

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Électrique

Spécialité : Automatisation et Contrôle Des Systèmes Industriels

THÈME

Commande robuste d'un drone Quadrirotor

Préparé par : Mr. BENALLOU HALLOUI
Mr. KEDDARI FATEH

Devant le Jury :

Mr. Sebaa Morsli

MCB

Président

Mr. Mihoub Youcef

MCB

Examineur

Mr. Hattab Abdellilah

MAA

Encadreur

PROMOTION 2015 /2016

Dédicace

*Je dédie ce travail en signe de respect et
de reconnaissance*

*A ma très chère mère et mon père
A toute ma famille et ma petite famille
A tous mes amis*

Remerciement

À l'issue de cette fin de travail nous adressons nos remerciements
premièrement ALLAH pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a
donnée durant toutes ces longues années d'études.

Nos remerciements s'adressent à notre promoteur Dr HATTAB Abdellilah
pour avoir proposé et diriger ce travail et pour le continuel suivi tout au
long de la préparation de ce mémoire. Il a présenté un excellent
exemple de la compétence scientifique, discipline et générosité.

Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepté
de juger notre travail.

Nous tenons à remercier vivement toute personne qui nous a aidés de
près ou de loin à accomplir ce travail.

Sommaire

Liste des images	I
Liste des figures	II
Liste des tableaux	III
Notations et Symboles	IV
Introduction générale	2
Chapitre I Le monde des drones	
I.1. Introduction	5
I.2. Les catégories des drones	6
I.2.1. Le Nano-drone	6
I.2.2. Les micro-drones	7
I.2.3. Le Mini-drone	7
I.2.4. Les drones MALE	7
I.2.5. Les drones HALE	8
I.3. Les cellules à voilures tournantes	9
I.3.1. Monorotor	9
I.3.2. Birotor	10
I.3.3. Trirotor	10
I.3.4. Quadrirotor	10
I.3.5. Hexa rotor	11
I.3.6. Octorotor	11
I.4. Présentation	11
I.5. Principe de vol	11
I.6. Historique	12
I.7. Travaux portant sur la commande des quadrirotors :	17
I.8. Conclusion	18
Chapitre II Modélisation dynamique du Quadrirotor	
II.1. Introduction	20
II.2. Modèle dynamique du quadrirotor	20
II.2.1. Les repères	21
II.2.2. Angles d'Euler	21
II.2.3. Vitesses angulaires	22
II.2.4. Vitesses linéaires	23
II.2.5. Les effets physiques agissants sur le quadrirotor	23
II.2.6. Développement du modèle mathématique selon Newton-Euler	25
II.3. La représentation d'état du système	29
II.4. Les valeurs des paramètres du quadrirotor	30
II.5. Conclusion	30
Chapitre III Commande par mode de glissement	
III.1. Introduction	32
III.2. La commande par mode de glissement	32
III.2.1. Principe de la commande par mode de glissement	33
III.2.2. Notions de base de la commande mode de glissement	34
III.2.3. Méthodes de synthèse classiques de la commande SMC	35
III.2.4. La réticence dans le mode de glissement (chattering)	38
III.2.5. Structures de contrôle par mode de glissement	39
III.3. Synthèse de la commande par mode de glissement	39
III.3.1. Démonstration	39
III.3.2. Les paramètres de commande par mode glissant :	41
III.3.3. Les résultats de simulation	41

III.3.4. Étude de la robustesse	44
III.4. Conclusion	46
Chapitre IV Commande hybride glissement-floue	
IV.1. Introduction	49
IV.2. La théorie de la logique floue	49
IV.3. Théorie des sous-ensembles flous	49
IV.4. Concepts fondamentaux	50
IV.4.1. Fonctions d'appartenance	50
IV.4.2. Univers de discours	50
IV.4.3. Les ensembles flous	50
IV.4.4. Variable linguistique	51
IV.5. Caractéristiques d'un sous-ensemble flou	51
IV.5.1. Support d'un sous-ensemble flou	51
IV.5.2. Noyau d'un sous-ensemble flou	52
IV.5.3. Hauteur d'un sous-ensemble flou	52
IV.6. Opérations sur les sous-ensembles flous	52
IV.6.1. Égalité	52
IV.6.2. Inclusion	52
IV.6.3. Intersection	52
IV.6.4. Union	52
IV.6.5. Complémentarité	53
IV.7. Raisonnement en logique floue	53
IV.8. Règles floues	53
IV.9. Implication floue	54
IV.10. Structure générale d'un contrôleur flou	54
IV.10.1. fuzzification	55
IV.10.2. Base de règles	55
IV.10.3. défuzzification	55
IV.10.4. Mécanisme d'inférence floue	55
IV.11. Synthèse d'un FLC	58
IV.11.1. Obtention de la base de connaissance	58
IV.11.2. Le choix des entrées et sorties	58
IV.11.3. Choix des ensembles flous	58
IV.11.4. Choix des opérateurs flous	58
IV.11.5. Les gains de normalisation	58
IV.12. Les contrôleurs flous usuels	58
IV.13. Synthèse de la commande par mode flou glissant	59
IV.13.1. Les résultats de simulation	61
IV.13.2. Étude de la robustesse	64
IV.14. Contrôleur PI flou par mode glissant	66
IV.14.1. Les paramètres de contrôleur PI	66
IV.14.2. Les résultats de simulation	67
IV.14.3. Étude de la robustesse	70
IV.15. Étude comparative des résultats de simulations	71
IV.15.1. Stabilisation (sans bruit)	71
IV.15.2. Stabilisation (avec bruit)	72
IV.15.3. Commentaires sur les résultats	73
IV.16. Conclusion	74
Conclusion générale	76
Bibliographie	78
Annexes	82
Résumé	

