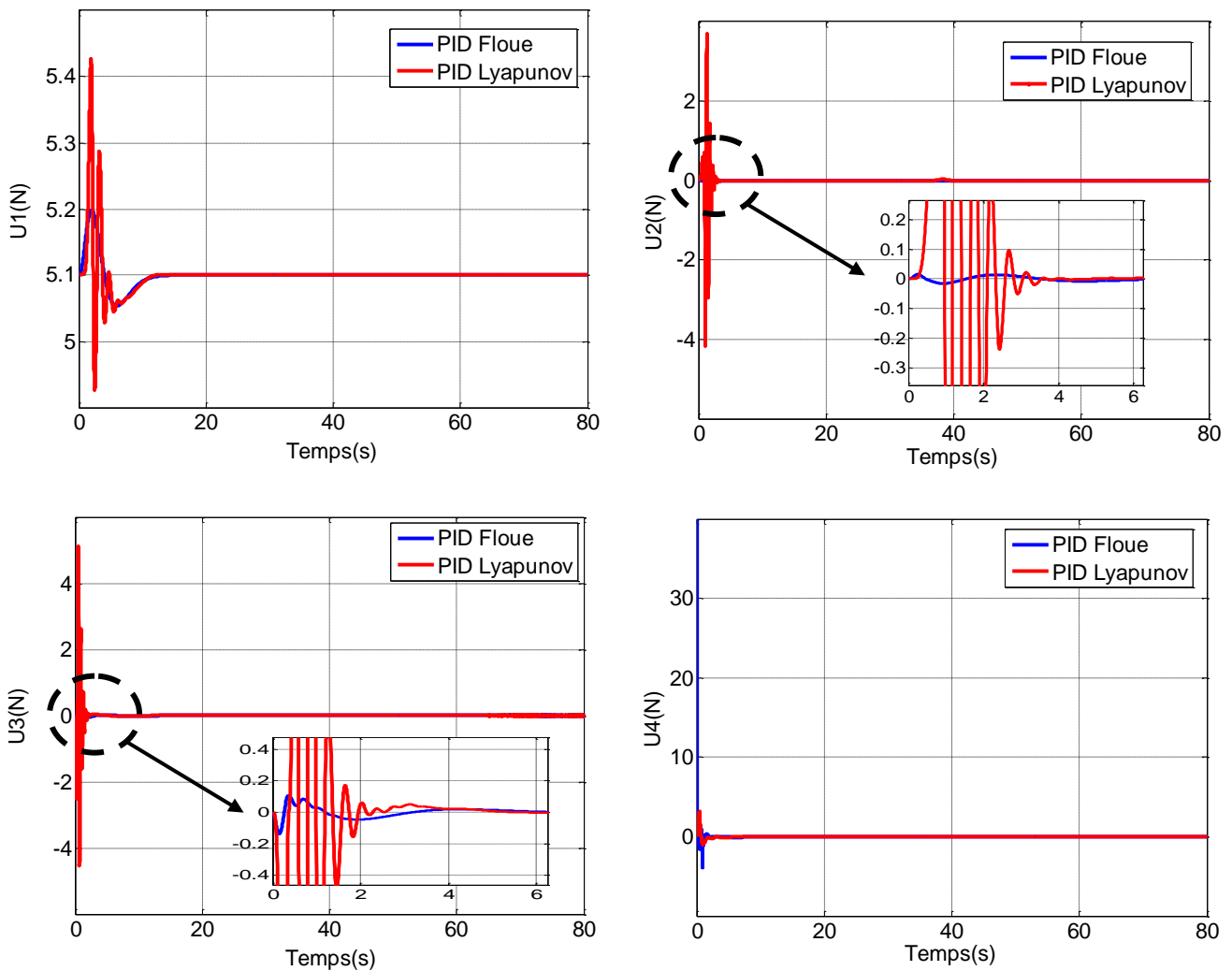


Figure .IV.18. Comparaison entre les signaux de commande des PID adaptatif à gains flous et des PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov.

Tableau .IV.2. Temps de réponse pour les axes X, Y, Z et l'angle Ψ .

Sortie Commande	X	Y	Z	Ψ
PID à gains adaptatifs flous	7.73 (s)	9.15 (s)	9.174 (s)	9.172 (s)
PID à gains adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov	6.25 (s)	7.74 (s)	8.742 (s)	8.032 (s)

Les résultats obtenus et le tableau de temps de réponse montrent que :

Nous remarquons que la commande PID à gains adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov y a une bonne poursuite de trajectoire désirée (échelon) avec une précision meilleure que celle obtenue dans le cas de la commande PID à gains adaptatifs flous.

