

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

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° : AUT _ 243



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : GENIE ELECTRIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : AILLANE Ali et HERIZI Abdelkader

Intitulé

**Commande Tolérante au Défaut d'un Appareil à
Vol Vertical**

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

BENYETTOU Lotfi	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Président
BOUGUERRA Abderrahmen	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Rapporteur
AIB Abdelghani	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Examinateur

Année universitaire : 2016 /2017

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



Remerciement

Nous remercions avant tout الله, le tout puissant, pour nous avoir donné, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaire, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles qui se sont hissés au travers de notre chemin, tout au long de ce travail.

*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...

Merci à tous !

Dédicace

A mon très cher père

A ma très chère mère

A mes sœurs Hind, Kawther, Rayane

A mon binôme

A tous mes proches

A tous ceux qui sont chers à mon cœur

A Ceux que j'aime et qui m'aiment

Affectueusement

Ali

Dédicace

A mes très chers parents

A ma femme et mes petits Sondous et Youcef

A mes frères

A tous mes oncles, tantes, cousins et cousines

A Ceux que j'aime et qui m'aiment

Abdelkader

Table des matières

Remerciements	
Table des Matières	i
Liste des Figures	iv
Liste des Tableaux	ix
Nomenclatures	x
Introduction Générale	1
Chapitre 01	
Commande tolérante aux défauts : état de l'art	
I.1 Introduction	3
I.2 Objectifs de la commande tolérante aux défauts	3
I.3 Définitions	4
I.4 Classification des défauts	4
I.4.1 Défauts actionneurs	5
I.4.2 Défauts capteurs	5
I.4.3 Défauts système	5
I.5 Types des défauts	6
I.5.1 Autres classification des défauts	6
I.6 Classification des méthodes de la commande tolérante aux défauts	7
I.6.1 Approche passive	7
I.6.2 Approche active	8
I.7 Modélisation des défauts	9

I.8 Commande tolérante aux défauts des systèmes à vol vertical	9
I.9 Conclusion	10

Chapitre 02

Modélisations des drones à 6 degrés de liberté

II.1 Présentation des systèmes aéronautique	11
II. 1.1 Introduction	11
II.1.2 Classification	11
II.2 Les cellules à voilures tournantes	13
II.2.1 Monorotor	13
II.2.2 Birotor	13
II.2.3 Configuration à 3 rotors	14
II.2.3.1 Le trirotor	14
II.2.3.2 Le vectron	14
II.2.3.3 L'hélicoptère auto-stable	14
II.3 Modélisation d'un drone quadrotor	15
II.3.1 Description	15
II.3.2 Le principe du vol de quadrotor	16
II.4 Applications et utilisation	17
II.4.1 Applications militaires	17
II.4.2 Applications civiles	19
II.5 Modèle dynamique	20
II.5.1 Schéma de simulation du modèle	26
II.5.2 Réponse en boucle ouverte du modèle du quadrotor	27
II.6 Conclusion	28

Chapitre III

Commande tolérante au défaut à base des régulateurs PID adaptatifs flous

III.1 Introduction	29
III.2 La logique floue	29
III.2.1 Généralité sur la logique floue	30
III.2.1.1 Variables linguistiques et ensemble flous	30
III.2.1.2 Les fonctions d'appartenance	31

III.2.1.3	Inférence à plusieurs règles floues	32
III.2.1.4	Les opérateurs de la logique floue	33
III.2.2	Principe d'un contrôleur flou	35
III.2.2.1	Introduction	35
III.2.2.2	Les raisons d'un contrôle flou	35
III.2.2.3	Principe d'un contrôleur flou	36
III.2.2.4	Traitement numérique des inférences	39
III.2.2.5	Contrôleurs flous usuels	41
III.2.3	Avantage et inconvénients du régulateur par logique flou	42
III.3	Mise en œuvre de la commande	43
III.4	Résultats de simulation	46
III.5	Conclusion	53

Chapitre IV

Commande tolérante au défaut à base des régulateurs PID adaptatifs ajustés par la méthode de Lyapunov

IV.1	Introduction	54
IV.2	Principe de la méthode	54
IV.2.1	Loi de commande	56
IV.2.2	Loi d'adaptation paramétrique	56
IV.3	Résultats de simulation	59
IV.3.1	Etude comparative	67
IV.4	Conclusion	69
	Conclusion générale et perspectives	70
	Bibliographie	71

Nomenclatures

FDI	:	Fault Detection and Isolation
FLC	:	Fuzzy Logic Controller
FTC	:	Fault Tolerant Control (commande tolérante aux fautes)
HALE	:	High Altitude Long Endurance (haute altitude longue endurance)
MALE	:	Medium Altitude Long Endurance (moyenne altitude longue endurance)
PID	:	Proportionnel intégral dérivé
UAV	:	Unmanned Aerial Vehicle

Liste des Tableaux

Chapitre II

Tab. II.1 Paramètres physique du quadrotor	26
--	----

Chapitre III

Tab. III .1 Désignation standard des ensembles flous.	38
Tab. III.2 Description de la défirrent méthode d'inférence.	39
Tab. III.3 Table de règle de K_d .	46
Tab. III.4 Table de règle de K_i .	46

Chapitre IV

Tab IV.1 Paramètres des différents régulateurs PID.	60
Tab IV.2 Temps de réponse pour les axes X, Y, Z et l'angle Ψ .	68

Liste des Figures

Chapitre I

Fig. I.1 - Principe d'un système de commande tolérante aux défauts.	4
Fig. I.2- Boucle de régulation et différents défauts agissants.	5
Fig. I.3- Types des défauts.	6
Fig. I.4- Répartition des défauts selon leurs formes.	6
Fig. I.5- Répartition des défauts selon le comportement temporel.	6
Fig. I.6- Classification des commandes tolérantes aux défauts.	7
Fig. I.7- Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive.	7
Fig. I.8- Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.	8

Chapitre II

Fig. II.1-Catégories des drones	12
Fig. II.2-Avion 3D.	13
Fig. II.3-Le T-Wing (à gauche) et l'HoverEye (à droite).	14
Fig. II.4-Hélicoptères à trois hélices. Le Vectron (a), l'hélicoptère auto-stable (b) et le Trirotor de Compiègne (c).	15
Fig. II.5- Exemple d'un quadrotor.	15
Fig. II.6- Entrées et sorties de modèle.	16
Fig. II.7-Mouvements du quadrotor.	17
Fig. II.8-Support au combat : (a) coopération UAV-UGV, (b) éclaireur.	18
Fig. II.9- Drone militaires de surveillance : (a) global hawk (North grumman,1000kgdechargeutile) et (b) sperwer (sagem).	18
Fig. II.10-Predator, drone multi missions, utilisé par l'US Air Force depuis 1995	19
Fig. II.11-Contrôle des Feux de forêts (a), (b) épandage engrais, (c) Surveillance des Lignes électriques.	20
Fig. II.12-Configuration du quadrotor .	20
Fig. II.13-Schéma de simulation d'un quadrotor en boucle ouverte.	26

Fig. II.14-Réponses libre du modèle du quadrotor.	27
Chapitre III.	
Fig. III.1- format d'un ensemble flou normalisé.	31
Fig. III.2-Formes usuelles des fonctions d'appartenance	32
Fig. III.3- différentes formes de fonctions d'appartenance.	32
Fig. III.4- Opération "NON".	33
Fig. III.5- L'opérateur "ET", réalisé par la formulation de minimum.	34
Fig. III.6-Opérateur "OU", réalisé par la formulation du maximum	34
Fig. III.7- Configuration interne d'un contrôleur par logique floue.	37
Fig. III. 8-Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance.	38
Fig. III.9-Principe des différentes méthodes de défuzzification.	40
Fig. III.10-Schéma block de la commande PID adaptatif flou appliquée au quadrotor.	44
Fig. III.11- Fonctions d'appartenance d'entrées $e(k)$ et $\Delta e(k)$.	45
Fig. III.12- Fonctions d'appartenance des paramètres k_i et k_d .	45
Fig. III.13-Surface k_d	46
Fig. III.14- Surface k_i .	46
Fig. III.15- Comparaison entre les PID classiques et le PID adaptatifs flous pour les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .	47
Fig. III.16- Comparaison entre le PID classique et le PID adaptatif flou pour les angles φ et θ .	47
Fig. III.17- Comparaison entre les signaux de commande pour les correcteurs PID classiques et PID adaptatifs flous.	48
Fig. III.18 -Trajectoire global du quadrotor en 3D.	48
Fig. III.19- Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Z.	49
Fig. III.20 -Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position X.	49
Fig. III.21-Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Y.	49
Fig. III.22-Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour l'angle Ψ .	49
Fig. III.23-Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .	50
Fig. III.24-Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les angles φ et θ .	50
Fig. III.25-Les signaux de commande.	51
Fig. 4.26-Trajectoire globale du quadrotor en 3D.	51

Fig. III.27-Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Z.	51
Fig. III.28-Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position X	52
Fig. III.29 -Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Y.	52
Fig. III.30-Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Ψ .	52

Chapitre IV

Fig. IV.1-Comparaison entre les PID classiques et les PID adaptatifs par la méthode de Lyapunov pour les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .	61
Fig. IV.2-Comparaison entre les PID classiques et les PID adaptatifs par la méthode de Lyapunov pour les angles φ et θ .	61
Fig. IV.3-Comparaison entre les signaux de commande des PID classiques et des PID adaptatifs par la méthode de Lyapunov.	62
Fig. IV.4-Trajectoire global du quadrotor en 3D.	62
Fig. IV.5-Les gains du régulateur PID adaptatif de la position X.	62
Fig. IV.6-Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Z.	63
Fig. IV.7-Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Y.	63
Fig. IV.8-Les gains du régulateur PID adaptatif de l'angle Ψ .	63
Fig. IV.9-Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .	64
Fig. IV.10-Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les angles φ et θ .	64
Fig. IV.11-Les signaux de commande.	65
Fig. IV.12-Trajectoire global du quadrotor en 3D.	65
Fig. IV.13-Les gains du régulateur PID adaptatif de la position X.	65
Fig. IV.14-Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Y.	66
Fig. IV.15-Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Z.	66
Fig. IV.16-Les gains du régulateur PID adaptatif de l'angle Ψ .	66
Fig. IV.17-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 .	67
Fig. IV.18-Comparaison entre les PID adaptatifs à gains flous et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les angles φ et θ .	67
Fig. IV.19-Comparaison entre les signaux de commande des PID adaptatifs à gains flous et des PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov	68

Introduction Générale

Introduction générale

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) [1, 2].

Ces véhicules aériens ont suscité un grand intérêt grâce à leur versatilité, manœuvrabilité, capacité d'exécuter des décollages et atterrissages verticaux et leur grand champ d'application tant militaire que civile, surtout lorsque l'intervention humaine devient difficile ou dangereuse. Ajoutant à cela les applications civiles comme la surveillance des grandes infrastructures telle que les lignes haute tension, les barrages et les ouvrages d'arts [3, 4]. 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].

Avec la complexification des procédés et l'augmentation des éléments technologiques matériels ou logiciels qui sont souvent intégrés aux boucles de contrôles de ces systèmes, la tolérance aux défauts est devenue l'une des préoccupations majeures dans la conception des systèmes automatisés complexes [6, 7]. En effet, de nombreuses méthodes et techniques fondées sur des modèles dynamiques ont été développées pour la détection d'anomalies, le traitement de ces anomalies et la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ses objectifs [8, 9]. Ces thématiques sont souvent abordées dans la littérature relevant de la commande tolérante aux défauts (FTC : Fault Tolerant Control) et ont fait l'objet de nombreux travaux de la part de la communauté scientifique [8, 10]. Historiquement, les travaux précurseurs dans ce domaine étaient motivés par les applications aéronautiques et spatiales [11, 12].

La recherche dans le domaine de la commande tolérante aux défauts a été initiée dans le milieu des années 1980 par les forces aériennes des Etats Unies d'Amérique (USA Air Force), dans le but de concevoir des systèmes de commandes de vol "d'autoréparation", et par l'industrie aérospatiale pour concevoir des systèmes de commande de vol "restructurables / reconfigurables" pour les avions

commerciaux [13-15]. L'objectif était de fournir aux appareils la capacité "d'autoréparation" afin d'assurer un atterrissage en toute sécurité en cas de défauts graves au niveau des instruments.

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre général des méthodes passives de la commande tolérante aux défauts, et traitent particulièrement le problème de la commande des drones à 6 degrés de liberté. Il s'agit d'un projet qui vise à développer des lois de commande tolérante aux défauts permettant d'améliorer les performances des appareils à vol vertical. Nous proposons une commande tolérante aux défauts, basées sur un régulateur PID (Proportionnel-Intégral-Dérivé) à gains adaptatifs. Nous considérons deux approches différentes pour ajuster les paramètres de ce dernier : logique floue et la théorie de stabilité de Lyapunov [16].

Ce mémoire est organisé autour de quatre chapitres

- Le **premier chapitre** présentera l'état de l'art des principales stratégies de commande tolérante aux défauts. Cet état de l'art comporte un aperçu sur les principaux concepts de synthèse des systèmes de commande tolérante aux défauts.
- Le **deuxième chapitre** sera consacré à la modélisation de la dynamique d'un drone à six degré de liberté de type 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 avec une étude comparative entre les deux méthodes.

Chapitre I

CHAPITRE I

Commande Tolérante au défaut : état de l'art

I.1 Introduction

Nous présentons, dans ce chapitre, les principaux concepts de la commande tolérante aux défauts ainsi que les différentes méthodes et approches utilisées dans ce domaine. Cette présentation nous permettra de se positionner parmi le grand nombre de méthodes de la commande tolérante aux défauts déjà proposées. Une classification des défauts qui peuvent se produire dans une chaîne de commande sera donnée. L'impact de chaque défaut sur le système de commande et les solutions proposées seront aussi discutés. Une analyse des techniques de commande tolérante aux défauts appliquées aux appareils à vol vertical (drones ou UAV : Unmanned Aerial Vehicle) sera introduite à la fin de ce chapitre.

I.2 Objectifs de la commande tolérante aux défauts

Un système tolérant aux défauts possède la capacité de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et/ou des performances acceptables en présence de défauts [11,17-19].

Dans les applications industrielles complexes telles que l'aéronautique ou le nucléaire, le problème de la tolérance aux défauts est souvent traité au moyen de la redondance matérielle. Cette stratégie est non seulement onéreuse mais elle requiert également un important dispositif de maintenance. La commande tolérante aux défauts avoisinée par des approches analytiques, permet d'éviter des coûts élevés de financement et d'entretien. La tâche principale dans un système de commande tolérante aux défauts est la synthèse de lois de commande avec une structure adéquate permettant de garantir la stabilité du système et maintenir les performances de commande proches de celles désirées.

Le principe de la commande tolérante aux défauts est illustré par le schéma de la figure (I.1).

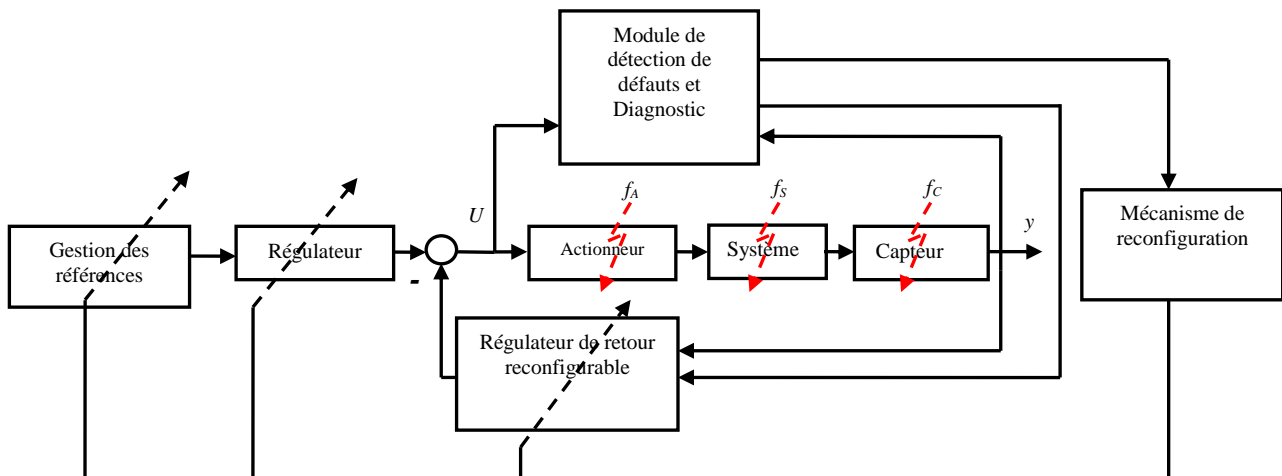


Fig. I.1- Principe d'un système de commande tolérante aux défauts [20].

I.3 Définitions

La définition de défaut seul n'est pas suffisante, Nous vous proposons les concepts suivants Pour faciliter la compréhension de ce travail:

Anomalie : une particularité non conforme à la loi naturelle ou logique.

Défaillance : une anomalie de fonctionnement au sein d'un système physique.

Panne : l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction requise. Une panne résulte toujours d'une défaillance.

Défaut : est une anomalie de comportement au sein du système. Ce concept est important dans les opérations de surveillance pour la conduite et la maintenance des processus industriels. Tout écart entre la caractéristique observée et la caractéristique de référence est considéré comme étant un défaut. Il est donc clair qu'une défaillance conduit à un défaut. Mais un défaut n'induit pas nécessairement une défaillance. En effet, le dispositif peut conserver son aptitude à accomplir sa tâche principale si les défauts n'ont pas d'impacts sur cette tâche.

Perturbation : consiste en tout phénomène conçu comme normal influençant un processus, non ou mal, représenté par un modèle de référence [1].

I.4 Classifications des défauts

Les défauts apparaissent dans les différentes parties d'un système, ils sont classés selon leur emplacement en trois catégories (Figure I.2).

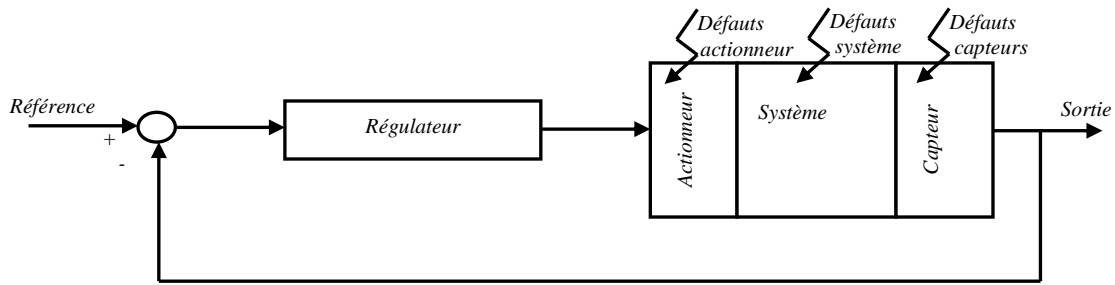


Fig. I.2- Boucle de régulation et différents défauts agissants [1].

I.4.1 Défauts actionneurs

Ils représentent la perte partielle ou totale (complète) de l'action de commande. Un exemple d'actionneur complètement perdu est une machine qui ne produit aucune action malgré les entrées qu'on lui applique. La raison d'un tel défaut peut être, par exemple un câblage coupé ou brûlé... . L'actionneur partiellement défaillant produit seulement une partie de l'action normale (c.-à-d. dans des conditions de fonctionnement nominales). Il peut résulter, par exemple, d'une fuite hydraulique ou pneumatique, résistance accrue ou chute dans la tension d'alimentation. Multiplier les actionneurs dans le système afin d'assurer la tolérance aux défauts n'est souvent pas une bonne solution à cause de leurs prix élevés et du volume qu'ils occupent [21].

I.4.2 Défauts capteurs

Ces défauts représentent la mesure incorrecte des variables du système. Ils peuvent également être subdivisés en partiel et total. Un défaut total dans le capteur produit une mesure qui n'est pas liée à la valeur du paramètre physique mesuré. Il peut être dû à une coupure de fils, perte de contact avec la surface Un défaut partiel du capteur produit une mesure liée au signal mesuré de telle manière que l'information utile puisse en être extraite. Ceci peut être dû à une réduction de gain qui engendre un offset dans lecture de mesure, ou aux bruits du capteur, les capteurs peuvent être multipliés dans le système pour assurer la tolérance aux défauts. Cette approche implique habituellement l'augmentation significative en coûts relatifs [21].

I.4.3 Défauts système

Ce sont des défauts qui ne peuvent pas être classifiés ni parmi les défauts capteurs, ni parmi les défauts actionneurs ; ils apparaissent dans les composants du système lui même. Les défauts système se caractérisent par des changements dans les paramètres du système induisant un changement du comportement dynamique de ces paramètres [1].

I.5 Type des défauts

Si les défauts doivent être classés relativement à leurs effets sur les performances du système, deux types de défauts peuvent être distingués : des défauts additifs et des défauts multiplicatifs (figure I.3) [22].

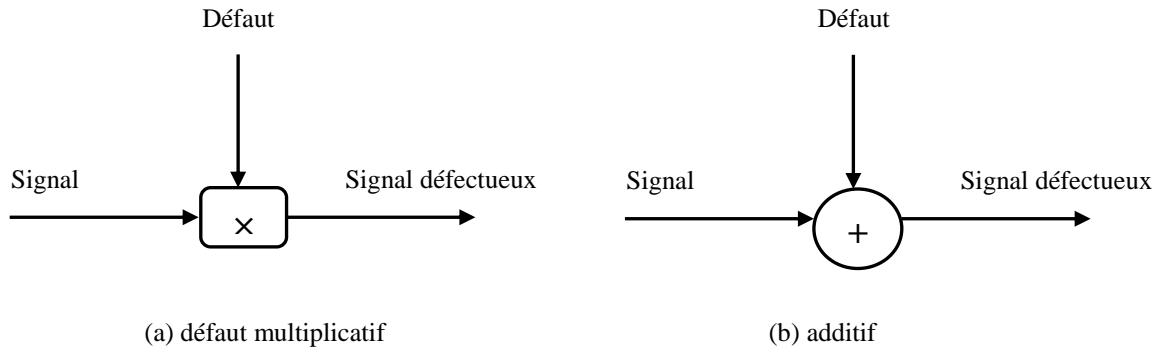


Fig. I.3 – Types des défauts [1].

1.5.1 Autres classification des défauts

- Classification selon leurs formes (figure I.4) comme brusque, progressif et intermittent.

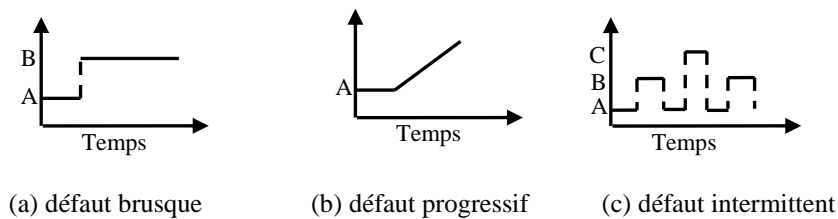


Fig. I.4 – Répartition des défauts selon leurs formes.