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre on peut conclure que l'approche basée sur la théorie de Lyapunov ne nécessite pas la connaissance du modèle dynamique du système et garantit la bornitude de tous les signaux de la boucle de commande et la convergence vers zéro de l'erreur de poursuite. Les résultats obtenus montrent bien l'efficacité des lois de commande développées. Et aussi on a fait une comparaison entre les deux commandes à gains adaptatifs par la logique floue et par la théorie de Lyapunov et on a obtenu que la deuxième méthode soit la meilleure.

**Conclusion générale
et
perspective**

Conclusion générale

Le travail effectué dans cette mémoire permet au lecteur d'avoir des concepts préliminaires sur les robots volants et leur principe de fonctionnement. Le quadrotor est l'un des robots volants qui sont en investigation ces dernières années. Ce système est constitué de quatre rotors, deux de ces rotors tournent dans un sens et les deux autres dans le sens inverse. En variant les vitesses de rotation de ces rotors, le quadrotor peut faire des mouvements différents aussi bien qu'en rotation.

A partir du modèle dynamique obtenu, nous concluons que le quadrotor est un système sous actionné. De plus, la complexité du modèle la non linéarité, et l'interaction entre les états du système, peuvent se voir clairement. Le travail effectué dans ce travail concerne le développement de lois de commande PID à gains adaptatifs. Ces gains sont ajustés en temps réel avec deux approches (par la logique floue et la théorie de Lyapunov). Les lois de commande développées sont ensuite appliquées pour la commande du drone à six degrés de liberté et on a fait une comparaison avec la commande PID classique.

Nous avons utilisé un système d'inférence flou, dans la première manière, une loi d'adaptation paramétrique basée sur la théorie de Lyapunov, dans la deuxième manière, et on a fait une étude comparative entre les deux commandes et on a obtenu que la meilleure commande c'est la commande PID à gains adaptatifs par la théorie de Lyapunov car elle donne un bon résultat.

Perspective

A l'issue de ces travaux, ce mémoire ouvre de nouvelles perspectives de recherche parmi lesquelles nous citons :

- L'implémentation expérimentale de ces stratégies de commande non linéaire sur un prototype réel de quadrotor.
- La généralisation d'étude des lois de commande non linéaire proposées pour le cas discret.
- La proposition des algorithmes d'optimisations pour la détermination des différents paramètres et gains de la loi de commande non linéaire.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] Mesaoud Mokhtari, « Commande Adaptative des Systèmes Non linéaires par l'Approche Backstepping Neuronale », Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat en sciences en électronique, Université Hadj Lakhdar Batna, Le 09/04/2015.
- [2] T. Hamel, N. Metni, and F. Derkx. « Visual tracking control of aerial robotic systems with adaptive depth estimation. », Proceeding of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference, 2005.
- [3] T. Hamel, V. Moreau, F. Chaumette, and A. Chriette. « Etat d'avancement du projet robvolint (robot volant d'intérieur) », l'ONERA DGA, 2005.
- [4] P. Brisset. « Drones civils perspectives et réalités ». Rapport du Projet Paparazzi, Ecole Nationale de l'Aviation Civile, Aout 2004.
- [5] Z. Raida. « Steering en adaptive antenna array by the simplified kaman filter ». Antennas and Propagation, IEEE Transaction on, 43(6) :627-629, Jun 1995.
- [6] T. Hamel, R. Mahony, R. Lozano and J.P. Ostrowski, « Dynamic modeling and configuration stabilization for an X4-flyer », Proceedings of the Triennial World Congress on Automatic Control, Barcelona, Spain, 21-26 Jul 2002, pp. 846-851.
- [7] C. Diao, B. Xian, X. Gu, B. Zhao and J. Guo, « Nonlinear Control for An Underactuated Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle with Parametric Uncertainties », Proceedings of the IEEE International Conference on control Hefei, China, 25-27 July 2012, pp. 998 – 1003.
- [8] Zeghlache Samir, « Commande non lineaire d'un appareil à vol vertica », mémoire de doctorat en électronique, Université Mohamed Boudiaf-M'sila. 23/09/2014.
- [9] B. Erginer and E. Altug. « Modelling and pd control of a quadrotor vtol vehicle. ». In Intelligent Vehicles Symposium, 2007 IEEE, page 894-899, June 2007.
- [10] Larbi Mohamed Elamine, « Synthèse des Observateurs pour un Drone Hélicoptère », Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de doctorat L.M.D. université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf. 07/05/2015.
- [11] Astrom, K.J. and Wittenmark, B. « Adaptive control », Addison-Wesley, New York, 1995.
- [12] W.D. Chang, R.C. Hwang, and J.G. Hsieh, « A self-tuning PID control for a class of non linear systems based on the Lypunov approach » J. of Process Contr., vol. 12, no. 2, pp. 233-242, 2002.
- [13] M. Feki, « An adaptive feedback control of linearisable chaotic systems, »Chaos, Solitons and Fractals, vol. 15, no.5, pp. 883-890, 2003.

- [14] E.m. Jafrov, M.N.A. Parlakcl, and Y. Istefanopulos, « A new variable structure PID-controller design for robot manipulators » IEEE. Trans. On Contr. Syst. Tech., vol. 13, no. 1, pp. 122-130, 2005.
- [15] Boubakir, S. Labiod, and T.M. Guerra, « Commande PID Adaptative des Systèmes non linéaires Affines en la Commande », CGE'06, EMP, Algérie, 13-14 Avril, 2009.
- [16] 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.
- [17] I.F. Coichot, « Vers l'autonomie des véhicules aériens », Habilitation à Diriger des Recherches, Ecole doctorale de l'Université de Technologie de Compiègne, France, 2007.
- [18] F.Kendoul, « Modélisation et commande de véhicules aériens autonomes, et développement d'un pilote automatique basé sur la vision », Thèse de doctorat, Ecole doctorale de l'Université de Technologie de Compiègne, France, 2007.
- [19] A. Tayebi, and S. Mcgilvray « Attitude stabilisation of a four rotor aerial robot », Proceedings of the 43rd IEEE Conference on Decision and Control, Atlantis, Paradise Island, Bahamas, December 2004.
- [20] A. Tayebi, and S. McGilvray « Attitude stabilisation of a VTOL Quadrotor Aircraft », IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 14, No. 3, pp. 562-571, May 2006.
- [21] H. Bouadi, M. Bouchoucha, and M. Tadjine « Sliding Mode Control Based on Backstepping Approach for an UAV Type-Quadrotor », International Journal of Applied Mathematics and Computer Sciences, Barcelona, Spain, Vol. 4, No. 1, pp. 12-17, 2007.
- [22] H. Bouadi, M. Bouchoucha, and M. Tadjine « Modelling and Stabilizing Control Laws Design Based on Backstepping for an UAV Type-Quadrotor », Proceeding of 6 th IFAC Symposium on IAV, Toulouse, France, 2007.
- [23] Mr. KHEBBACHE Hicham, « Tolérance aux défauts via la méthode backstepping des systèmes non linéaires Application : Système UAV de type Quadrirotor », Mémoire de Magistère en Automatique, Université FERHAT ABBAS de SETIF, 2012.
- [24] M. Bouhental, « Modélisation et commande floue d'un quadrirotor », Mémoire de Magister, Département d'Electronique, Faculté de Technologie, Université Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, 2014.
- [25] L. Gautier, B. Hamilton, J. Hazebrouck, and T. Tournette, « Pilotage d'un quadri-rotor via un FPGA », Tuteur ESIEE engineering, Journées pédagogiques, 2008.
- [26] P. Castillo, R. Lozano and A.E. Dzul, « Modelling and Control of Mini-Flying Machines », Springer-Verlag London, 2005.
- [27] All the world's Rotorcraft, www.aviastar.org.

- [28] M. Hamdaoui, « Optimisation multicritères de l'efficacité propulsive de mini-drones biomimétiques à ailes battantes par algorithmes évolutionnaires », Thèse de doctorat, Université pierre et marie curie, France, 2009.
- [29] European Aeronautic Defense and Space Company. EADS
N.V.http://www.eads.net/1024/fr/eads/history/airhist/1900-1909/Breguet1_1907.html.
- [30] J.G Leishman, « The Breguet Richet Quad-Rotor Helicopter of 1907 », [On line], accessed in Apr.2006. Available at, <http://www.ena.eumd.edu/AGRC/Aero/Breguet.pdf>.
- [31] 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.
- [32] Berbra, C, « Diagnostic des systèmes embarqués en réseau. Application à mini drone hélicoptère », Thèse de doctorat, laboratoire GIPSA-lab, Institut polytechnique de Grenoble, 2009.
- [33] Bouguerra A., Saigaa, D., Kara, K. and Loukal, K, « Fault Tolerant Control of a Quadrotor UAV using Feedback Linearization », the Mediterranean journal of measurement and control, Vol. 9, No. 1, 2013.
- [34] Ziegler, J.G. and Nichols, N.B: « Optimum settings for automatic controllers », ASME Trans., Vol. 64, pp. 759-768, 1942.
- [35] Ng, T. C. T., Leung, F. H. F. and Tam, P. K.S, « A simple gain scheduled PID controller with stability consideration based on a grid-point concept », in Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Guimaraes, Portugal, pp. 1090-1094, 1997.
- [36] Guo, Y. and Yang, T, « A new type of computational verb gain-scheduling PID controller », In International Conference on Counterfeiting Security and Identification in Communication. Chengdu, pp. 235-238, 2010.
- [37] R.KETATA, « Méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue », Thèse de Docteur L.A.A.S Toulouse ,1992.
- [38] M. BAUER, « Application de contrôleurs à logique floue pour la commande vectorielle des machines à induction: commande en vitesse et en position », Rapport de stage ingénieur- ESIM- 22 Février 1995.
- [39] A.IBALIDEN, « Implantation d'un régulateur de type flou sur des commandes d'onduleurs pilotant des machines alternatives : application à la détermination des correcteurs », Rapport d'activités 1994-1995.