- Classification selon le comportement temporel permanent ou transitoire (figure I.5). Un défaut permanent résulte d'une panne totale d'un composant. Un défaut transitoire résulte d'un dysfonctionnement temporaire d'un composant à cause des radiations magnétiques, par exemple.

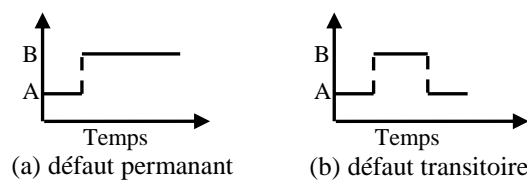


Fig. I.5 – Répartition des défauts selon le comportement temporel.

I.6 Classification des méthodes de la commande tolérante au défaut

On peut présenter la classification dans la figure (I.6) suivante :

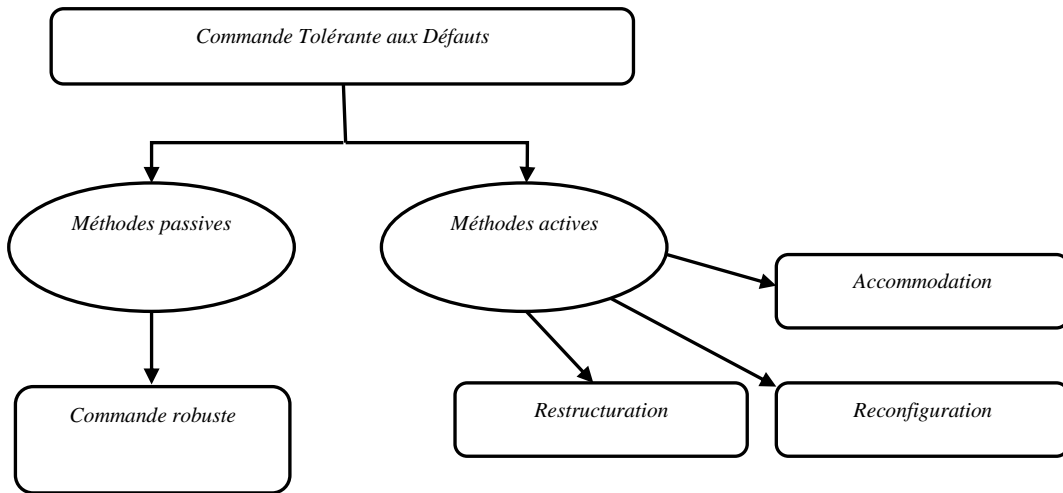


Fig. I.6- Classification des commandes tolérantes aux défauts [1].

I.6.1 Approche passive

Dans l'approche passive, les techniques de contrôle robuste sont utilisées de manière à ce que le système en boucle fermée reste insensible à un ensemble connu de défauts avec des régulateurs constants et sans utilisation d'information en ligne des défauts sur le système sont utilisées [23]. Les défauts sont alors pris en compte dans la conception du système de commande. La méthode est basée sur l'idée simple que les défauts représentent des perturbations que la loi de commande doit prendre en considération dès sa conception initiale. Elle utilise les techniques de commande robuste par rapport aux incertitudes paramétriques et perturbations extérieures (commande *HI*, commande à mode glissant ...). Pour une vue globale des méthodes des commandes robustes, ce type d'approche n'a besoin ni d'un module de diagnostic pour détecter la présence des défauts ni d'un bloc de reconfiguration de la loi de commande et/ou des paramètres du système, comme la figure (I.7) suivant [24] :

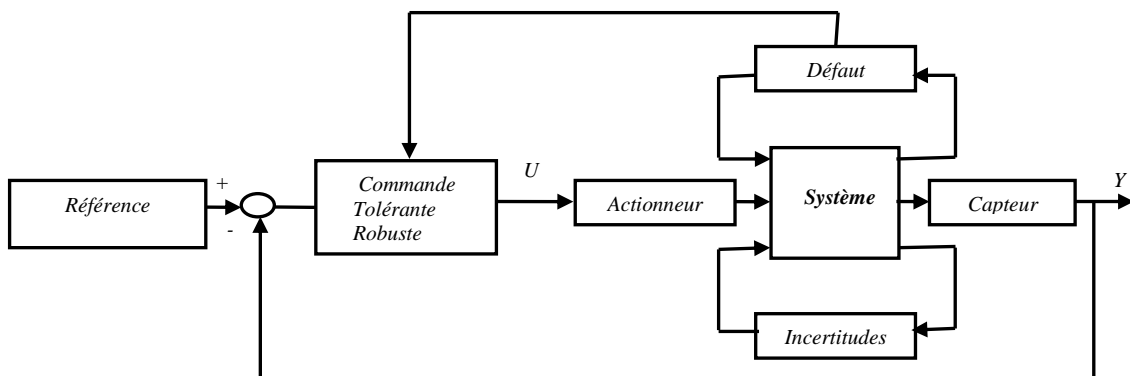


Fig. I.7 – Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive [1].

I.6.2 Approche active

A la différence de l'approche passive, l'approche active réagit "activement" sur les défauts en reconfigurant en ligne la loi de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances nominales du système, [25, 9]. Cette approche permet alors de traiter des défauts imprévus mais nécessite une méthode efficace de détection et d'isolation des défauts permettant de fournir de manière aussi précise que possible une information sur les défauts éventuels (l'instant d'apparition, le type et l'amplitude du défaut).

L'architecture générale d'une commande FTC active est décrite dans la figure (I.8), les deux blocs FDI (et FTC, constituent les deux étapes importantes de la commande [24].

Le bloc "FDI" utilise l'entrée et les sorties mesurées du système. Sa fonction principale est de détecter et d'estimer le défaut ainsi que les variables d'état du système en ligne. Une fois que le défaut est apparu, le bloc "FDI" fournit en ligne les informations concernant le défaut et l'état du système au bloc "FTC". Ce schéma de FDI doit permettre de prendre en compte les différents types de défauts intervenant sur le système et d'assurer la fiabilité de ses informations pour activer le mécanisme de reconfiguration en un temps minimal.

Le bloc "FTC" se base sur les informations délivrées par le bloc "FDI". En fonction du mécanisme utilisé et du type du défaut survenu, il accommode ou reconfigure en ligne la loi de commande afin de maintenir la stabilité, la dynamique du système ainsi que ses performances initiales [25].

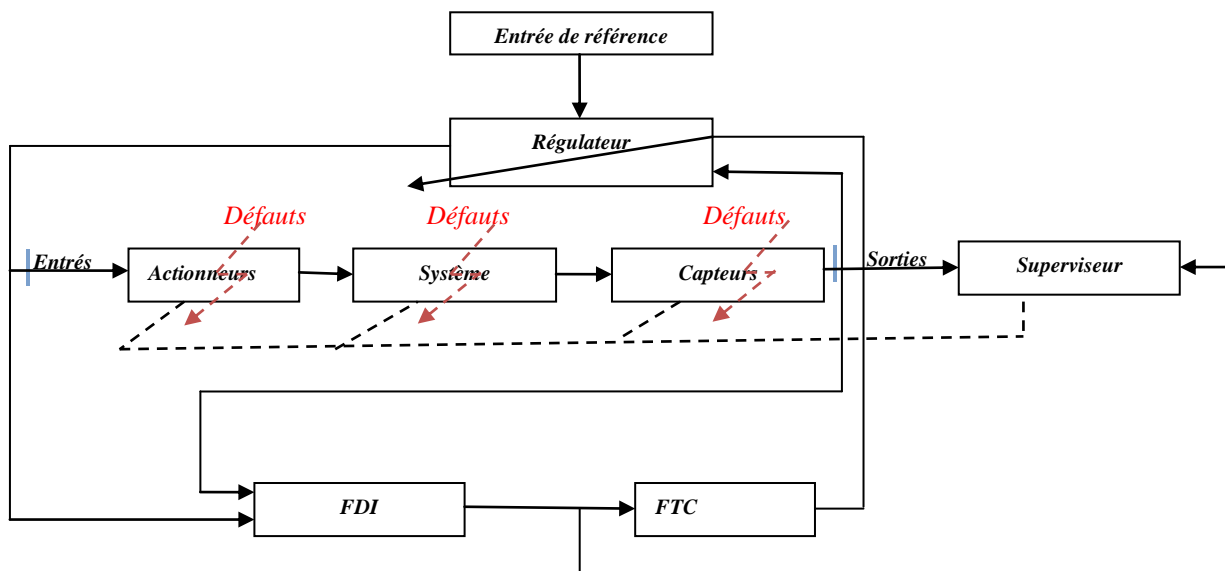


Fig. I.8- Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

I.7 Modélisation des défauts

Supposons que l'on dispose d'un modèle non linéaire d'un procédé sous la forme d'une représentation d'état, telle que :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = g(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

où $x(t)$ représente le vecteur d'état, $u(t)$ représente le vecteur de commande et $y(t)$ représente le vecteur de sortie du système, tels que : $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $y \in \mathbb{R}^p$, et $g(x(t), u(t))$ et $h(x(t))$ sont des fonctions non linéaires.

En plus des défauts, le système est exposé aussi aux perturbations et aux incertitudes du modèle. Si l'effet de ces grandeurs sur la dynamique du système est connu, on peut les modéliser par des entrées inconnues. Le système (I.1) peut s'écrire alors sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = g(x(t), u(t) + f_a, d(t)) + h(x, u) f_c(t) \\ y(t) = h(x(t)) + f_s(t) + d_s(t) \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

où f_a , f_c et f_s représentent respectivement les défauts d'actionneurs, les défauts de capteurs et les défauts de composants (défauts système), H est une matrice connue de distribution des défauts de composants et d , d_s sont des entrées inconnues qui modélisent l'effet des perturbations, des bruits ainsi que les incertitudes du modèle [17].

I.8 Commande tolérante au défaut des systèmes à vol vertical

Afin de lui garantir un fonctionnement correct et autonome, un drone doit compter sur des capteurs qui fournissent des informations sur l'environnement extérieur ou les états internes du système et un contrôleur qui commande les actionneurs selon les mesures et la tâche que doivent accomplir. Cependant, les capteurs et les actionneurs peuvent être soumis à des défauts ou des défaillances et il est important que le drone puisse être également commandé dans un scénario défectueux [17].

Plusieurs méthodes de commande tolérante aux défauts ont été développées et appliquées sur des systèmes aéronautiques variés [26, 27]. Particulièrement, la commande tolérante aux défauts des drones a suscité l'intérêt d'un grand nombre de chercheurs et plusieurs travaux ont été publiés [28, 29]. Dans ces travaux, plusieurs techniques passives et actives de la commande tolérantes aux défauts ont été développées et leur performance a été évaluée, par simulation et expérimentalement, en considérant la commande du système du drone type quadrotor.

Dans la classe des techniques passives, on trouve principalement la commande tolérante aux défauts basée sur le régulateur PID. Parmi ces techniques, nous pouvons citer les travaux ayant utilisé la commande PID adaptative ainsi que la commande PID à gains programmés pour la commande de plusieurs types de drones [29, 30]. La commande tolérante aux défauts des drones de type quadrotor a été aussi considérée en utilisant plusieurs techniques basées sur la méthode de linéarisation entrée-sortie [17, 31, 32]. La méthode de commande par linéarisation entrée – sortie, appliquée sur le quadrotor et proposée dans [31], utilise une structure à deux boucles de retour qui permet à la fois la poursuite de la trajectoire de référence et la commande en roulis / tangage. La commande tolérante aux défauts des drones a été aussi envisagée en utilisant des techniques de commande non linéaires, telles que la commande par mode glissant [32, 33], la commande dite backstepping [33, 34], la commande backstepping adaptative, la méthode combinant la commande backstepping et la commande par mode glissant [35], etc.

I.9 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté un tour d'horizon des différentes méthodes de synthèse de loi de commande tolérante au défaut. La synthèse présentée n'est certes pas complète, mais nous nous sommes efforcés de présenter les principaux courants qui nous semblent essentiels pour les développements qui vont suivre. Ces approches sont classées en deux grandes catégories : des approches passives et des approches actives. Dans la dernière section de cette partie nous avons présenté une synthèse bibliographique sur la commande tolérante aux défauts des systèmes de vol vertical.

Chapitre II

CHAPITRE II

Modélisation d'un drone de type quadrotor à 6 degrés de liberté

II.1 Présentation des systèmes aéronautique

II. 1.1 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 voir 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... [21].

II.1.2 Classification

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 [21]. Dans ce cadre, le domaine opérationnel des drones peut se décomposer en plusieurs 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 Vehicle ou MAV), pouvant être contenu dans une sphère de 30cm.
- Les mini-drones (Mini Air Vehicle 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 multimiissions ou MCMM lents).
- Les drones rapides basse altitude (MCMM rapides).
- les drones maritimes tactiques (DMT) [36].

Les drones peuvent être classés en fonction de leur taille, de leur application ou des deux. C'est la taille qui constitue le critère dominant. Ces catégories sont résumées ci-après figure (II.1) [1].

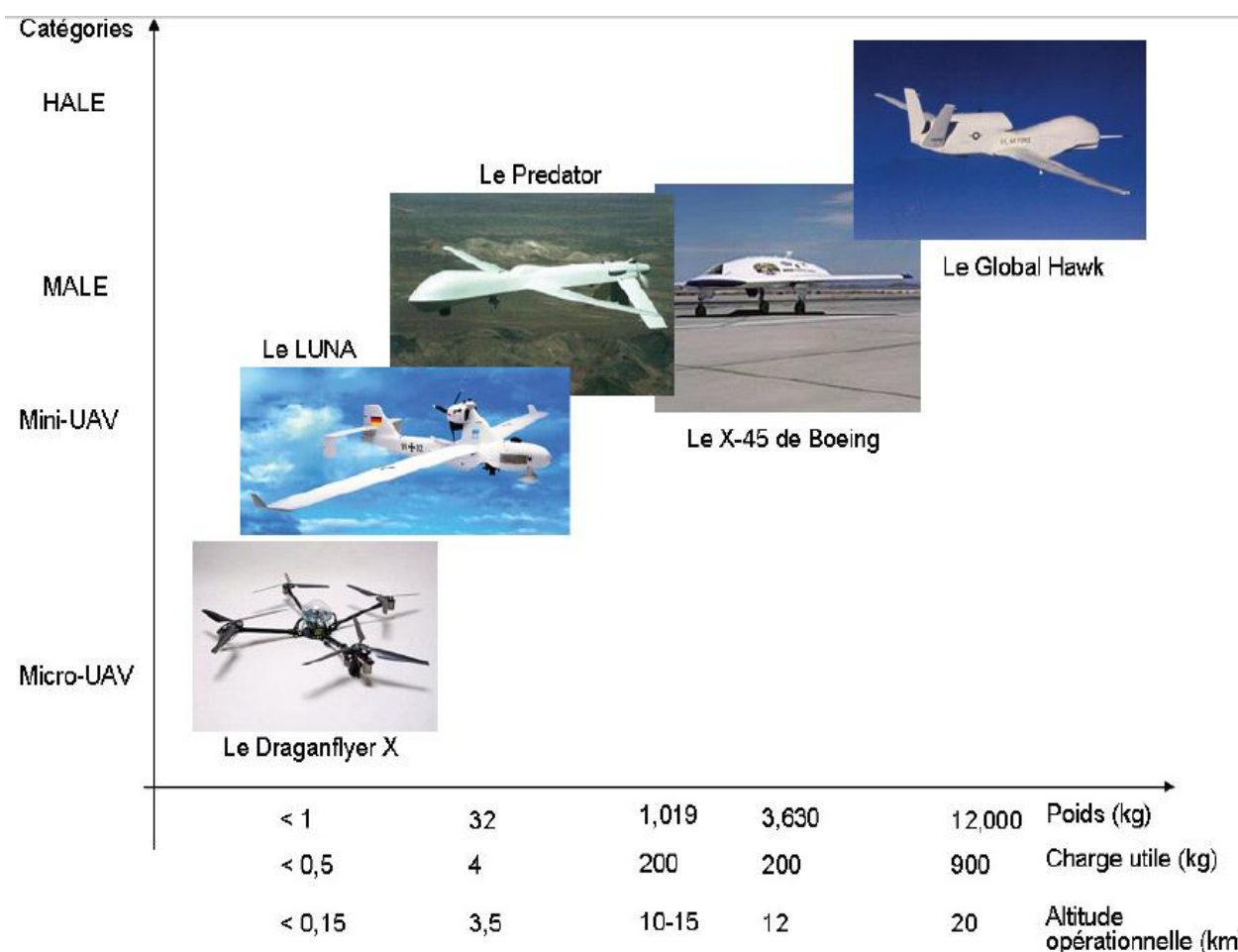


Fig. II.1 -Catégories des drones [1].

II.2 Les cellules à voilures tournantes

Les cellules à voilures tournante 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 [21, 37] :

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

II.2.1 Monorotor

Les monorotors se composent avant tout d'un rotor principal (bipale avec barre stabilisatrice de Bell ou quadripôle) 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 II.2).



Fig. II.2- Avion 3D [38].

II.2.2 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 II.3).

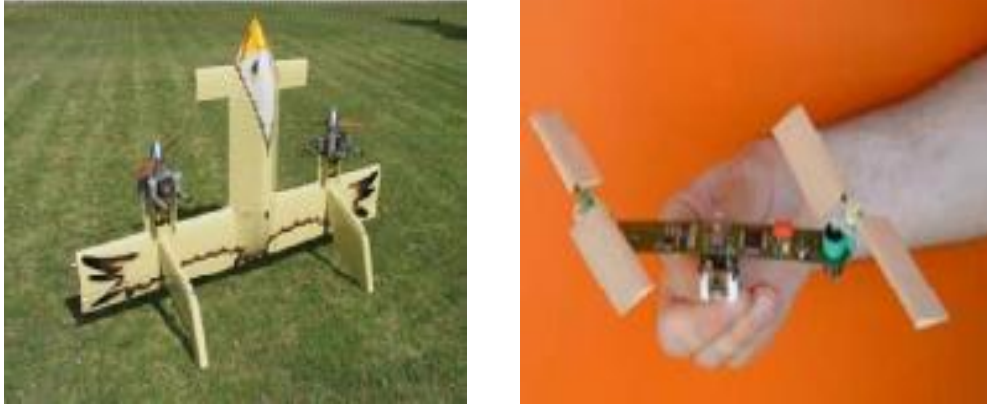


Fig. II.3-Le T-Wing (à gauche) et l'HoverEye (à droite) [39].

II.2.3 Configuration à 3 rotors

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

II.2.3.1 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.

II.2.3.2 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.

II.2.3.3 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.

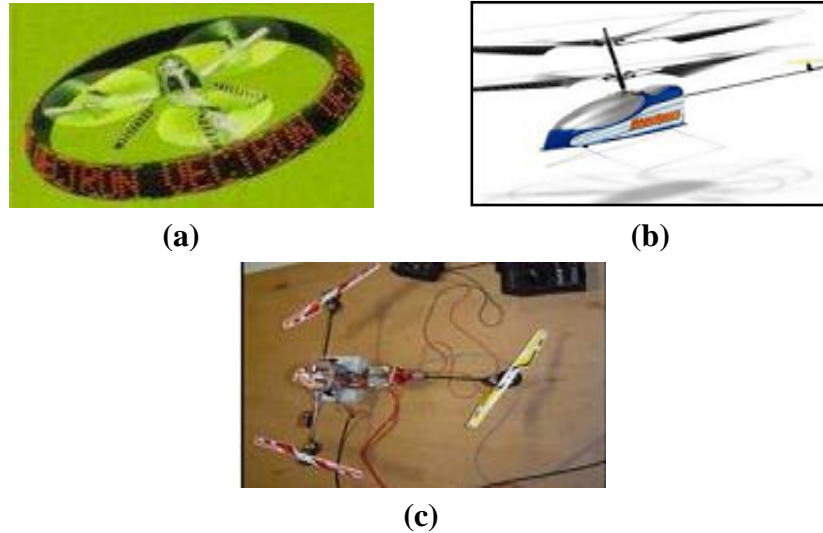


Fig. II.4- Hélicoptères à trois hélices. Le Vectron (a), l'hélicoptère auto-stable (b) et le Trirotor de Compiègne (c) [40].

II.3 Modélisation d'un drone quadrotor

II.3.1 Description

Un drone quadrotor est un robot mobile aérien équipé de quatre rotors disposés en croix (figure II.5). 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.7). La simplicité mécanique de ce véhicule en fait une configuration très abordable pour la réalisation de plateformes expérimentales à faible coût.



Fig. II.5 – Exemple d'un quadrotor.

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.

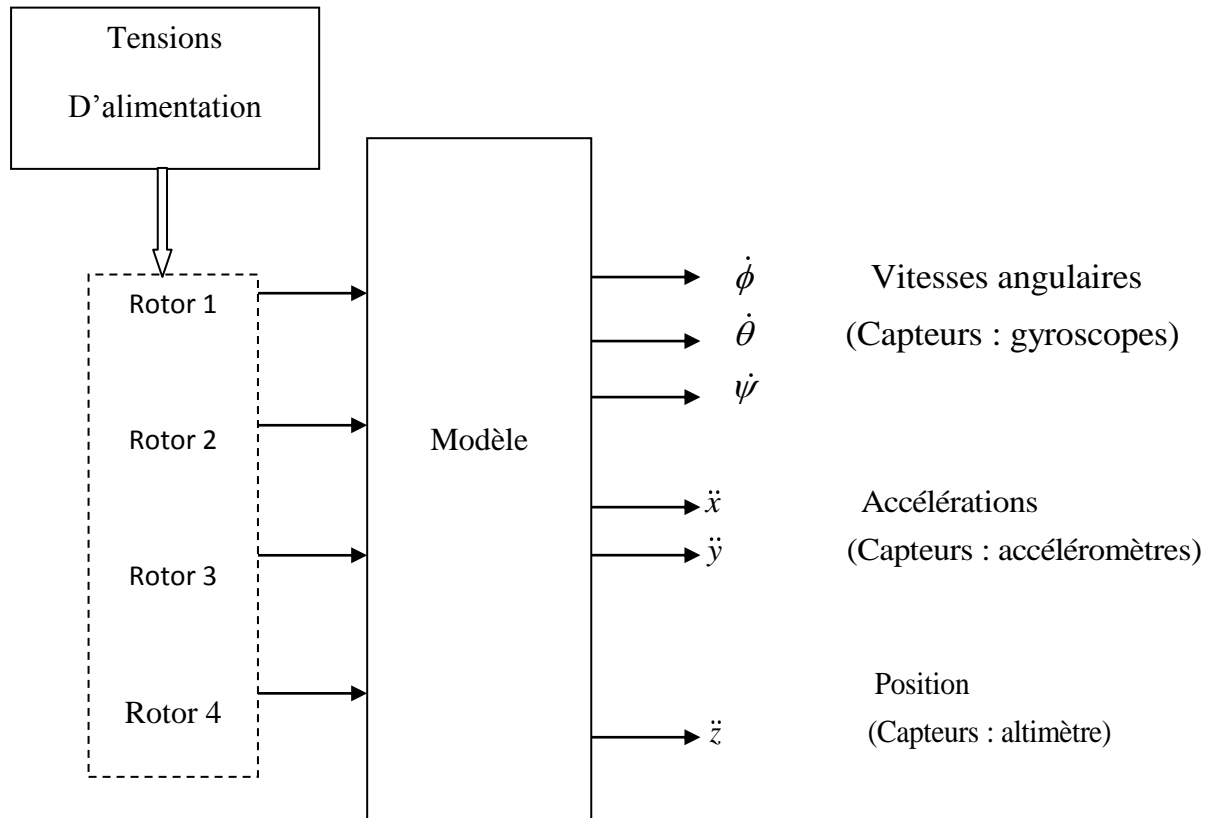


Fig. II.6- Entrées et sorties de modèle [41].

II.3.2 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) [42]. Le quadrotor a six degrés de liberté (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) [42, 43]

Les mouvements possibles du quadrotor sont (Figure II.7) :

- 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**).

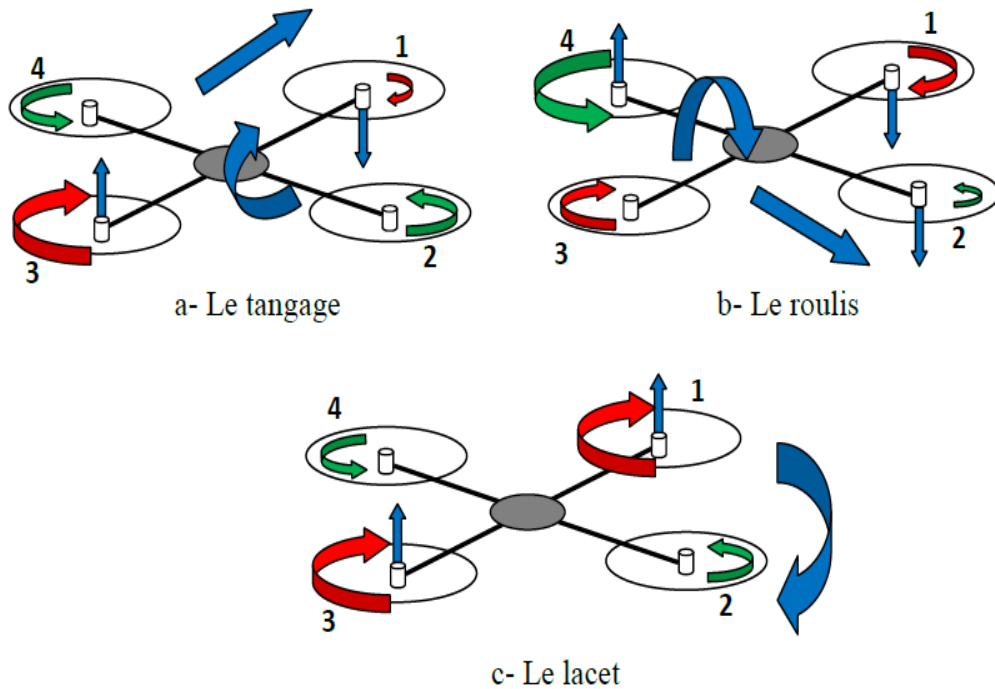


Fig. II.7–Mouvements du quadrotor [1].

II.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 [44] :

- 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.

II.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/nuit, 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 (II.8-II.11)



(a)



(b)

Fig. II.8-Support au combat : (a) coopération UAV-UGV, (b) éclaireur [38].



(a)



(b)

Fig. II.9- Drone militaires de surveillance : (a) global hawk (North grumman, 1000 kg de charge utile) et (b) sperwer (sagem) [38].



Fig. II.10-Predator, drone multi missions, utilisé par l'US Air Force depuis 1995 [45].

II.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)

Fig. II.11-Contrôle des Feux de forêts (a), (b) épandage engrais, (c) Surveillance des lignes électriques [38].

II.5 Modèle dynamique

Pour étudier le mouvement du quadrotor on utilise deux repères (figure II.12) : le repère $E(x, y, z)$ lié à la terre (supposé galiléen) et le repère $B(x, y, z)$ lié au corps du quadrotor.

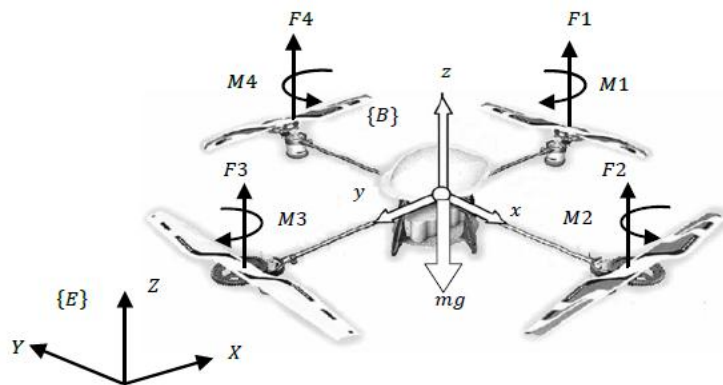


Fig. II.12- Configuration du quadrotor [15].

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

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

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:

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

La matrice 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:

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

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

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

où g est la pesanteur de gravité et z est l'axe vertical.

Le lagrangien est défini par:

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

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 :

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

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.4):

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

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

$k_i > 1$ 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 :

$$\tau_\psi = d(F_1 - F_2 + F_3 - F_4) \quad (\text{II.15})$$

$$\tau_\theta = (F_2 - F_4)l \quad (\text{II.16})$$

$$\tau_\phi = (F_3 - F_1)l \quad (\text{II.17})$$

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 [17] [46].

D'où obtient:

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

Définissons le vecteur centripète/Coriolis par :

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

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

Nous pouvons alors écrire :

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

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

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

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

La matrice J est donnée par :

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

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 :

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

$$\dot{J} = I_{xx} \begin{bmatrix} \dot{\theta}s2\theta c_\phi^2 + \dot{\phi}s2\phi c_\theta^2 & \dot{\theta}s\theta s\phi c\phi - \dot{\phi}c2\phi c\theta & \dot{\theta}c\theta \\ \dot{\theta}s\theta s\phi c\phi - \dot{\phi}c2\phi c\theta & \dot{\phi}s2\phi & 0 \\ \dot{\theta}c\theta & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

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

$$\begin{cases} C_{1,1} = C_{1,2} = C_{1,3} = 0 \\ C_{2,1} = I_{xx} (\dot{\psi}c_\theta^2 s2\theta + \dot{\theta}s\phi c\phi s\theta - \dot{\phi}c\theta) \\ C_{2,2} = I_{xx} \dot{\psi}s\phi c\phi s\theta \\ C_{2,3} = -I_{xx} \dot{\psi}c\theta \\ C_{3,1} = -I_{xx} (\dot{\psi}c_\theta^2 s2\phi + \dot{\theta}c\theta c2\phi) \\ C_{3,2} = -I_{xx} (\dot{\psi}c\theta c2\phi - \dot{\theta}s2\phi) \\ C_{3,3} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

avec :

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

Enfin, nous obtenons :

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

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

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

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

où :

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

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

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

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

Tab. II.1 – Paramètres physique du quadrotor [46].

Paramètres	Désignation	Valeur
d	Coefficient de traînée	$7.5e-7N\ ms^2$
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	$6e-5Kg\ m^2$

II.5.1 Schéma de simulation du modèle

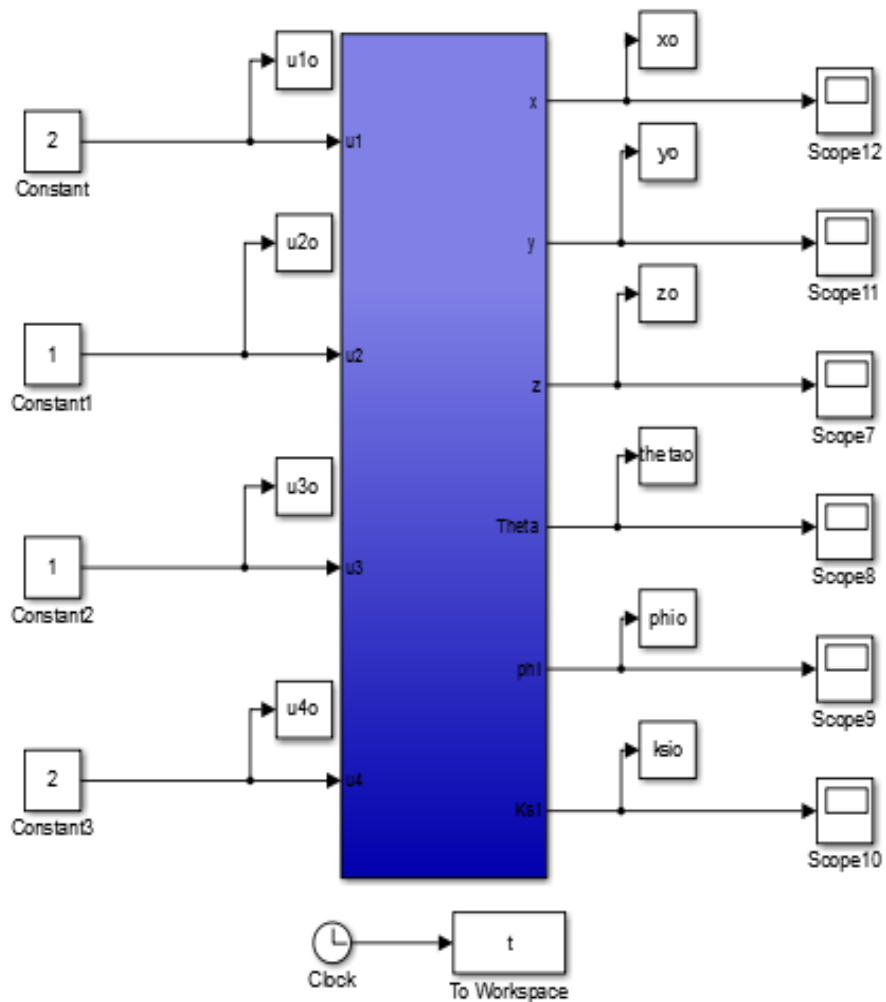


Fig. II.13- Schéma de simulation d'un quadrotor en boucle ouverte.

II.5.2 Réponse en boucle ouverte du modèle du quadrotor

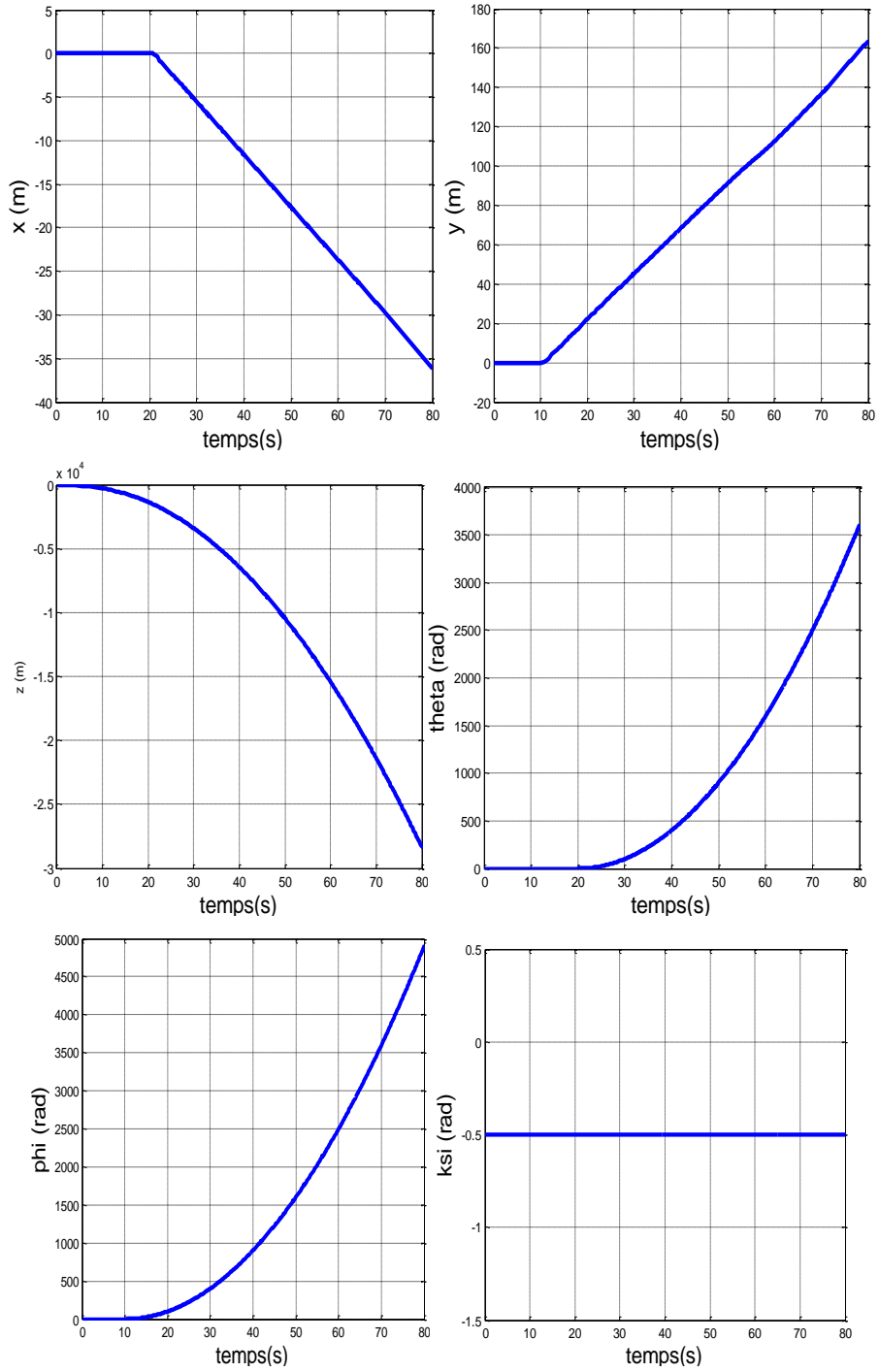


Fig. II.14-Réponses libre du modèle du quadrotor.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons envisagé la modélisation dynamique d'un drone à six degrés de liberté de type quadrotor. Nous avons utilisé le formalisme de Newton-Euler pour établir un modèle qui peut décrire presque tous les phénomènes physiques agissant sur le quadrotor. Le modèle établi montre la nature couplée, complexe, non linéaire, multi-variable et sous-actionné de ce système.

Chapitre III

CHPITRE III

Commande tolérante au défaut à base des régulateurs PID adaptatifs floues

III.1 Introduction

Avec la complexité des nouvelles installations industrielles, les correcteurs classiques deviennent impuissants et donnent souvent des résultats moins performants. Pour surmonter ce problème, la tendance des recherches actuelle est vers l'hybridation des commandes classiques avec des techniques non linéaires, telle que la commande PID Adaptatif à base de la logique floue.

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 Ziegler Nichols. Cette méthode a été abordée dans de nombreux travaux de recherche [42]. Plusieurs méthodes pour adapter les paramètres d'un régulateur PID ont été étudiées et comparées [22, 29]. Nous présentons, dans cette partie, la synthèse d'un régulateur PID à gains adaptatifs en utilisant la logique floue. Nous commençons par rappeler le principe de base d'un régulateur flou.

Dans ce chapitre, nous considérons la commande d'un UAV (Unmanned Aerial Vehicle) de type quadrotor en présence de défauts capteurs et actionneurs. Pour cela, nous proposons d'utiliser plusieurs lois de commande tolérante aux défauts : le régulateur PID flou adaptatif.

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 [47-49], dans la navigation de robots mobiles [50, 51]. Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur à logique flou est plus robuste qu'un régulateur conventionnel [52, 53].

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.2.1 Généralité sur la logique floue

III.2.1.1 Variables linguistiques et ensemble flous

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues à savoir [54] :

- Quelque **Q**, Beaucoup **B**, Souvent **S**,
- Chaud **C**, Froid **F**, Rapide **R**, Lent **L**,
- Grand **G**, Petit **P**, etc.

Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques (normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours), il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montre le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [55]. Dans le cas d'un ensemble de référence E , un sous ensemble flou de ce référentiel E est caractérisé par une fonction d'appartenance μ , et de E dans l'intervalle des nombres réels [56]. qui indique avec quel degré un élément appartient à cette classe. Un sous ensemble flou est caractérisé par un noyau, un support et une hauteur. Dans la figure (III.1) nous indiquons un exemple de sous ensemble normalisé ainsi que son noyau, son support et sa hauteur.

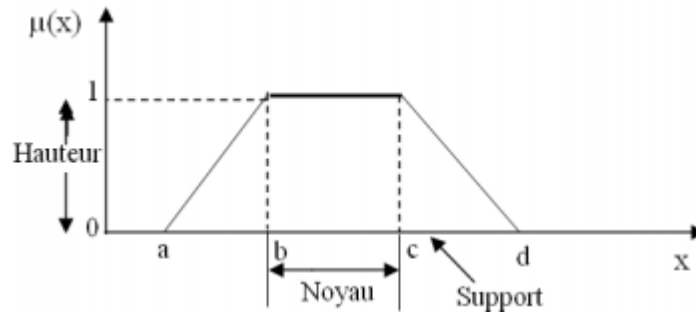


Fig. III.1-format d'un ensemble flou normalisé.

- **Noyau**

C'est l'ensemble des éléments qui sont vraiment dans E:

$$\text{Noy}(E)=\{x / \mu_E(x)=1\} \quad (\text{III.1})$$

- **Support**

C'est l'ensemble des éléments qui sont dans E à des degrés divers.

- **Hauteur**

C'est la borne supérieure de la fonction d'appartenance :

$$\text{ht}(E)=\text{Sup}(x \in E)\mu_E(x) \quad (\text{III.2})$$

- **Ensemble normalisé**

Un ensemble est dit normaliser s'il est de hauteur 1. On attribue à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ dont la valeur varie entre 0 et 1, en tenant compte de la classification en un certain nombre d'ensemble flou. La fonction d'appartenance est désignée par, $\mu_E(x)$. L'argument x se rapporte à la variable linguistique, tandis que l'indice E indique l'ensemble concerné. Une valeur précise pour la fonction d'appartenance, liée à une valeur déterminée de la variable x , est désignée par "Facteur d'appartenance".

III.2.1.2 Les fonctions d'appartenance

On peut utiliser pour les fonctions d'appartenance des formes différentes (figure III.2), le plus souvent, des formes triangulaires ou trapézoïdales, il s'agit des formes les plus simples. Composées par morceaux de droites [57, 58]. La forme rectangulaire est utilisée pour représenter la logique classique. Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique flou, ces deux formes sont suffisantes pour déterminer des ensembles flous.

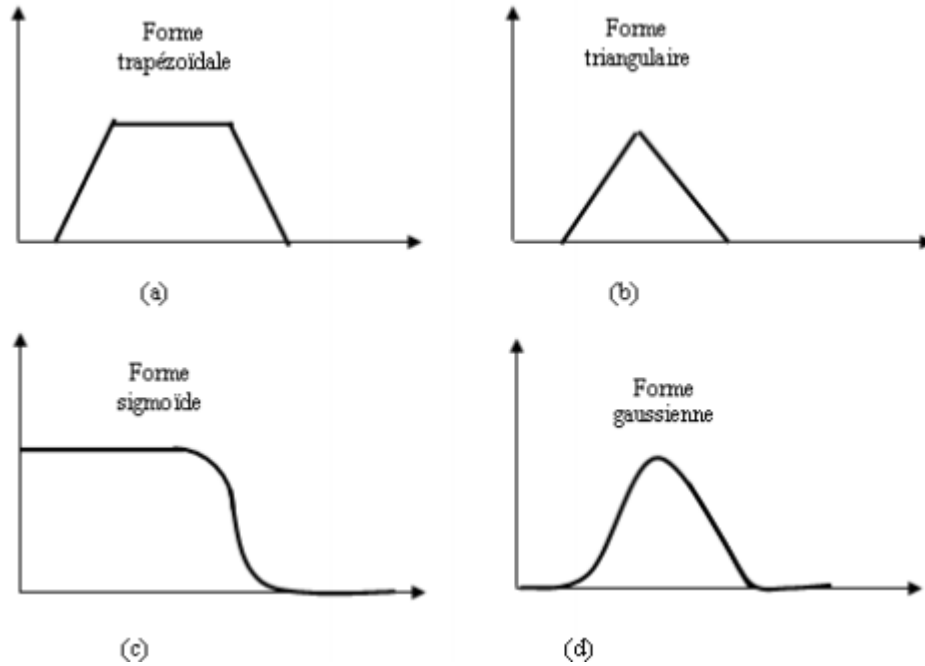


Fig.III.2-Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

La figure III.3 représente les courbes d'appartenance prennent différentes formes en fonction de la nature de la grandeur à modéliser

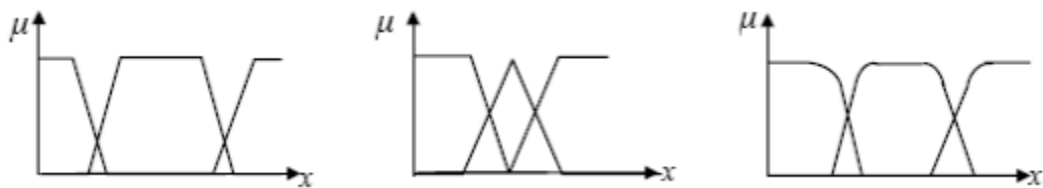


Fig.III.3-différentes formes de fonctions d'appartenance.

III.2.1.3. Inférence à plusieurs règles floues

En général, la prise de la décision dans une situation floue définissant une loi de commande est le résultat d'une ou plusieurs règles floues appelées aussi inférences, liées entre elles par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, etc.... [56]. Les règles peuvent alors être exprimées sous la forme générale :

- Opération = **Si** conditions 1 **ALORS** opération 1 **OU**
- **Si** conditions 2 **ALORS** opération 2 **OU**
- **Si** conditions m **ALORS** opération m.

A chaque variable sont attribuées des fonctions d'appartenance, tenant compte des ensembles flous formés par ces variables.

III.2.1.4. Les opérateurs de la logique floue

Comme dans la théorie des ensembles classiques [59], on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs « non », « et » et « ou ». Les figures (III.4-III.6) représentent la réalisation des opérateurs et, ou et non des ensembles flous a et b utilisant des fonctions d'appartenance triangulaires et sont comparés aux opérateurs booléens correspondants. Soit, $\mu_a(x)$, $\mu_b(x)$ les degrés d'appartenance de l'élément x dans l'univers de discours X (dénommé par $x \in X$).