- [40] B. BEAUFRERE, « Application de la logique floue à la planification de trajectoires de robots mobiles dans des environnements inconnus », Thèse de Docteur de l'université de Poitiers, Décembre 1994.
- [41] P. Y. GLORONNEC, « Algorithme d'apprentissage pour systèmes d'inférences floues », INSA de Rennes (IRISIA), 1999.
- [42] B. DEMAYA, « Commande floue des systèmes à dynamiques complexes- Application à la commande d'un moteur thermique », Thèse de Docteur LAAS Toulouse - 17 Octobre 1994.
- [43] Amoozgar, M. H., Chamseddine, and A. Zhang, Y, « Fault-Tolerant Fuzzy Gain-Scheduled PID for a Quadrotor Helicopter Testbed in the Presence of Actuator Faults », IFAC Conference on Advances in PID Control, PID'12, Brescia (Italy), March 28-30, 2012.
- [44] Reznik, L, « Fuzzy Controllers », Newness, Victoria University of Technology, Melbourne, Australia, 1997.
- [45] H. Buhler, « Réglage par logique flou », Presse polytechniques et universitaires Romandes, 1994.
- [46] Chang, W.D., Hwang, R.C. and Hsieh, J.G, « A self-tuning PID control for a class of nonlinear systems based on the Lyapunov approach », J. of Process Contr., Vol. 12, No. 2, pp. 233-242, 2002.
- [47] Amoozgar, M. H., Chamseddine, and A. Zhang, Y, « Fault-Tolerant Fuzzy Gain-Scheduled PID for a Quadrotor Helicopter Testbed in the Presence of Actuator Faults », IFAC Conference on Advances in PID Control, PID'12, Brescia (Italy), March 28-30, 2012.
- [48] Samir. Z, Mohamed. C, and Abderrahmen, B, « Feedback Linearization Control of a Helicopter-like Twin Rotor MIMO System in Coupled Configuration », 12th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering, Sousse, Tunisia, pp. 348–357, 2011.
- [49] Slotine, J. E. and Li, W, « Applied nonlinear control », Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [50] Bouguerra. A, Saigaa. D, Kara, K and Zeghlache, S, « Fault-Tolerant Lyapunov -Gain Scheduled PID Control of a Quadrotor UAV », International Journal of Intelligent Engineering and Systems, Vol. 7, No 4, 2014.

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

MASTER EN AUTOMATIQUE

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par : Mr. BOUGUERRA Abderrahmen

Présenté par : MEKKI Abd Elmounaim

Thème

Commande non linéaire d'un hélicoptère à six degrés de liberté type quadrotor basée sur le PID à gains adaptatifs

Résumé

Les drones (engins volants sans pilote) sont de plus utilisés dans diverses applications civiles et militaires et parmi les caractéristiques majeures de ces systèmes sont instables en boucle ouverte, dans ce travail on s'intéresse à la description et la modélisation dynamique du quadrotor (hélicoptère a quatre rotors) tenant en compte les divers phénomènes physiques, qui peuvent influencer sur la dynamique d'une structure volante. Dans ce travail on a fait une étude théorique sur les systèmes aéronautique te on a spécifie le quadrotor, puis on a appliqué une commande non linéaire basée sur les régulateurs PID à gains adaptatifs. Les gains sont ajustés par deux méthodes (la logique floue et la théorie de Lyapunov).

Mots clés : Les drones, modèle dynamique, quadrotor, la logique floue, théorie de Lyapunov, commande non linéaire, régulateur PID.

N° d'ordre : AUT_192