Opérateur "NON"

Selon la théorie des ensembles, l'ensemble complémentaire :

$$c = a = \text{NON}(a) \quad (\text{III.3})$$

Est défini par les éléments de x qui n'appartiennent pas à l'ensemble a . Dans le cas de la logique floue, cette définition peut être exprimée par les fonctions d'appartenance de la manière suivante :

$$\mu(x) = 1 - \mu_a(x) \quad (\text{III.4})$$

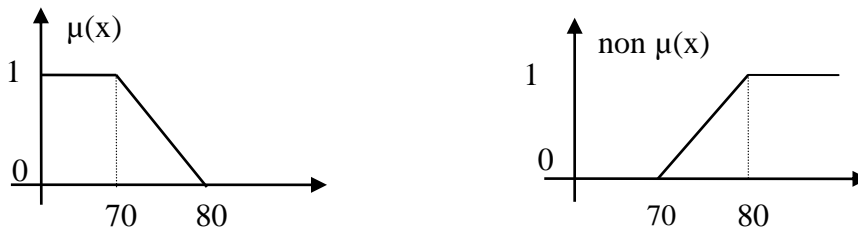


Fig.III.4-Opération "NON".

Opérateur "ET"

L'opérateur "ET" correspond à l'intersection de deux ensembles a et b on écrit :

$$c = a \cap b = a \text{ ET } b \quad (\text{III.5})$$

Dans la logique floue, l'opérateur "ET" est réalisé dans la plupart des cas par la formulation du minimum, appliqué aux fonctions d'appartenance $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$ des deux ensembles a et b, à savoir :

$$\mu_c(x) = \min [\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (\text{III.6})$$

On parle alors de l'opérateur minimum. Cette opération est représentée à la figure III.5

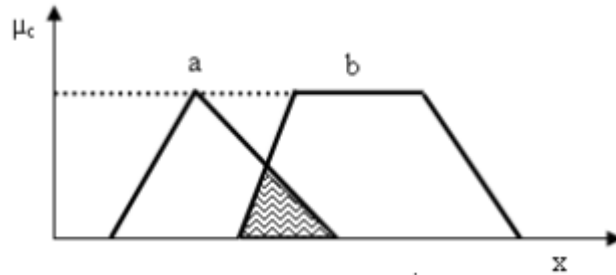


Fig.III.5- L'opérateur "ET", réalisé par la formulation de minimum.

Opérateur "OU"

L'opérateur "OU" correspond à l'union de deux ensembles a et b. on a donc :

$$c = a \cup b = a \text{ OU } b \quad (\text{III.7})$$

La réalisation de l'opérateur ou au niveau de la logique floue se fait en général par la formulation du maximum, appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$ des deux ensembles a et b.

On a donc l'opérateur maximum :

$$\mu_c(x) = \max [\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (\text{III.8})$$

Cette opération est représentée à la figure (III.6)

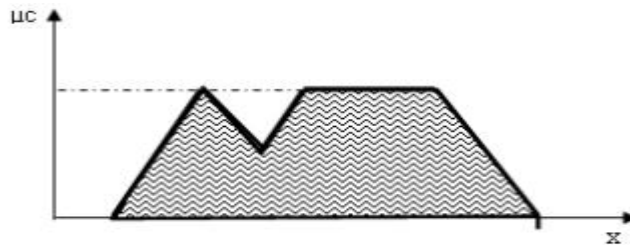


Fig. III.6- Opérateur "OU", réalisé par la formulation du maximum.

III.2.2 Principe d'un contrôleur flou

III.2.2.1 Introduction

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique flou n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises. Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles flous à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS,... etc, appliquées à des variables linguistiques [60, 61]. La figure (III.6) représente, à titre d'illustration la structure d'un régulateur flou à deux entrées et une sortie : ou x_1 et x_2 représentent les variables d'entrée, et x_r celle de la sortie ou la commande.

On peut noter que le calcul de la commande x_r s'effectue à partir de trois étapes fondamentales :

- une interface de **Fuzzification**.
- un mécanisme d'**inférence** (règles).
- et une interface de **Défuzzification**.

III.2.2.2 Les raisons d'un contrôle flou

Actuellement, la technique de la mesure et de la régulation est basée essentiellement sur la connaissance et l'analyse mathématique (équations différentielles, fonctions de transfert,...) du processus.

Le dimensionnement d'un contrôleur conventionnel PID (Proportionnel- Intégral- Dérivée) demande la connaissance précise du modèle du système à contrôler. Les valeurs d'entrée du PID doivent être mesurées le plus exactement possible pour éviter d'entacher d'une erreur l'image de l'état du système qu'elles décrivent.

Un contrôleur flou, lui ne demande aucune de ces deux spécifications. Il n'est pas nécessaire de connaître le modèle analytique du processus pour le concevoir. Le contrôleur flou ne traite pas de relations mathématiques bien définies mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques, ces inférences sont alors traitées par les opérateurs de la logique flou.

La connaissance du modèle mathématique du processus n'est pas nécessaire, tout au moins quant aux premières réalisations. C'est l'expérience des opérateurs du procédé ou les connaissances des experts, qui sont prises en compte pour établir la commande flou. Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques de la forme **Si...Alors...**. Ainsi, on obtient un algorithme heuristique.

La commande par logique flou peut s'appliquer à tout domaine de la commande traditionnelle. De plus, elle peut opérer lorsque les procédés à commander sont mal connus ou difficiles à décrire précisément, ou lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel et non numériquement.

Le réglage par logique flou se prête particulièrement bien à deux domaines d'applications [56]:

- Conception de régulateurs pour des processus mal modélisables.
- Conception de régulateurs non linéaires pour des processus modélisables.

La commande flou est simple à réaliser, flexible et donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus ou à une installation particulière. Elle est robuste face aux perturbations qui peuvent affecter le processus

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

Enfin, un contrôleur flou bénéficie d'un aspect d'adaptabilité, de robustesse et de stabilité et plusieurs études et réalisations industrielles ont montré que ce dernier peut donner des meilleurs résultats que les régulateurs classiques [56].

III.2.2.3 Principe d'un contrôleur flou

Un contrôleur flou (figure III.7) ne diffère pas tellement d'un contrôleur traditionnel. On retrouve à chaque fois un bloc de traitement, un bloc d'entrée (quantification, calculs préalables...) et un bloc de sortie (pour la détermination de la commande u à partir de l'incrément du par exemple) [56].

Deux blocs supplémentaires apparaissent dans le cas d'un contrôleur flou: un bloc de fuzzification et un bloc de défuzzification. Le bloc de fuzzification constitue l'interface entre le monde physique et celui des sous-ensembles d'inférence (*inférence engine*) et une base de règles (*rules base*). Le rôle de ce dernier bloc sera d'échafauder le raisonnement.

Le bloc de fuzzification convertira les valeurs d'entrées en sous-ensembles flous. Le moteur d'inférence activera les règles dont les prémisses seront vérifiées. Chaque règle activée donnera lieu à un sous-ensemble de sortie. Il restera au bloc de défuzzification à agréger ceux-ci et en extraire une action précise et réalisable au niveau de la commande.

• **La fuzzification**

Dans les problèmes de commande, les données observées sont habituellement physiques (réelles). Or le traitement de ces données est basé sur la théorie des ensembles flous; ceci nécessite donc une procédure de fuzzification.

L'opération de fuzzification représente le passage des grandeurs réelles (ou physiques) aux valeurs flous. Cette étape nécessite souvent une conversion analogique/digitale, ainsi que le traitement des grandeurs mesurées et leur transformation en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance.

A l'univers de discours d'une entrée X (ensemble des valeurs possibles de x), on associera N sous - ensemble flous notés E_i (valeurs linguistiques). Chacun de ceux-ci sera défini par sa fonction d'appartenance $\mu_{E_i}(x)$, $0 < \mu_{E_i}(x) < 1$.

Le rôle du bloc de fuzzification sera de déterminer pour un x_i donné (variable observée ou mesurée) les degrés d'appartenance de x_i à chacun des sous - ensemble flous E_i

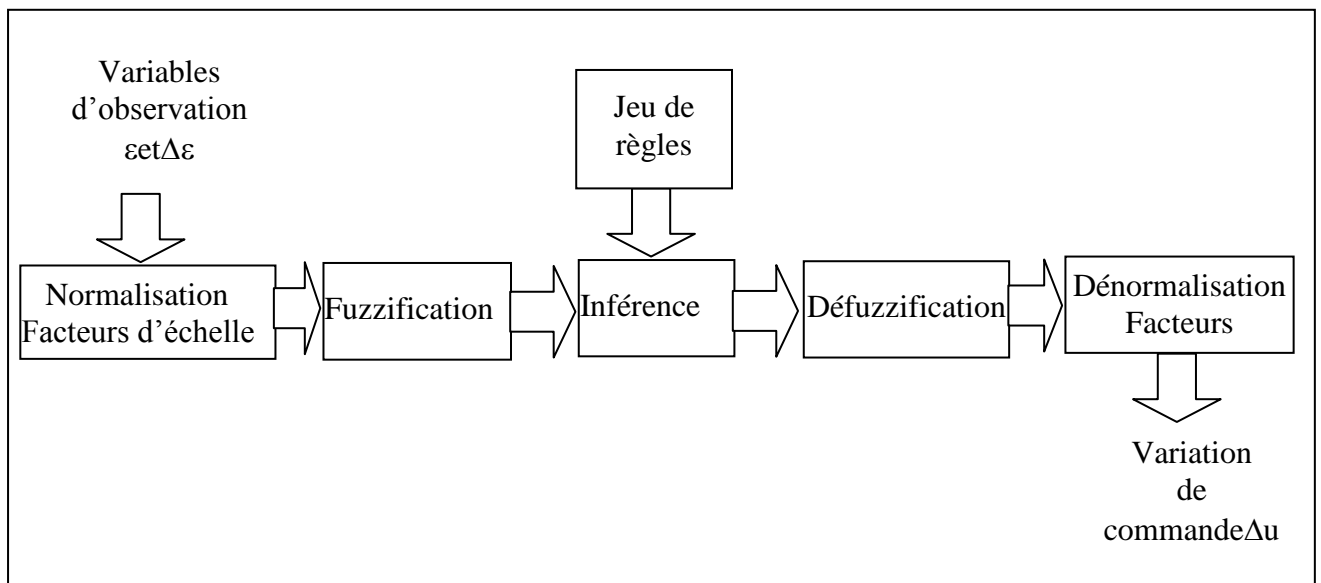


Fig.III.7-Configuration interne d'un contrôleur par logique floue.

La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrée et de sortie. Dans le cas du réglage par logique floue, on utilise en général des formes trapézoïdales et triangulaires pour les fonctions d'appartenance.

Dans ce but, les grandeurs physiques (par exemple l'erreur et la dérivée de la grandeur à réguler) sont réduites à des grandeurs normalisées [47]. On suppose que ces dernières varient normalement dans le domaine : $-1 \leq x \leq 1$.

Ceci pose le problème de choix des facteurs d'échelles. Les gains d'adaptation et de normalisation jouent alors un rôle extrêmement important car ce sont eux qui fixent les performances dynamiques de la commande.

En général, on introduit pour une variable x trois, cinq ou sept ensembles flous, représentés par des fonctions d'appartenance, comme le montre la figure (III-2). Le nombre des ensembles dépend de la résolution et de l'intervention du réglage désiré [56].

Une subdivision plus fine, c'est-à-dire plus de sept ensembles flous, n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système contrôlé par la logique floue. Par contre, un tel choix complique la formation des règles d'inférences et augmente le temps de traitement.

Les différents ensembles flous sont caractérisés par des désignations standards: la signification des symboles est indiquée au tableau (III-1).

Tab III. 1-Désignation standard des ensembles flous.

Symboles	Significations
NG	Négatif Grand
NM	Négatif Moyen
NP	Négatif Petit
EZ	Environ Zéro
PP	Positif Petit
PM	Positif Moyen
PG	Positif Grand

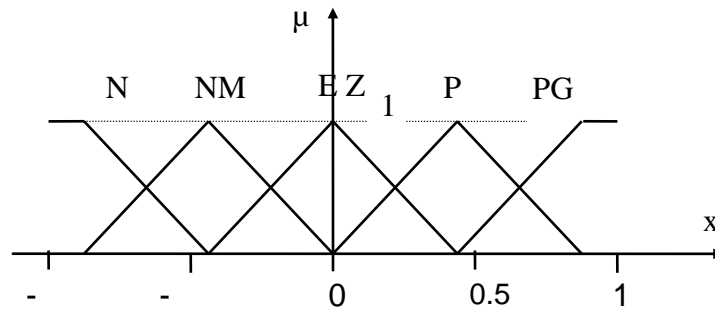


Fig. III.8 - Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance.

• **Inférence**

Dans cette partie du régulateur les valeurs des variables linguistiques d'entrée et de sortie sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à régler ainsi que des buts de réglage envisagés en particulier le circuit de réglage doit être stable et bien amorti. La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Il n'est pas possible d'indiquer des règles précises, l'expérience joue ici un rôle important.

Pour exprimer les inférences ils existent plusieurs possibilités à savoir par description linguistique et symbolique, ainsi que par tableaux et matrices d'inférence [56]. Dans ce cours, nous utiliserons cette dernière description.

III.2.2.4 Traitement numérique des inférences

En général deux ou plusieurs règles sont activées en même temps. Une règle d'inférence floue est activée lorsque le facteur d'appartenance lié à la condition de cette règle est non nul. Il existe plusieurs possibilités pour les opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit alors la notion de méthode d'inférence.

En réglage par logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes [56]:

- *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 :

Tab III.2- Description de la différent méthode d'inférence [56].

Méthodes	Opérateurs sur Prémisses		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

• La défuzzification

La dernière étape du contrôle, appelée défuzzification consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres du type « Petit » ou « Grand », etc...., on doit lui envoyer une valeur physique.

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_{rés}(xR)$ pour la variable de sortie xR . L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. On doit souvent prévoir un traitement de signal de sortie et sa conversion numérique - analogique

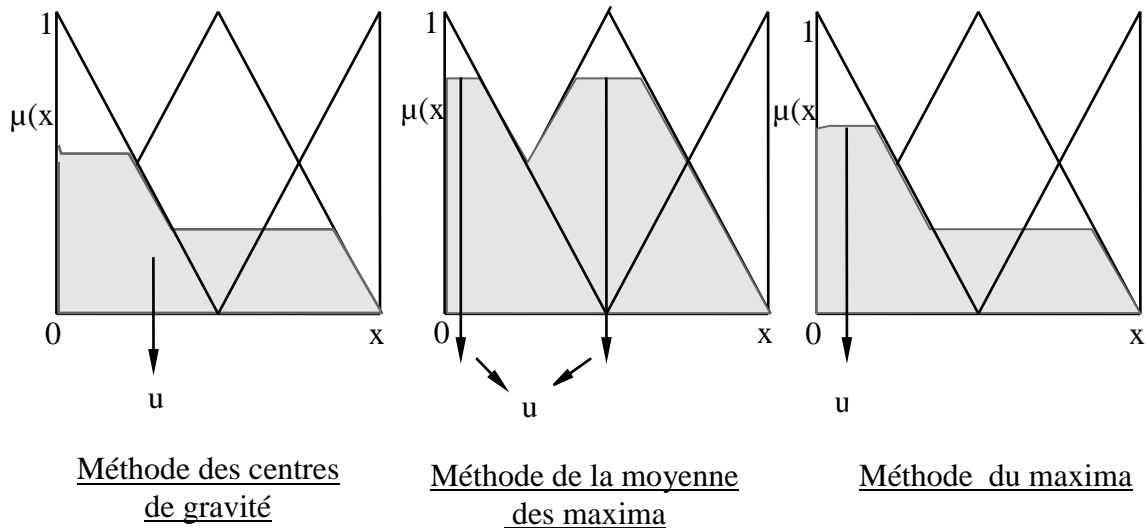


Fig. III.9-Principe des différentes méthodes de défuzzification.

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. On distingue trois méthodes différentes (figure III-9): celle du maximum, celle de la moyenne des maxima et celle du centre de gravité (ou centroïde). Il est toutefois reconnu que la méthode de centre de gravité donne les meilleurs résultats [47, 53].

➤ **Méthode du maxima :**

Cette méthode consiste à choisir comme sortie x_0 du bloc de défuzzification, une des valeurs possédant la plus grande appartenance au sous-ensemble flou x .

Il se peut que le système possède plusieurs maxima identiques, dans ce cas et afin d'éviter un choix arbitraire, on choisit d'effectuer la moyenne des maxima.

La méthode du maximum à l'avantage d'être simple, rapide et facile. Elle est malheureusement ambiguë et provoque de nombreuses discontinuités.

➤ **Méthode de la moyenne des maxima :**

Dans le cas où plusieurs sous-ensembles ont le même maximum, on réalise une commande $u = \frac{\sum u_i}{r}$, u_i étant la commande issue du i ème sous-ensemble flou sélectionnable.

r : nombre de maxima identiques

Les avantages et inconvénients de la méthode de la moyenne des maxima restent grosso modo ceux de la méthode du maximum.

➤ **Méthode du centre de gravité (centroïde) :**

Cette méthode consiste à calculer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{rés}(x_R)$. L'abscisse u de ce centre de gravité donne la valeur de commande à appliquer et peut être déterminée par la relation générale suivante :

$$u = \frac{\int x_R \mu_{rés}(x_R) dx_R}{\int \mu_{rés}(x_R) dx_R} \quad (III.9)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

Cette méthode va permettre d'éviter de trop grandes discontinuités et supprimera toute ambiguïté. Elle semble donc optimale mais son implémentation est difficile et surtout coûteuse en calculs. Elle se simplifie notablement lorsqu'on utilise la méthode d'inférence Som-prod ou des singletons pour les fonctions d'appartenance des variables de sortie.

III.2.2.5 Contrôleurs flous usuels :

Les contrôleurs flous sont principalement de deux types:

- *Contrôleur flou type Mamdani*
- *Contrôleur flou type Sugeno*

Pour un système à deux variables, les règles floues sont de la forme :

$$\ll \text{SI } x \text{ est } A_i \text{ Et } y \text{ est } B_i \text{ ALORS } z \text{ est } C_i \gg \quad (III.10)$$

où A_i et B_i sont des sous-ensembles flous, par contre C_i peut appartenir aussi bien au domaine symbolique (sous-ensemble flou) qu'au domaine numérique.

L'originalité de la méthode de Sugeno réside dans le fait que la conclusion de chaque règle n'appartient pas au domaine symbolique, mais est définie sous forme numérique comme une combinaison linéaire des entrées

Selon la méthode de Sugeno, les règles floues, dans le cas de deux variables, s'expriment donc selon la forme suivante :

$$\ll \text{SI } x \text{ est } A_i \text{ Et } y \text{ est } B_i \text{ Alors } z = p_0 + p_1 \cdot x + p_2 \cdot y \gg \quad (III.11)$$

On parle dans ce cas de contrôleur flou de type Sugeno d'ordre 1.

Dans la suite de ce mémoire, nous n'utiliserons qu'un raisonnement simplifié de Sugeno (contrôleur flou de type Sugeno d'ordre 0) où les règles floues utilisées sont du type :

$$\ll \text{SI } x \text{ est } A_i \text{ Et } y \text{ est } B_i \text{ Alors } z = p_0 \gg \quad (\text{III-12})$$

Dans le contrôleur flou type Sugeno, les étapes d'agrégation et de défuzzification des règles floues se font simultanément et la relation (III.2) devient :

$$u = \frac{\sum \mu_i z_i}{\sum \mu_i} \quad (\text{III-13})$$

Cette méthode est plus simple à mettre en œuvre et donne aussi de bons résultats en commande floue que la méthode de Mamdani. Le calcul en temps réel de cette expression ne pose pas de problème. Une remarque peut être formulée sur le nom donné à cette étape. En effet, elle est appelée « défuzzification » alors qu'elle ne manipule aucune donnée floue. Ce choix a été dicté afin d'établir une similitude entre ce type de contrôleur et le contrôleur de type Mamdani où le cheminement « fuzzification – inférence floue – défuzzification » a été introduit. A la place de « défuzzification », le terme « agrégation » aurait été préférable.

III.2.3 Avantage et inconvénients du régulateur par logique flou

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

• **Les avantages sont :**

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).

• **Les inconvénients sont :**

- *- 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.3 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.10) 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.

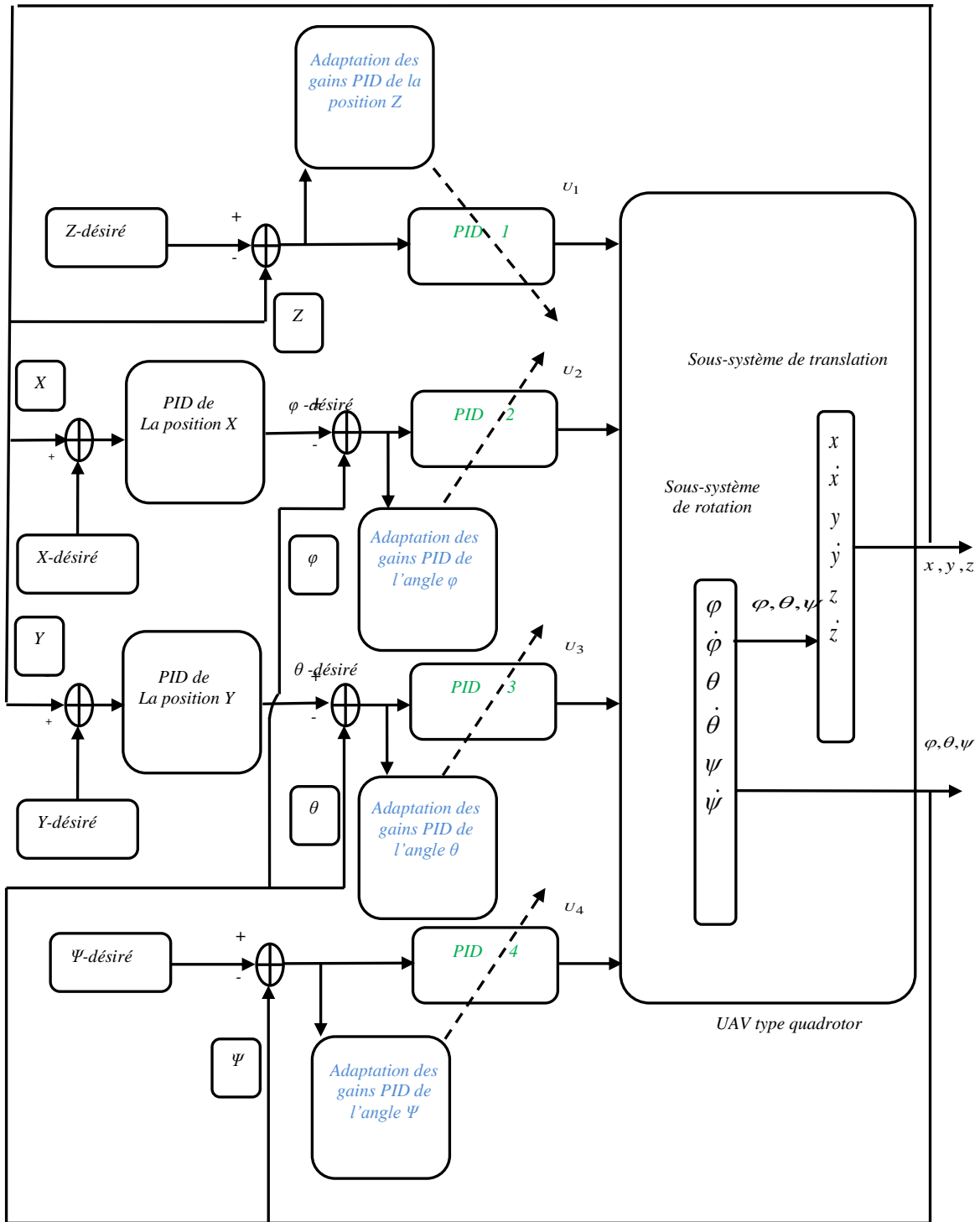


Fig. III.10-Schéma block de la commande PID adaptatif flou appliquée au quadrotor [30].

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

$$si e(k) est A_i et \Delta e(k) est B_i alors k_i est D_i et k_d est E_i \quad (III.14)$$

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 :

$$e_{\psi}(k) = \psi_d - \psi \quad (III.15)$$

$$\Delta e_{\psi}(k) = \frac{e_{\psi}(k+1) - e_{\psi}(k)}{T} \quad (III.16)$$

où T est la période d'échantillonnage.

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

$$e_{\varphi}(k) = \varphi_d - \varphi \quad (III.17)$$

$$\Delta e_{\varphi}(k) = \frac{e_{\varphi}(k+1) - e_{\varphi}(k)}{T} \quad (III.18)$$

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée sont définies par des formes gaussiennes et les variables de sortie sont des singletons (figures (III.11) et (III.12)). Pour des raisons de commodité, tous les ensembles flous de valeurs d'entrée et de sortie sont normalisés.

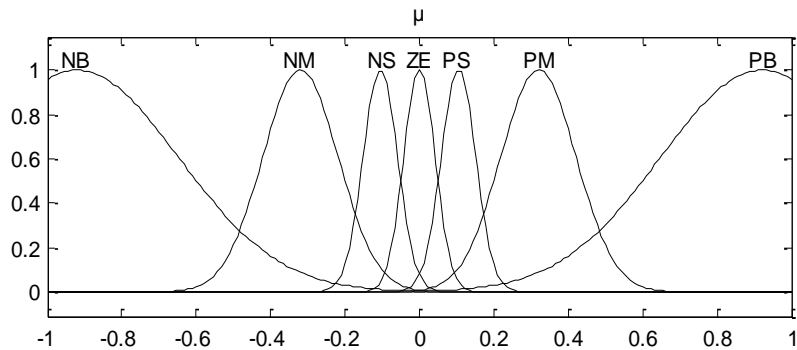


Fig.III.11-Fonctions d'appartenance d'entrées $e(k)$ et $\Delta e(k)$.

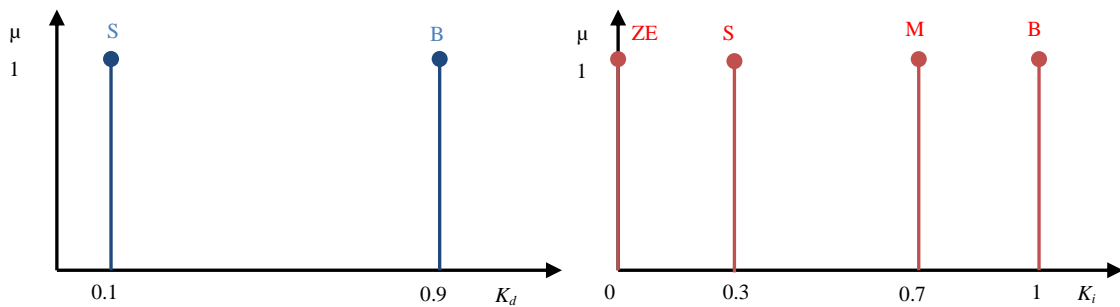


Fig.III.12-Fonctions d'appartenance des paramètres k_i et k_d [30].

Les tableaux (III.3) et (III.4) 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.

Tab .III.3-Table de règle de K_d [30].

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

Tab .III.4-Table de règle de K_i [30].

		$\Delta e(k)$							
		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.13) et(III.14)

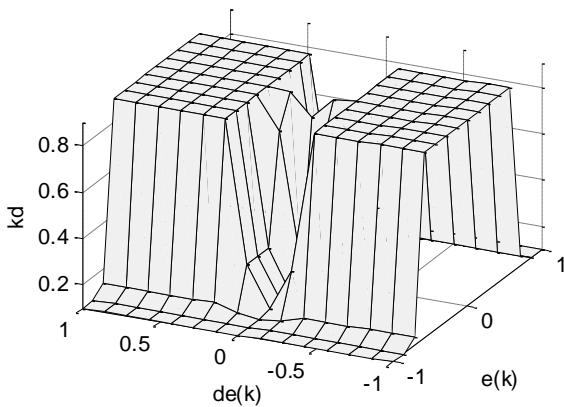


Fig. III.13-Surface k_d .

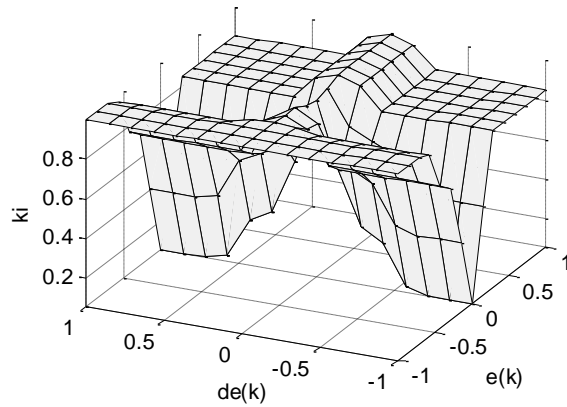


Fig. III.14-Surface k_i .

III.4 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.

Il est supposé que les défauts d'actionneurs additifs augmentent de 20% les commandes U_1, U_2, U_3 et U_4 . Ils sont ajoutés aux commandes durant l'intervalle $t = 40s$ à $t=55s$. Les résultats de simulation de cette commande sont illustrés par les figures (III.15 - III.30).

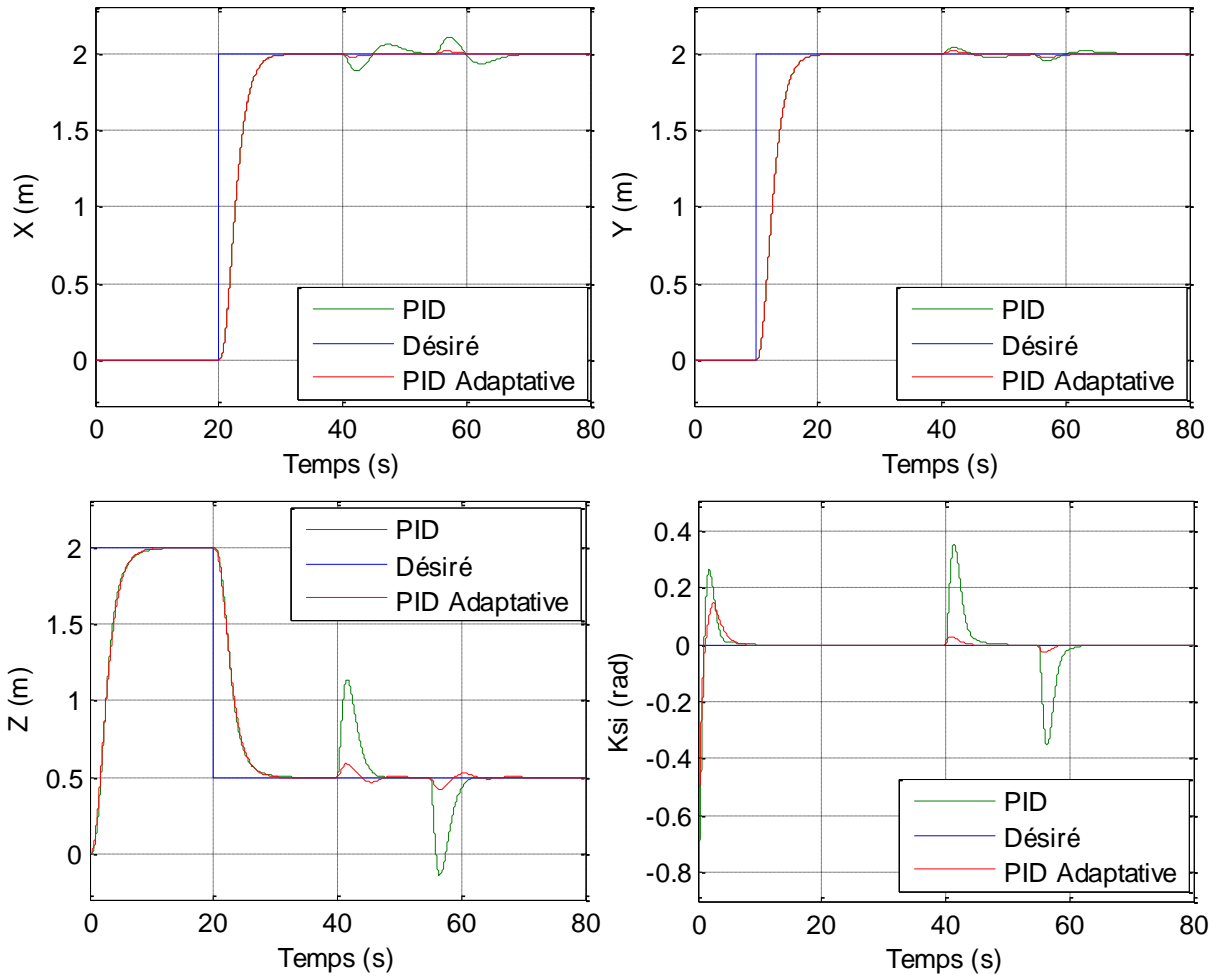


Fig. III.15- Comparaison entre les PID classiques et le PID adaptatifs flous pour les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .

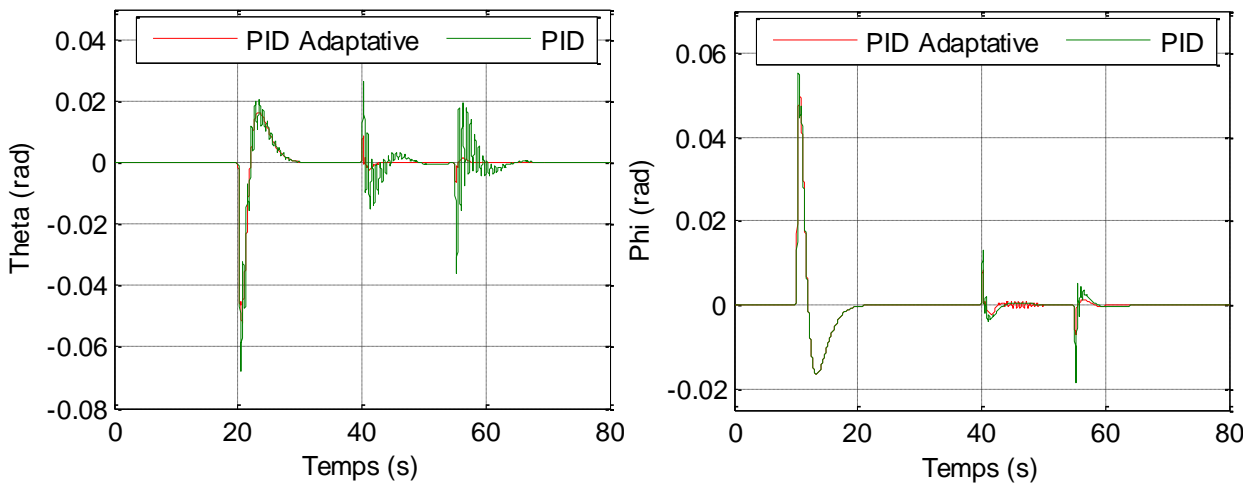


Fig. III.16- Comparaison entre le PID classique et le PID adaptatif flou pour les angles φ et θ .

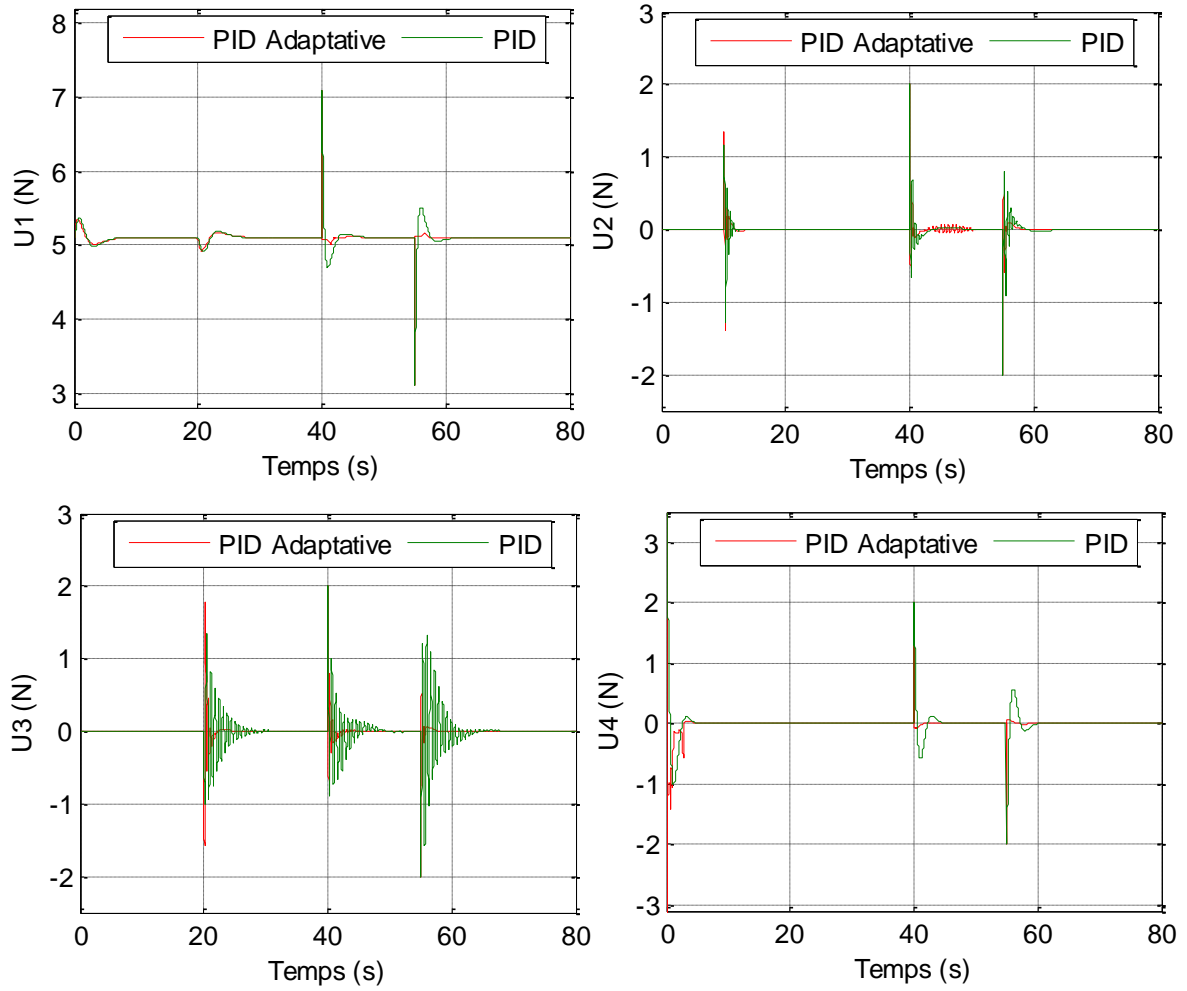


Fig. III.17-Comparaison entre les signaux de commande pour les correcteurs PID classiques et PID adaptatifs flous.

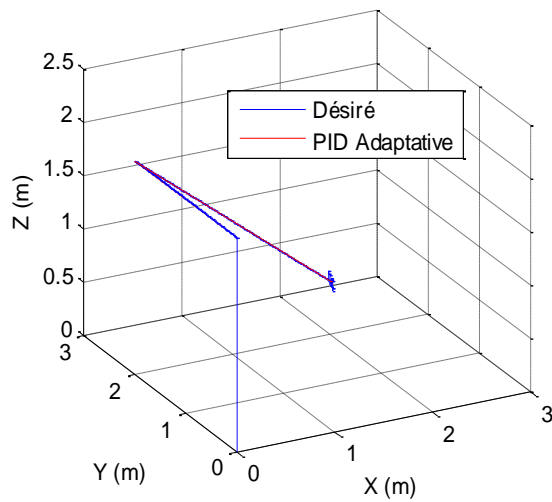


Fig. III.18 Trajectoire global du quadrotor en 3D.

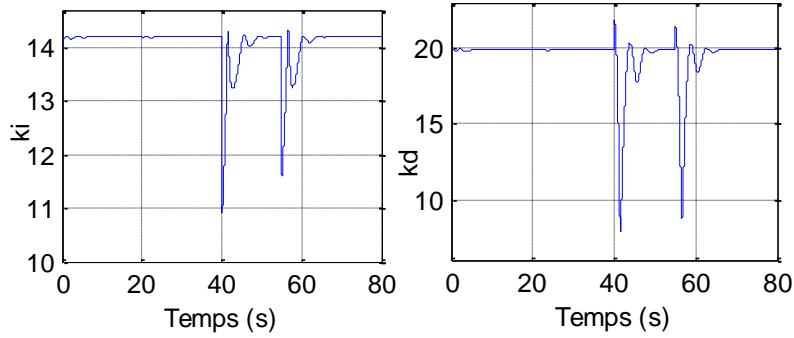


Fig. III.19 Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Z.

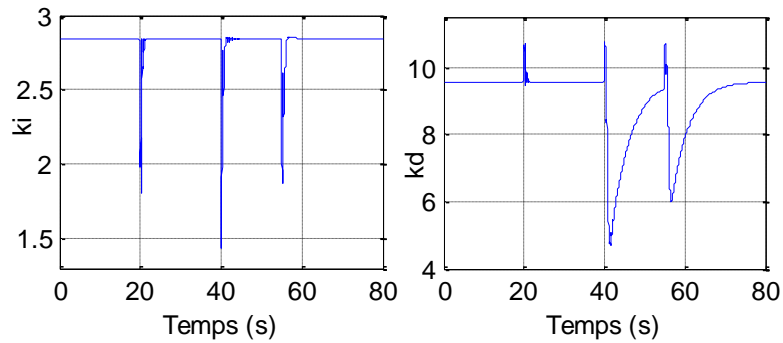


Fig. III.20 Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position X.

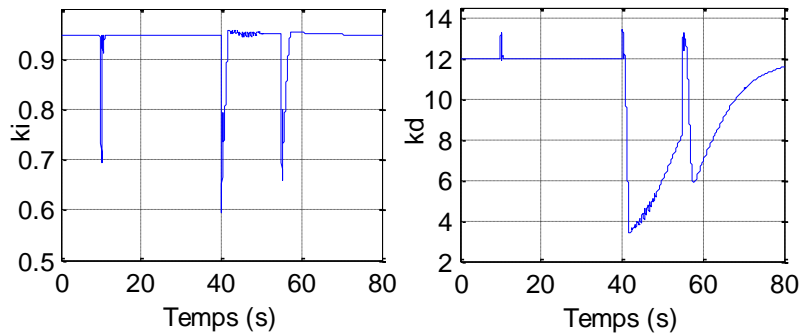


Fig. III.21 Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Y.

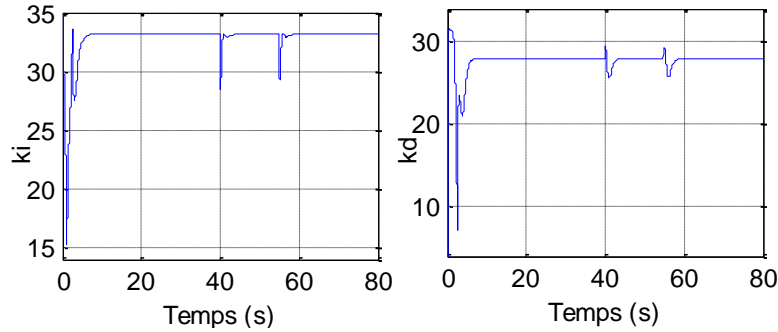


Fig. III.22 Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour l'angle Ψ .

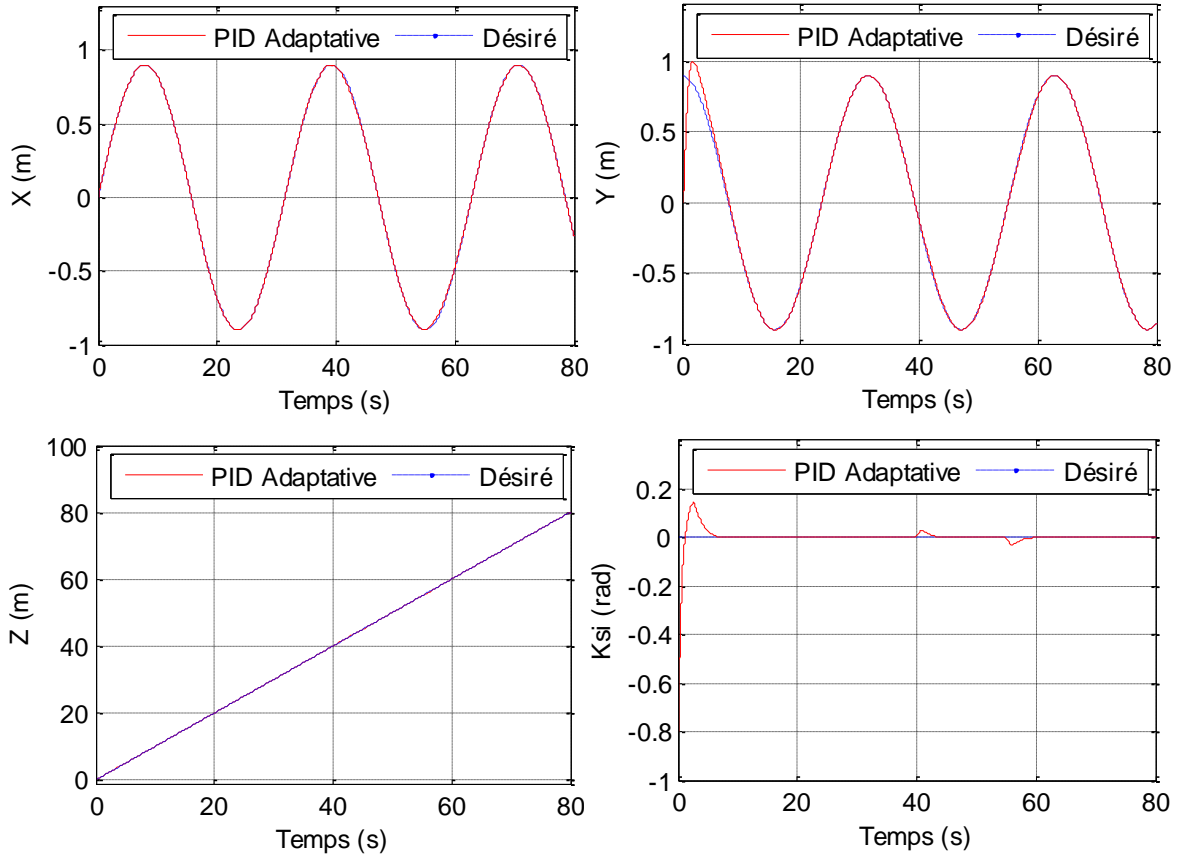


Fig. III.23-Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .

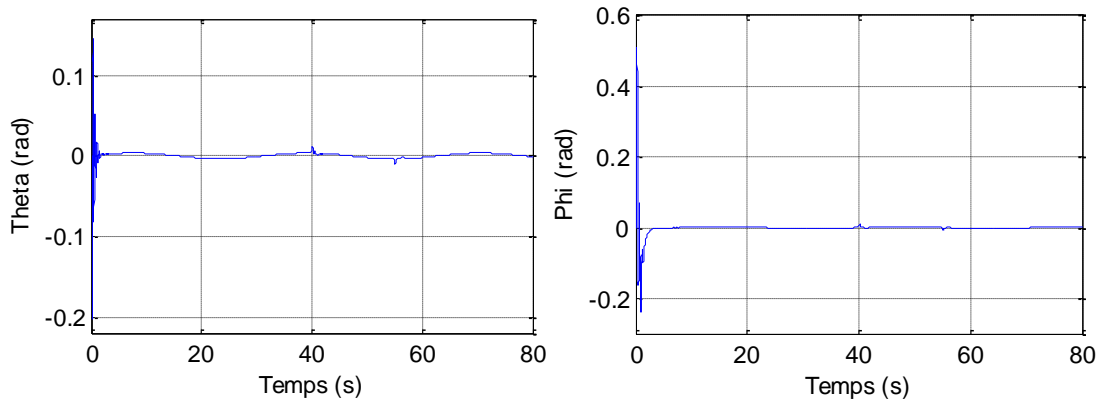
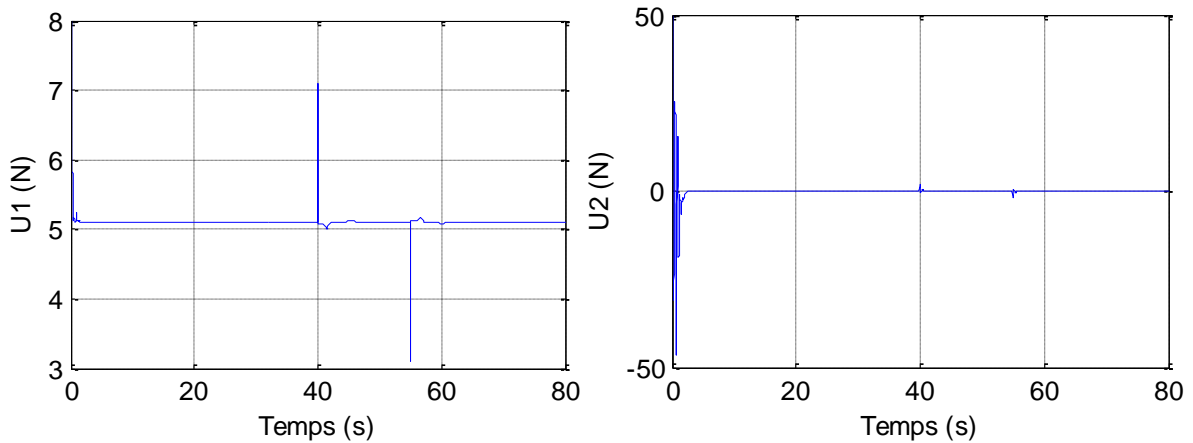


Fig. III.24- Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les angles φ et θ .



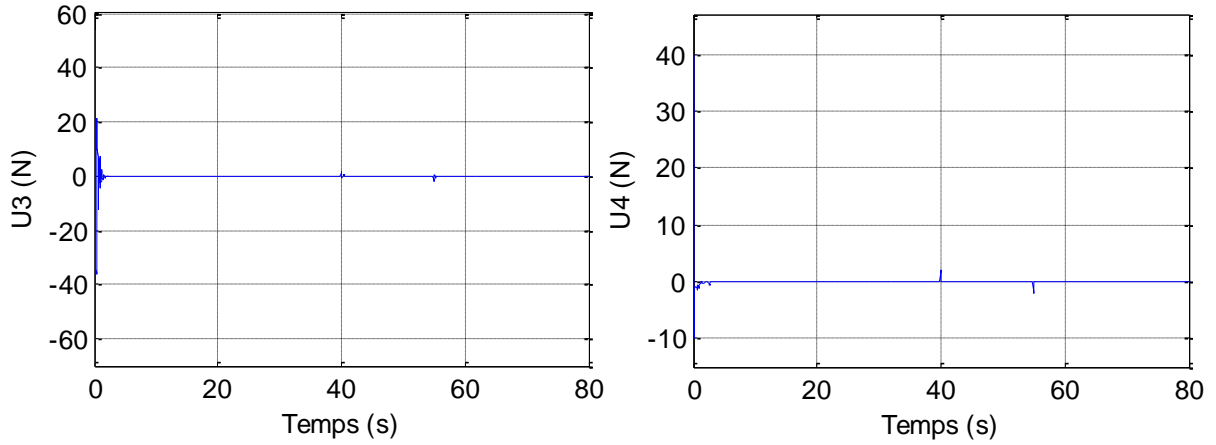


Fig. III.25- Les signaux de commande.

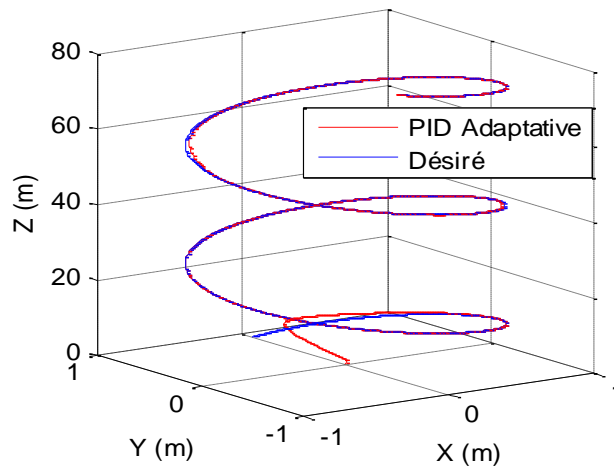


Fig.III.26-Trajectoire globale du quadrotor en 3D.

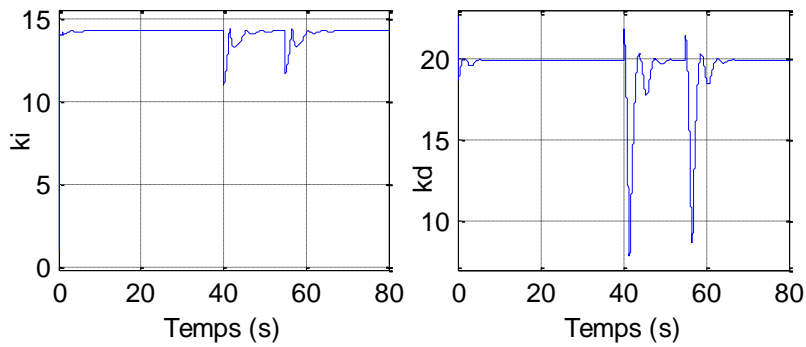


Fig. III.27- Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Z.

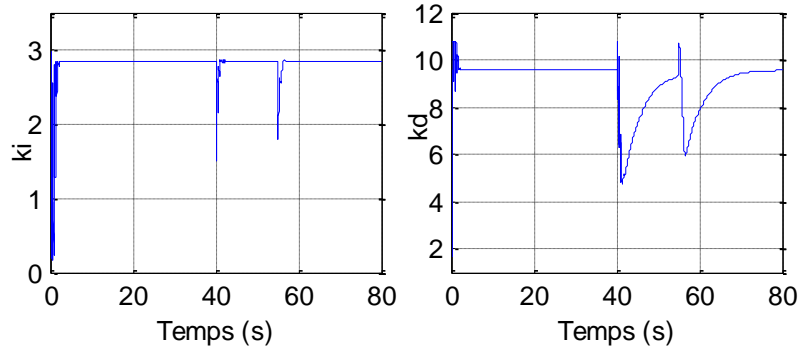


Fig. III.28- Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position X.

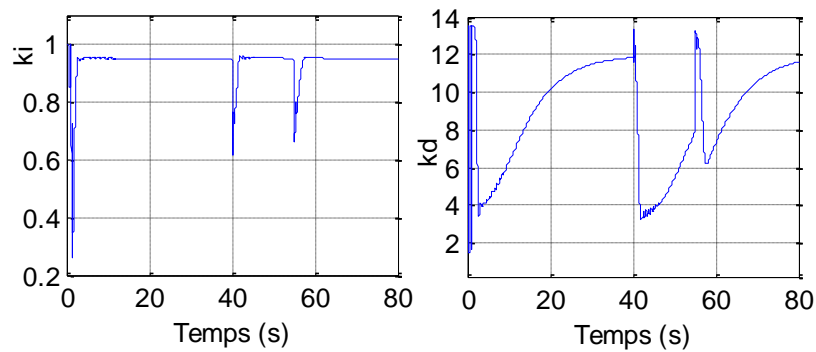


Fig. III.29- Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Y.

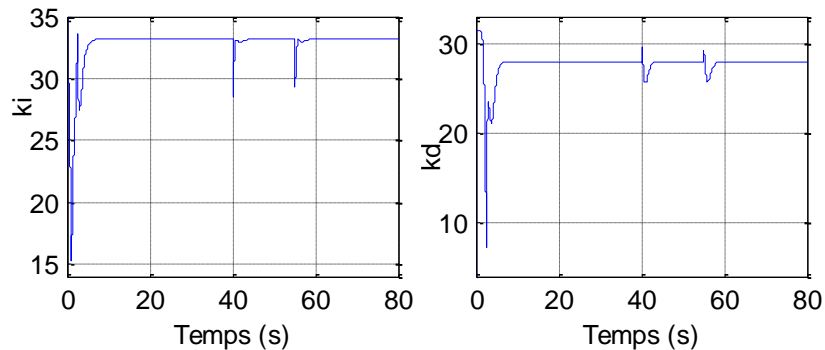


Fig. III.30- Les gains du régulateur PID adaptatif flou pour la position Ψ .

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 III.15- III.17).
- 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.5 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 tolérante au défaut à base des régulateurs PID ajustés par la méthode 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 [62, 63], 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.

Nous considérons la commande d'un UAV (Unmanned Aerial Vehicle) de type quadrotor en présence de défauts actionneurs. Pour cela, nous proposons une commande tolérante aux défauts : le régulateur PID adaptatif basé sur la méthode directe de Lyapunov.

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 [21] :

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

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 (IV.2) peut être écrite sous la forme :

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

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

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

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 :

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

Avec : $\alpha > 0$, $\beta > 0$ et ε une constante positive petite. Effectivement, par substitution de (IV.7) dans \dot{s} , il vient :

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

Choisissons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

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

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

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

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 [21].

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.2.1 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 :

$$\Pi(e) = \left[e(t) \quad \int_0^t e(\tau) d\tau \quad \frac{de(t)}{dt} \right]^T \quad (IV.13)$$

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

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

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

IV.2.2 Loi d'adaptation paramétrique

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

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

Nous supposons donc que la commande idéale (IV.7) peut être reconstruite avec une précision arbitrairement petite par la commande PID (IV.11). A partir des équations (IV.7), (IV.11) 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 :

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

Avec :

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

Puisque le but est d'approcher la loi de commande idéale (IV.7) par la commande PID (IV.11), 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 :

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

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 :

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

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 16), il vient :

$$\nabla J(\theta) = -\Pi(e)e_u \quad (IV.23)$$

Par conséquent, (IV.22) devient :

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

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

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

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

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

Dont la dérivée temporelle est :

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

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

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

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

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

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 :

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

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 :

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

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

$$\dot{V} = s\dot{s} - \frac{1}{\eta} \tilde{\theta}^T \dot{\theta} \quad (\text{IV.32})$$

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

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

Par substitution de (IV.19) et (IV.20) dans (IV.28), on obtient :

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

En utilisant l'inégalité :

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

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

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

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 $t \rightarrow \infty$ [21].

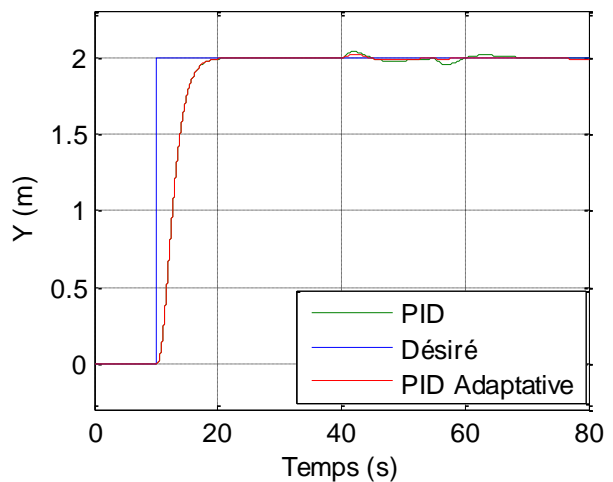
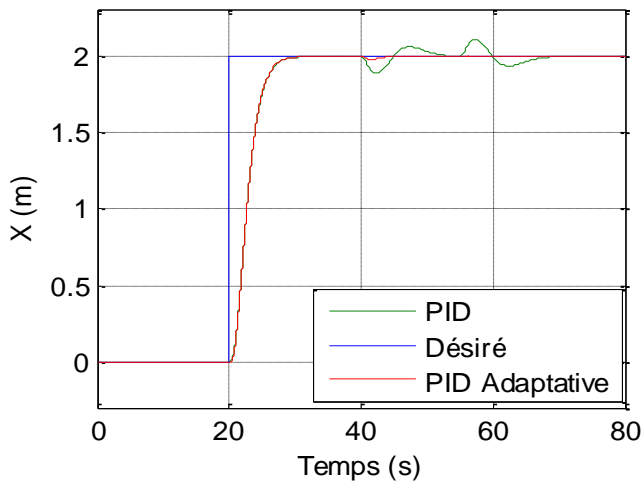
IV.3 Résultats de simulation

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, 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.2)

Les résultats de simulation obtenus pour une trajectoire en échelon et une trajectoire sinusoïdale sont représentés par les figures (IV.1) à (IV.19). Les valeurs des paramètres du modèle du quadrotor sont celles données dans le tableau (II.1).

Tab. IV.1 – Paramètres des différents régulateurs PID.

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



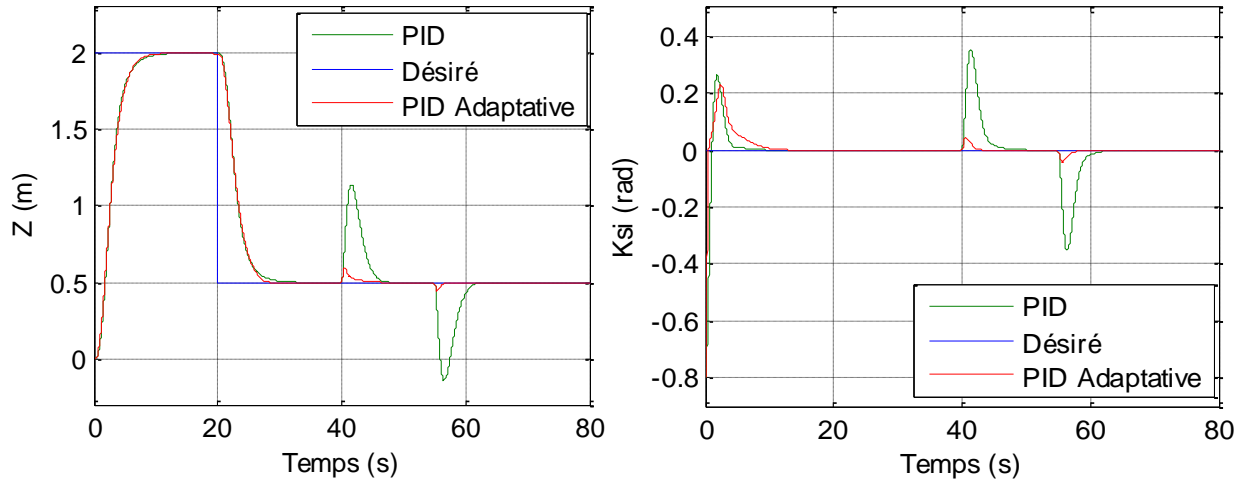


Fig. IV.1– Comparaison entre les PID classiques et les PID adaptatifs par la méthode de Lyapunov pour les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .

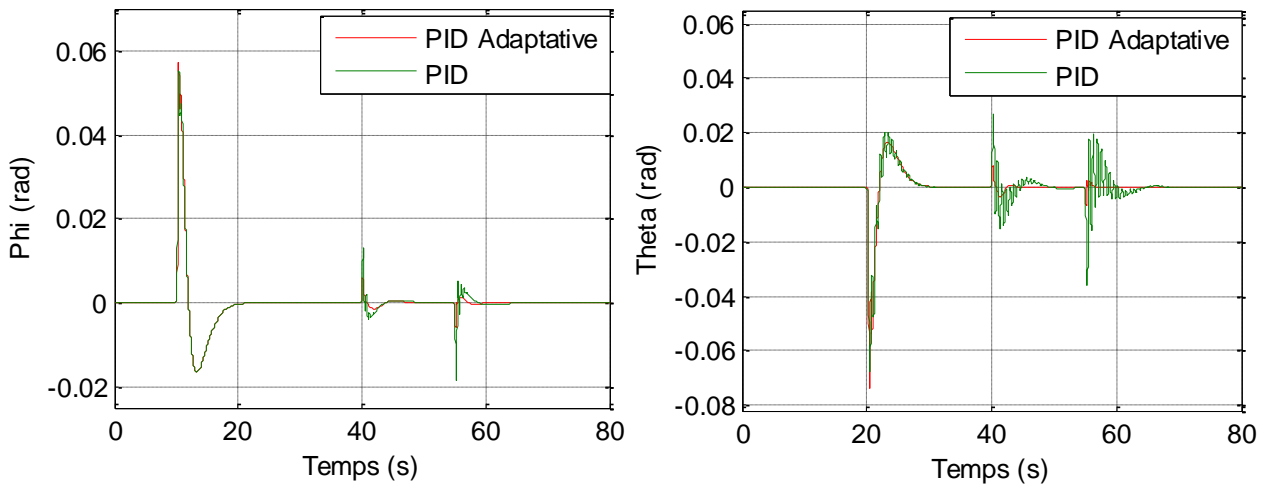
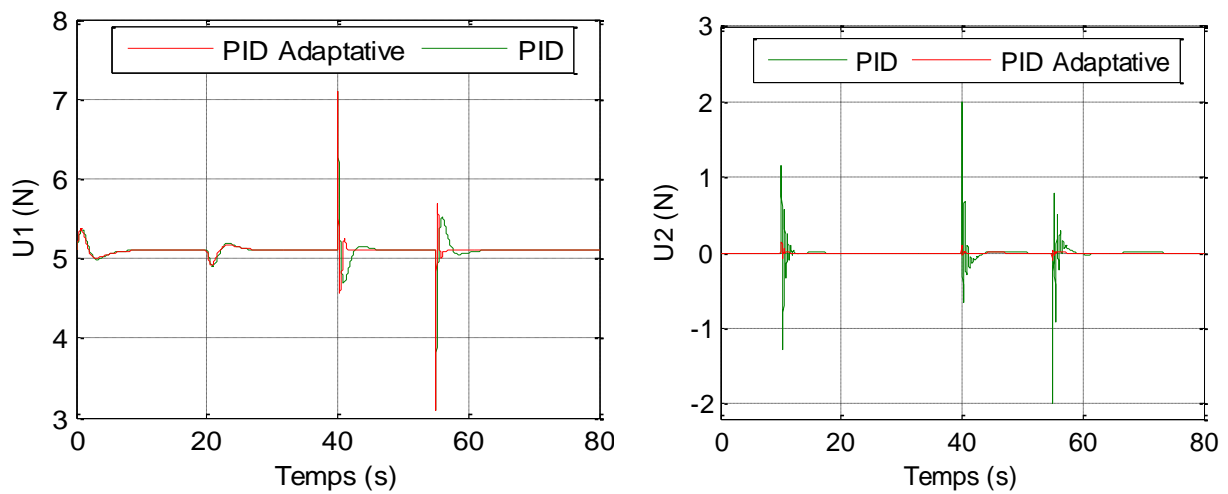


Fig. IV.2 – Comparaison entre les PID classiques et les PID adaptatifs par la méthode de Lyapunov pour les angles φ et θ .



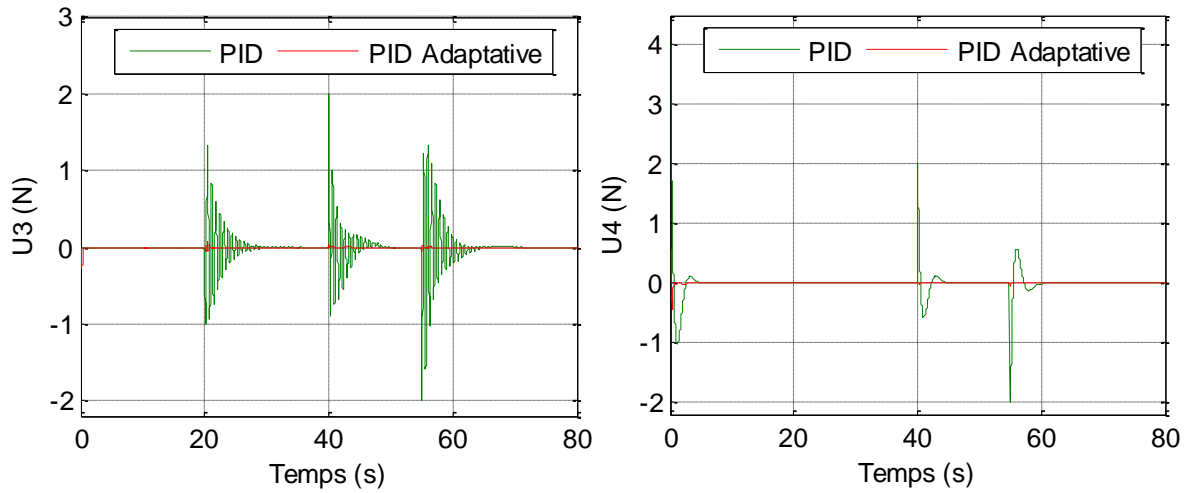


Fig. IV.3– Comparaison entre les signaux de commande des PID classiques et des PID adaptatifs par la méthode de Lyapunov.

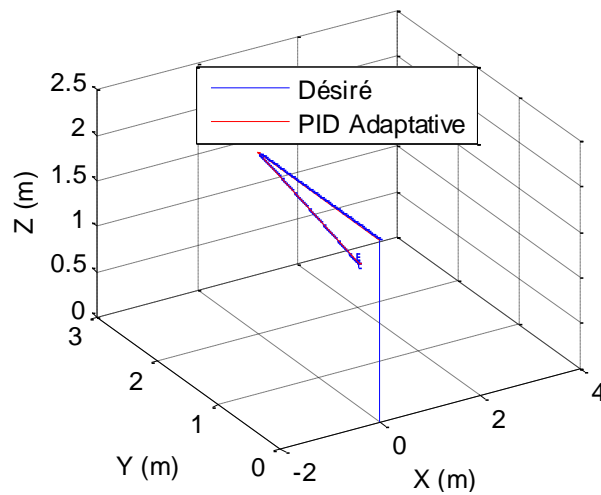


Fig. IV.4–Trajectoire global du quadrotor en 3D.

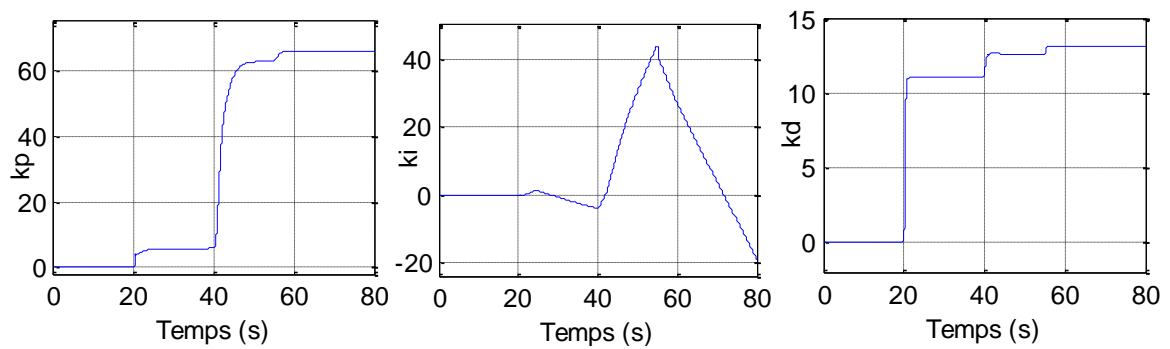


Fig. IV.5– Les gains du régulateur PID adaptatif de la position X.

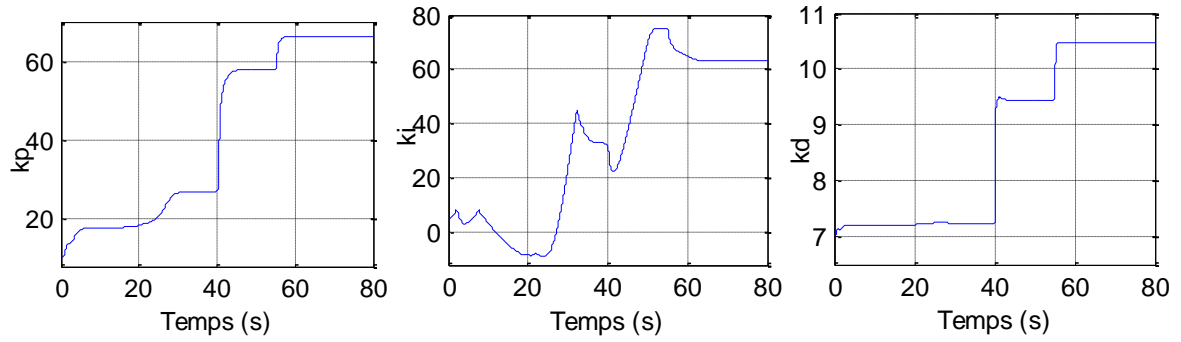


Fig. IV.6– Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Z.

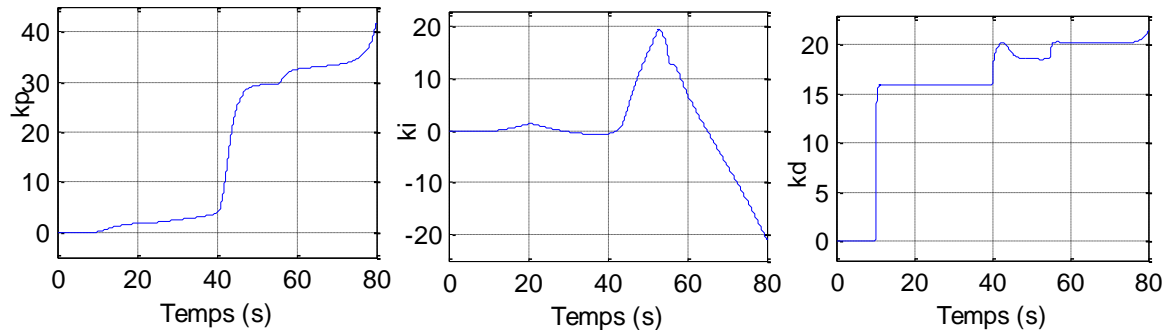


Fig. IV.7 – Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Y.

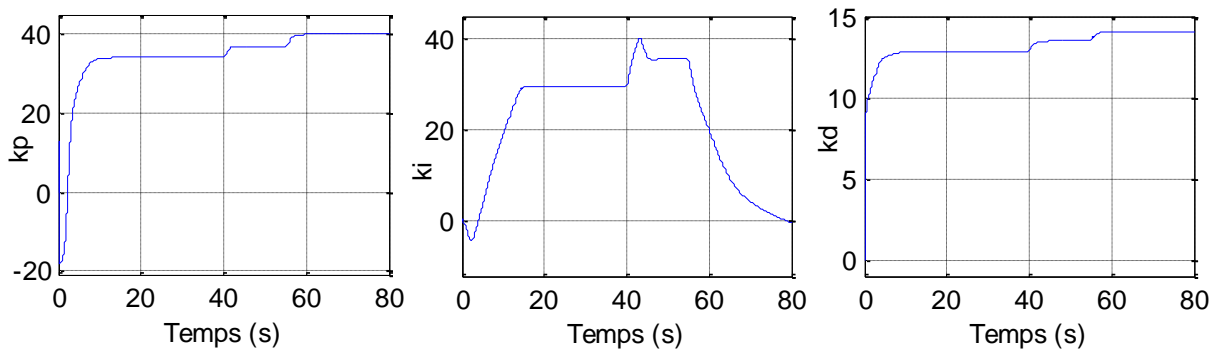
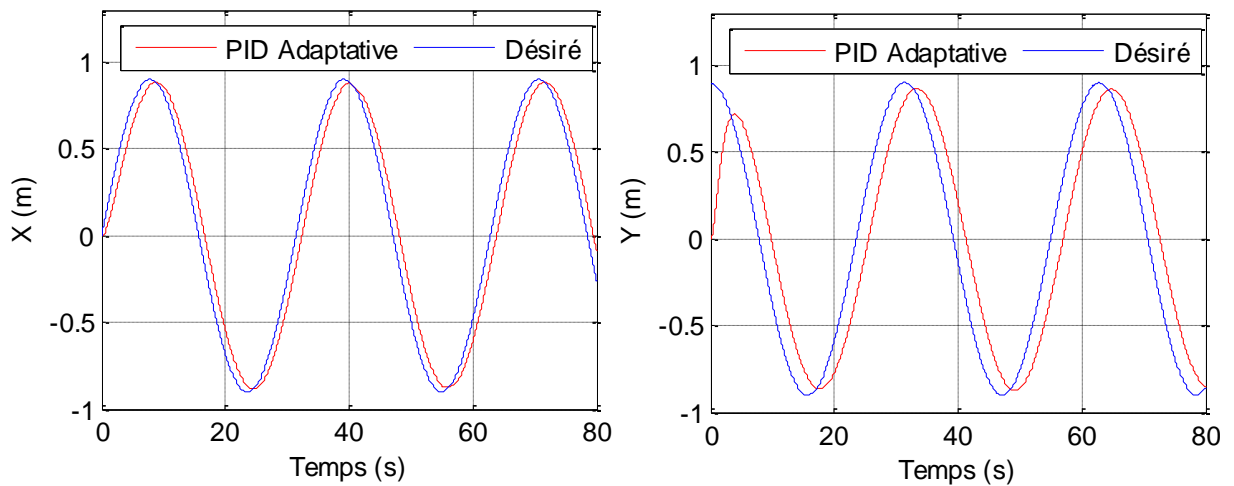


Fig. IV.8– Les gains du régulateur PID adaptatif de l'angle Ψ .



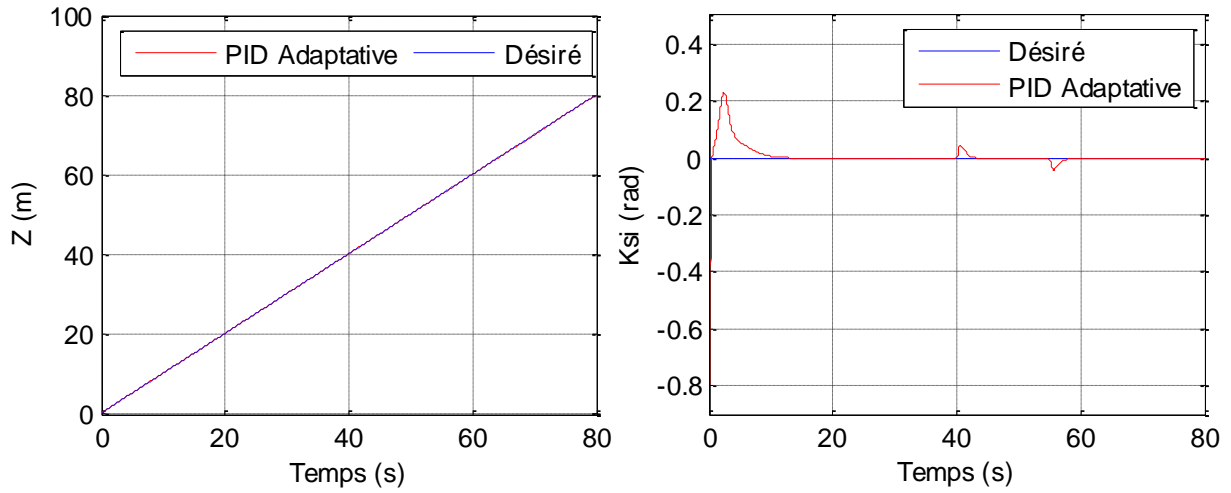


Fig. IV.9 – Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .

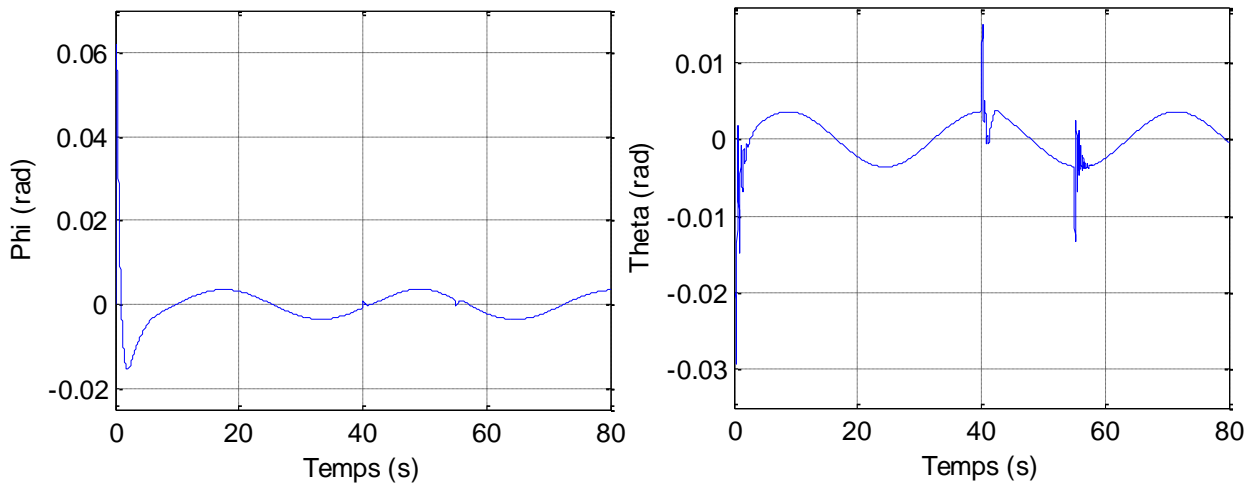
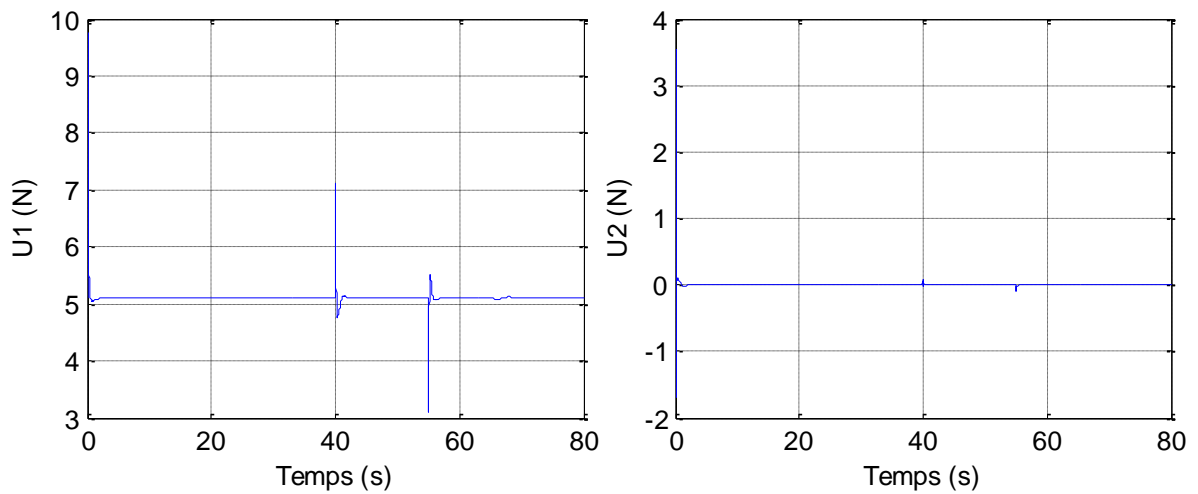


Fig. IV.10–Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon les angles φ et θ .



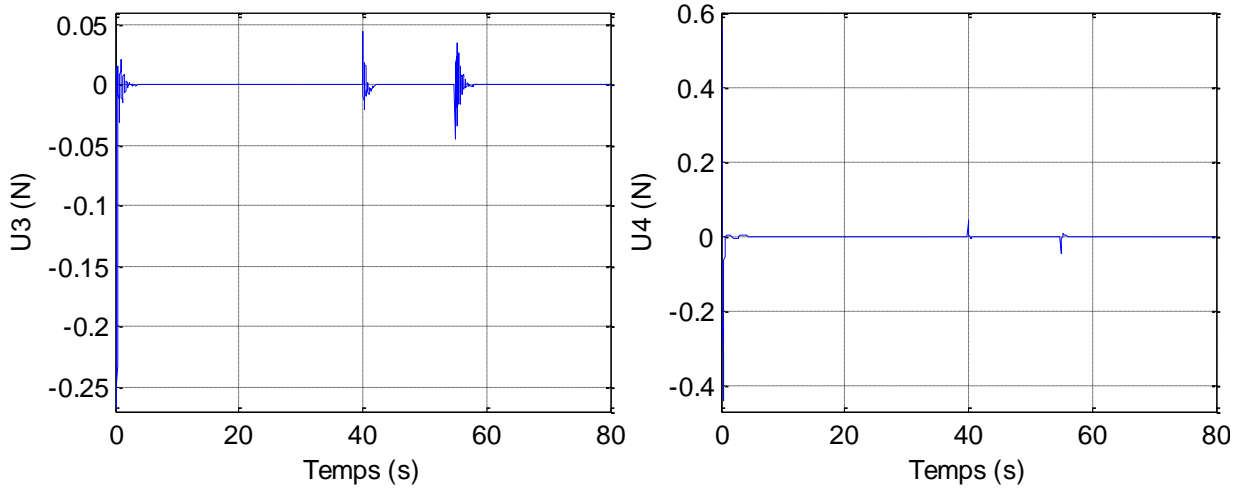


Fig. IV.11–Les signaux de commande.

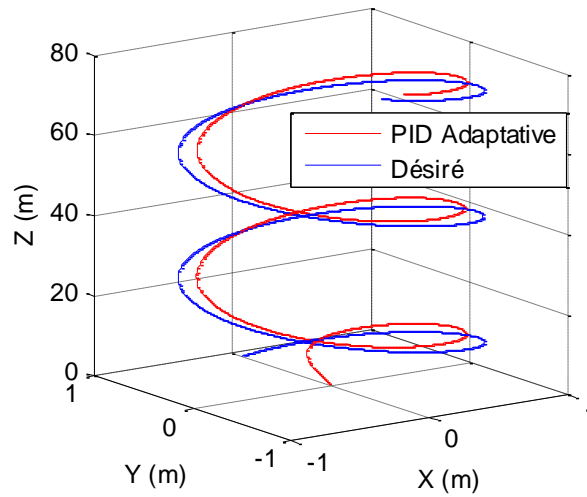


Fig. IV.12–Trajectoire global du quadrotor en 3D.

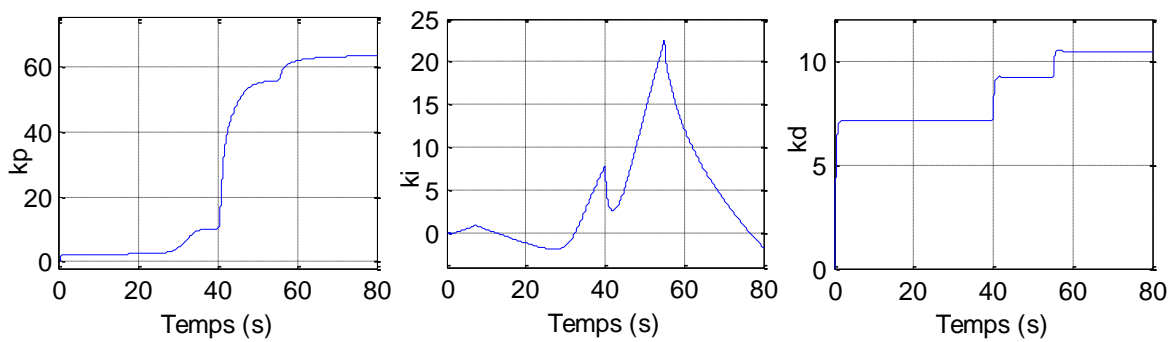


Fig. IV.13– Les gains du régulateur PID adaptatif de la position X.

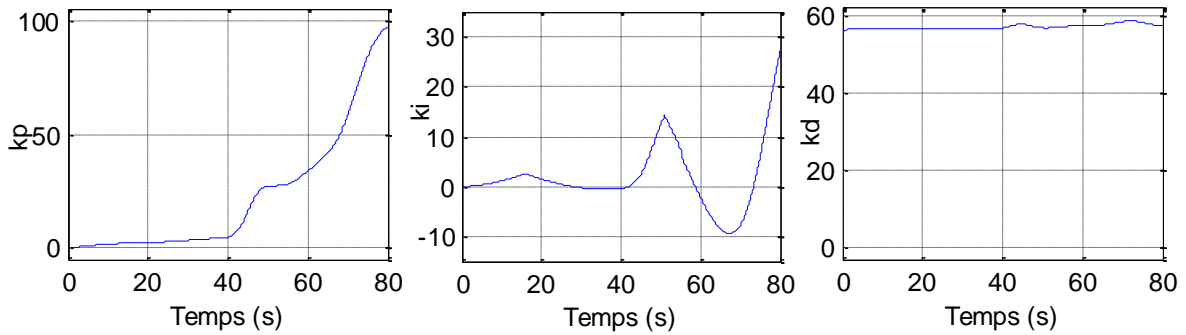


Fig. IV.14– Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Y.

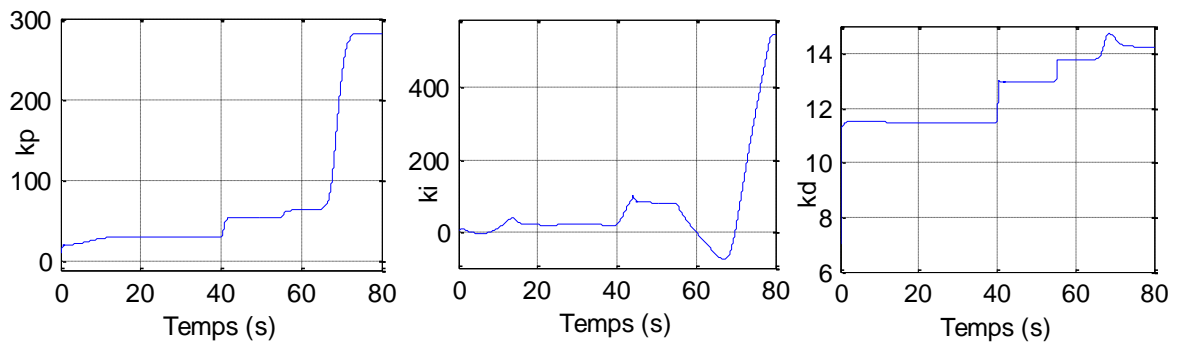


Fig. IV.15 – Les gains du régulateur PID adaptatif de la position Z.

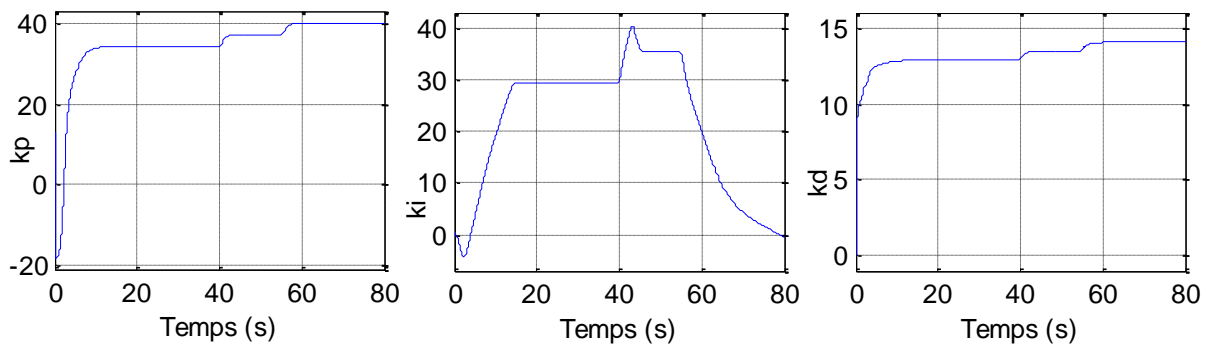


Fig. IV.16– Les gains du régulateur PID adaptatif de l'angle Ψ .

Les résultats obtenus de la commande tolérante aux défauts 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.1) à (IV.9) 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.3.1 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 adaptatifs par la logique floue et la méthode de Lyapunov (figure IV.17).

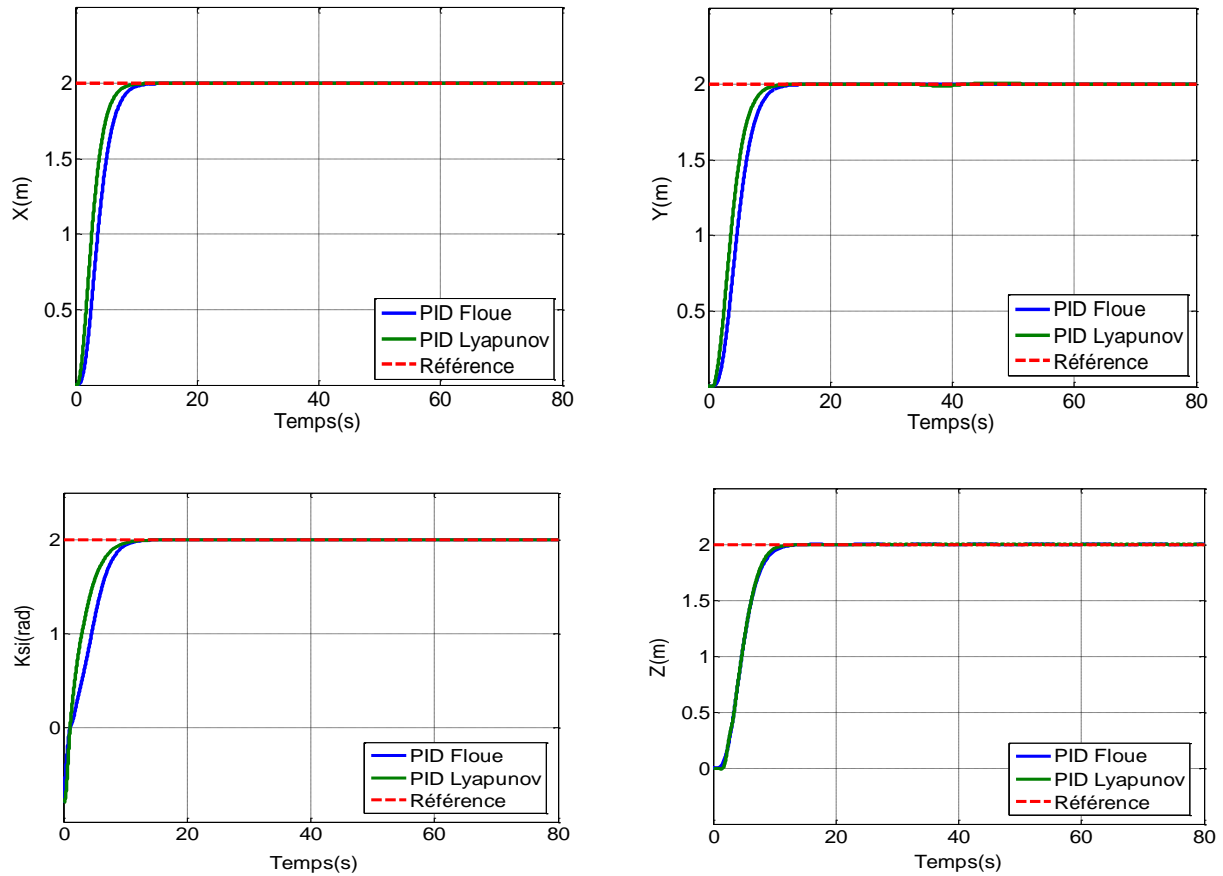


Fig. IV.17- Comparaison entre les PID adaptatifs à gains flous et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les axes Z, X, Y et l'angle Ψ .

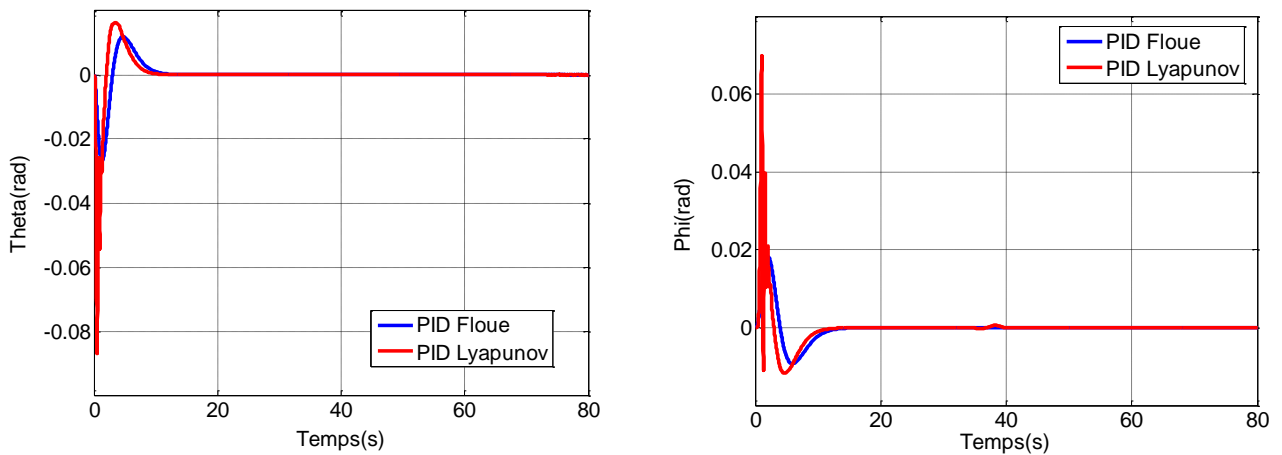


Fig. IV.18- Comparaison entre les PID adaptatifs à gains flous et les PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov pour les angles φ et θ .

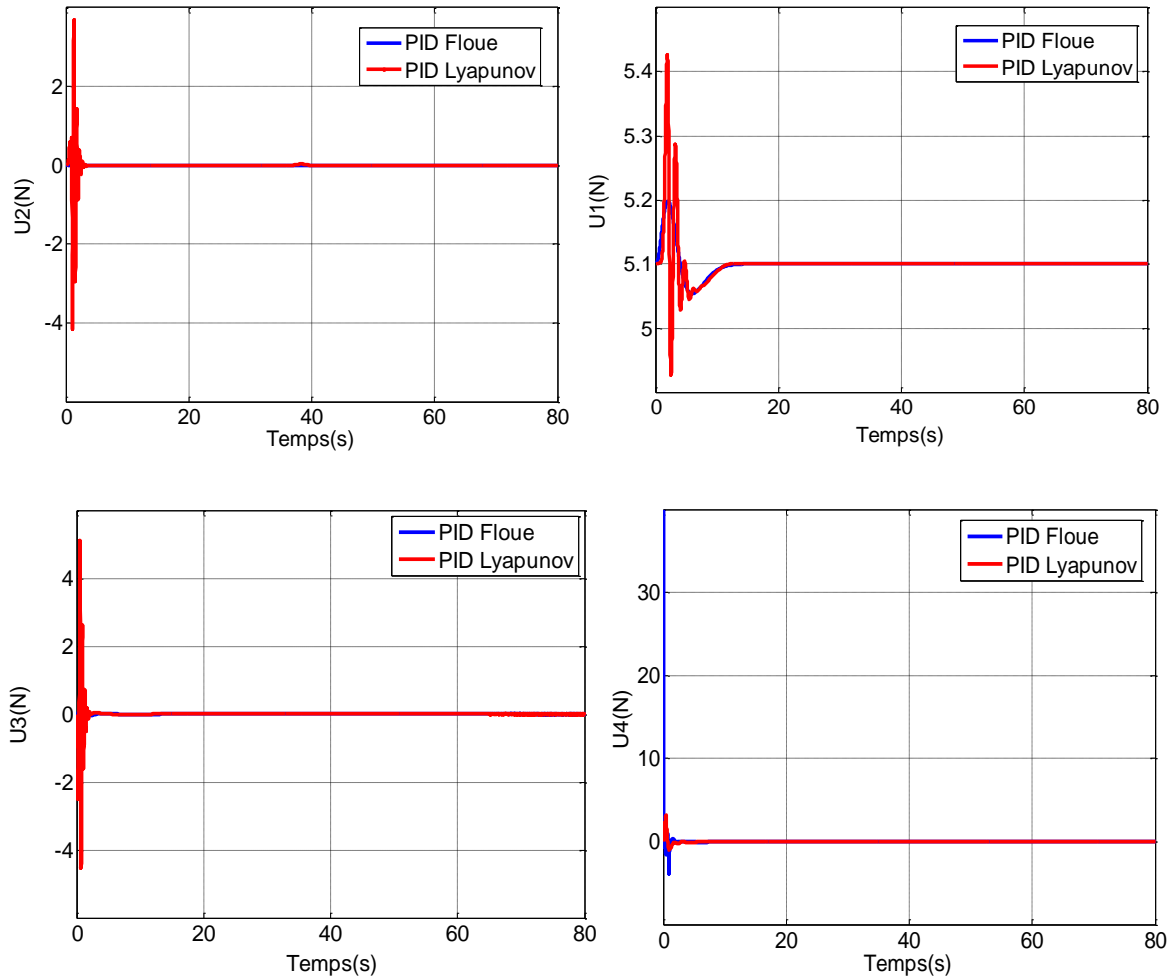


Fig. IV.19- Comparaison entre les signaux de commande des PID adaptatif à gains flous et des PID adaptatifs par la méthode directe de Lyapunov.

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

Commande \ Sortie	X	Y	Z	Ψ
	PID à gains adaptatifs par la logique floue	7.73 (s)	9.15 (s)	9.174 (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 :

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.4. 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.

**Conclusion générale
et
Perspectives**

Conclusion générale et perspectives

Le travail effectué dans ce mémoire concerne le développement de lois de commande tolérante aux défauts, une commande PID à gains adaptatifs. Ces gains sont ajustés en temps réel avec deux approches passives (par la logique floue et la théorie de Lyapunov). Les lois de commande développées sont ensuite appliquées pour la commande des drones à six degrés de liberté.

Après un bref état de l'art sur la commande tolérante aux défauts, avec la citation de différents travaux de recherche effectués dans ce domaine, on a entamé la modélisation dynamique du drone du type quadrotor. A partir de ce dernier 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.

Enfin, 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.

Perspectives

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 tolérante aux défauts sur un prototype réel de quadrotor.
- La généralisation d'étude des lois de commande FTC proposées pour le cas discret.
- La proposition des algorithmes d'optimisations pour la détermination des différents paramètres et gains de la loi de commande tolérante aux défauts.
- La validation des commandes FTC proposées sur d'autres types de drones.

Références bibliographiques

Bibliographie

- [1] A. Bouguerra, « Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical », doctorat en science en électronique, Université Mohamad Boudiaf de M'sila, **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, the European Control Conference, Barcelona, Spain, **2005**.
- [3] Z. Raida, « Steering en adaptive antenna array by the simplified kaman filter », IEEE Transaction on Antennes and Propagation, Vol. 43, No. 6, pp. 627-629, **1995**.
- [4] P. Brisset, « Dros civils perspectives et réalités », Rapport du Projet Paparazzi, Ecole Nationale de l'Aviation Civile, Aout **2004**.
- [5] L. Drafa, T. Madani and A Benallegue, « Dynamic modelling and experimental identification of four rotors helicopter parameters », In Industrial Technology, ICIT 2006, **2006**.
- [6] B. Erginer and E. Altug, « Modelling and PD control of a quadrotor vtol vehicle », In Intelligent Vehicles Symposium, 2007 IEEE, pp. 894-899, June **2007**.
- [7] K. Astrom, P,Albertos, Blanke, M., Isidori, A., Schaufelberger, W. and Sanz, R, « Control of Complex Systems », Springer-Verlag London, **2000**.
- [8] M. Blanke, , M.Kinnaert, J.Lunze, and M.Staroswiecki, « Diagnoses and fault-tolerant control », Springer-Verlag Berlin Heidelberg, **2003**.
- [9] S. Kanev, « Robust fault tolerant control », PHD Thesis – University of Twenty – Netherland, **2004**.

- [10] M. Napolitano, R. Molinaro, G. , Innocenti, M. Seanor, B. and Martinelli, D, « a complete hardware package for a fault-tolerant control system using on-line learning neural networks », In proceedings of the American Control Conference, San Diego, CA, pp. 2615-2619, **1999**.
- [11] Zhang and Jiang, « Bibliographical review on reconfigurable fault tolerant control system », In Proceedings of the 5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'2003) Washington D.C., USA, pp. 265–276, **2003**
- [12] D. Moerder, D. Halyo, N. Broussard, J. R. and A. K Caglayan, « Application of precompiled control laws in a reconfigurable aircraft flight control system », Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 12, No. 3, pp. 325–333,**1989**.
- [13] W.D. Morse, and K.A. Ossman, « Model-following reconfigurable flight control system for the AFTI/F-16 », Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 13, No. 2, pp. 969-976, **1990**.
- [14] M. Steinberg, « Historical overview of research in reconfigurable flight control », Journal of Aerospace Engineering, Vol. 219, pp. 263–275, **2005**.
- [15] P. Chandler, « Self-repairing flight control system reliability and maintainability program executive overview », In Proc. of the IEEE National Aerospace and Electronics Conference, Dayton, OH, pp. 586–590, **1984**.
- [16] J. Eterno, J. Weiss, D. Looze and A. Willsky, « Design issues for fault tolerant-restructable aircraft control », In Proc. of the 24th IEEE conference on decision and control, pp. 900–905, **1985**.
- [17] A. Bouguerra, D. Saigaa , K. Kara, and K. Loukal, « Fault Tolerant Control of a Quadrotor UAV using Feedback Linearization », the Mediterranean journal of measurement and control, Vol. 9, No. 1, **2013**.
- [18] R. Patton, « Fault-tolerant control systems », In Proc. of the IFAC symposium on fault detection, supervision and safety for technical processes, Hull, UK, pp. 1033–1054, **1997**.
- [19] Y. Zhang, and J. Jiang, « Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems », Annual Reviews in Control, pp. 229–252, **2008**.
- [20] M Staroswiecki, and A. Gehin, « From control to supervision », IFAC Safe process 2000,USA, Vol. 1, pp. 312-323, **2001**.

- [21] M. Chakire, « command robust tolerant aux defaults application la MSAP »ingénieur d'état en automatique,10 Hassem badi,El- Harrach,algérie,**2005/2006**.
- [22] 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**.
- [23] T. Schneider, « Fault-tolerant Multirotor Systems », Master Thesis, Swiss Federal Institute of Technology Zurich, **2011**.
- [24] M. Oudghiri, « Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile », Thèse de doctorat, Université de Picardie jules verne, **2008**.
- [25] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, and M. Staroswiecki, « Diagnoses and fault-tolerant control », Springer-Verlag Berlin Heidelberg, **2003**.
- [26] C. Jérôme, « Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts », Thèse de doctorat, Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système Université Bordeaux I, **2007**.
- [27] W.A Kwong, K.M. Passino, E.G. Laukoen, and S. Yurkovich, «Expert Supervision of Fuzzy Learning Systems for Fault Tolerant Aircraft Control », Special Issue on Fuzzy Logic in Engineering Applications, Proceedings of the IEEE, Vol. 83, No. 3, pp. 466-483, March **1995**.
- [28] Y. Guo, and T .Yang, « 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**.
- [29] M. Amoozgar, H. Chamseddine, and A. Zhang, « Fault-Tolerant Fuzzy Gain-Scheduled PID for a Quadroptor Helicopter Testbed in the Presence of Actuator Faults », IFAC Conference on Advances in PID Control, PID'12, Brescia, Italy, March 28-30,**2012**.
- [30] A. B. Milhim, and Y. M. Zhang, « Gain scheduling based PID controller for fault tolerant control of a quad-rotor UAV», in AIAA Infotech@Aerospace2010, AIAA 2010-3530, pp. 1-13, April **2010**.

- [31] A. Freddi, A. Lanzon, and S. Longhi, «_A Feedback Linearization Approach to Fault Tolerance in Quadrotor Vehicles », Preprints of the 18th IFAC World Congress Milano (Italy) August 28 - September 2, **2011**.
- [32] LI. Tong, « Nonlinear and Fault-tolerant Control Techniques for a Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle », Master Thesis, Concordia University, Montreal, Quebec, Canada, **2011**.
- [33] F. Sharifi, M. Mirzaei, Brandon, W. Gordon, and Y. Zhang, « Fault Tolerant Control of a Quadrotor UAV using Sliding Mode Control », 2010 Conference on Control and Fault Tolerant Systems Nice, France, October 6-8, **2010**.
- [34] X. B. Zhang, Y. M. Zhang, Su, C.-Y. and Y. Feng, « Fault tolerant control for quadrotor UAV via backstepping approach », in Proceedings of the 48th AIAA Aerospace Sciences Meeting, AIAA, Orlando, Florida, USA, AIAA 2010-947, January **2010**.
- [35] H. Khebbache, « Robust Control Algorithm Considering the Actuator Faults for Attitude Tracking of an UAV Quadrotor Aircraft », International Journal of Control and Automation Vol. 5, No. 4, December **2012**.
- [36] W.A Kwong, K.M. Passino, E.G. Laukoen, and S. Yurkovich, « Expert Supervision of Fuzzy Learning Systems for Fault Tolerant Aircraft Control », Special Issue on Fuzzy Logic in Engineering Applications, Proceedings of the IEEE, Vol. 83, No. 3, pp. 466-483, March **1995**.
- [37] S. Zeghlache, « Commande non lineaire d'un appareil à vol vertica », mémoire de doctorat en électronique, Université Mohamed Boudiaf-M'sila. **23/09/2014**.
- [38] 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**.
- [39] 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**.
- [40] 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**.
- [41] 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**.

- [42] L. Gautier, B. Hamilton, J. Hazebrouck, and T. Tourrette, « Pilotage d'un quadri-rotor via un FPGA », Tuteur ESIEE engineering, Journées pédagogiques, **2008**.
- [43] M. 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 **09/042015**.
- [44] All the world's Rotorcraft, www.aviastar.org.
- [45] M. Hamdaoui, « Optimisation multicritères de l'efficacité propulsive de mini-drones biomimétiques a ailes battantes par algorithmes évolutionnaires », Thèse de doctorat, Université pierre et marie curie, France, **2009**.
- [46] P. Castillo, R. Lozano, and A. E. Dzul, « Modeling and Control of Mini-Flying Machines », book, Springer-Verlag London Limited, ISBN 1852339578, **2005**.
- [47] R. Ketata, « Méthodologies de régulation numérique incluant la logique flou », Thèse de Docteur L.A.A.S Toulouse ,**1992**.
- [48] M. Bauer, « Application de contrôleurs à logique flou pour la commande vectorielle des machines à induction commande en vitesse et en position », Rapport de stage ingénieur, ESIM, 22 Février **1995**.
- [49] 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**.
- [50] B. Beaufre, « Application de la logique flou à la planification de trajectoires de robots mobiles dans des environnements inconnus », Thèse de Docteur de l'université de Poitiers, Décembre 1994.
- [51] P. Y. Gloronec, « Algorithme d'apprentissage pour systèmes d'inférences flous », INSA de Rennes (IRISIA) ,**1999**.
- [52] A. Alma, « Commande à base d'observateurs d'état non linéaires d'un simulateur d'hélicoptère », mémoire de magister, Département du Génie Electrique, Spécialité Automatique, école nationale polytechnique, Alger, Algerie, Juin **2006**.
- [53] B. Demaya, « Commande flou des systèmes à dynamiques complexes Application à la commande d'un moteur thermique », Thèse de Docteur LAAS Toulouse, 17 Octobre **1994**.
- [54] S. Chekroun, et S. Djebbar, « Modélisation et application de la logique flou pour la commande en vitesse d'une machine asynchrone triphasée », Projet de Fin d'Etude, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf d'Oran USTO, Juillet **2006**.

- [55] M. Nerziou, «Modélisation et Commande des Processus Multivariables à base Logique Flou: Application à la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone», Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technologique d'Oran, E.N.S.E.TOran, Septembre **2006**.
- [56] H. Buhler, «Réglage par logique flou», presses polytechniques et universitaires romandes.**1994**.
- [57] Y. Miloud, «Etude de l'estimation de la résistance rotorique dans la commande vectorielle d'un moteur asynchrone en utilisant la logique flou », Thèse de doctorat es-sciences, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf d'Oran , USTO, **2006**.
- [58] A. Hazzab, «Commande des systèmes par logique flou, Réseau de neurones et Algorithmes géniques», Thèse de doctorat, Université des sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf d'Oran, USTO ,**2006**.
- [59] G.J. Klir and B. Yuan, « Fuzzy Sets and Fuzzy Logic Theory and Applications ",Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey, United States of America, **1995**.
- [60] M. Zerikat and S. Chekroun, « Robust tracking speed control for induction motor drive based fuzzy logic », Revue Communication Science et Technologie de l'E.N.S.E.T d'Oran, C.O.ST, Numéro 06, pp 99-106, Juillet **2007**.
- [61] A. Mechernene , M. Zerikat, M. Hachelef, « Fuzzy speed regulation for induction motor associated with field oriented control », International Journal on Sciences and Automatic Control & Computer engineering IJ-STA, Vol. 2, N°1, November **2008**.
- [62] S. Zeghlache, C. Mohamed and B. Abderrahmen,« 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**.
- [63] A. Bouguerra, D. Saigaa, K. Kara and S. Zeghlache, « Fault-Tolerant Lyapunov -Gain Scheduled PID Control of a Quadrotor UAV », International Journal of ntelligent Engineering and Systems, Vol. 7, No 4, **2014**.

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

MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par : Mr. BOUGUERRA Abderrahmen

Présenté par : AILLANE Ali et HERIZI Abdelkader

Thème

Commande Tolérante au Défaut d'un Appareil à Vol Vertical

Résumé

Le travail réalisé dans ce mémoire concerne la commande tolérante aux défauts passives, en utilisant des approches issues de la théorie de la commande non linéaire tel que l'intelligence artificielle et les algorithmes d'adaptation à base des régulateurs classiques de type Proportionnel-Intégral-Dérivé PID et leurs applications sur des modèles des drones à vol vertical de type quadrotor. Dans une première partie, on fait un bref tour d'horizon sur la recherche dédiée à la commande tolérante aux défauts avec les deux classes : passive et active, puis les descriptions et les modélisations des avions à vol vertical de type et du drone quadrotor à quatre rotors. Nous proposons des lois de commande tolérante aux défauts passives appliquées sur ce système étudié via une commande classique PID à gains adaptatifs. Les gains sont ajustés par deux méthodes dans le cas des défauts actionneurs. La première méthode est à base de la logique floue. Dans la deuxième approche nous utilisons la théorie de Lyapunov.

Mots clés : Les drones, quadrotor, Modèle dynamique, Commande non linéaire, Théorie de Lyapunov, Logique Floue, PID adaptatif

N° d'ordre : AUT_243