Liste des images

Image I.1. Exemples des Nano drones.	6
Image I.2. Exemples de Micro drones.	7
Image I.3. Exemples des Minis drones.	7
Image I.4. Exemples de drones MALE.	8
Image I.5. Exemples de drones HALE.	8
Image I.6. Exemples des ceux à voilure fixes.	8
Image I.7. Exemples des aéronefs à ailes battantes.	9
Image I.8. Exemples de ceux à voilures tournantes.	9
Image I.9. Exemple de monorotor.	9
Image I.10. Exemple de birotor.	10
Image I.11. Exemple de trirotor.	10
Image I.12. Exemple de quadrirotor.	10
Image I.13. Exemple de hexarotor.	11
Image I.14. Exemple d'ocrotor.	11
Image I.15. le Quadrirotor Gyroplane Bréguet Richet 1907.	13
Image I.16. Le Quadrirotor d'Oemichen 1920.	14
Image I.17. Le Quadrirotor de Bothezat1922.	14
Image I.18. Le quadrirotor Convertawings Model A 1956.	15
Image I.19. Le Quadrirotor Curtiss-Wright X-19.	15

Liste des figures

Figure I.1. Illustration des différents mouvements d'un quadrirotor .	12
Figure II.1. Vue générale du quadrirotors.	21
Figure II.2. Les trois rotations roulis tangage, et lacet.	22
Figure III.1. Mode de glissement.	33
Figure. III. 2: Illustration de la résolution de Philipov	36
Figure. III. 3. Commande équivalente.	37
Figure. III. 4. Fonction de saturation « \tanh ».	38
Figure .III. 5 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.	39
Figure .III. 6. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon $\varphi, \theta, \psi, x, y, z$.	42
Figure .III. 7. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et les angles (φ, θ, ψ) .	43
Figure .III. 8. Les commandes u_1, u_2, u_3, u_4 .	44
Figure III.9. Schéma global de la commande en présence de perturbation.	45
Figure III.10. La perturbation.	45
Figure III.11. L'influence de la perturbation selon (x,y,z) .	46
Figure III.12. L'influence de la perturbation selon la commande de (x,y,z) .	46
Figure IV.1. Exemple de fonction d'appartenance.	50
Figure IV.2. Représentation de variable linguistique.	51
Figure IV.3. Structure d'un système de contrôle flou.	54
Figure IV.4. Méthode d'inférence Max-Min.	56
Figure IV.5. Méthode d'inférence floue somme-produit.	57
Figure IV.6. Méthode d'inférence Max-Pro.	57
Figure IV.7. Partition floue de l'espace autour de la surface de glissement.	60
Figure IV.8. Les fonctions d'appartenances d'entrées.	60
Figure IV.9. Les fonctions d'appartenances d'entrée u .	61
Figure IV.10. Structure du régulateur flou-glissant.	61
Figure IV.11. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon $\varphi, \theta, \psi, x, y, z$.	62
Figure IV.12. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et les angles (φ, θ, ψ) .	63
Figure IV.13. Les commandes u_1, u_2, u_3, u_4 .	64
Figure IV.14. Perturbation.	64
Figure IV.15. L'influence de la perturbation selon (x,y,z) .	65
Figure IV.16. L'influence de la perturbation selon la commande d'altitude u_1 .	65
Figure IV.17. Structure du régulateur PI-flou-glissant.	66
Figure IV.18. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon $\varphi, \theta, \psi, x, y, z$.	68
Figure IV.19. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et les angles (φ, θ, ψ) .	69
Figure IV.20. Les commandes u_1, u_2, u_3, u_4 .	69
Figure IV. 21. Perturbation.	70
Figure IV.22. L'influence de la perturbation selon (x,y,z) .	70
Figure IV.23. L'influence de la perturbation plus PI selon la commande d'altitude u_1 .	71
Figure IV .24. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon $\varphi, \theta, \psi, x, y, z$.	72
Figure IV.25..L'influence de la perturbation selon (x,y,z) .	73

Liste des tableaux

Tableau I.1. Quelque projet de conception de Quadrirotor.	17
Tableau II.1. Paramètres du modèle du quadrirotor utilisé.	30
Tableau III.1. Paramètres de simulation.	41
Tableau IV.1. Les paramètres de contrôleur PI.	66

Notations et Symboles

Symbole	Signification
ψ	L'angle de lacet
θ	L'angle tangage
ϕ	L'angle roulis
g	L'accélération de la pesanteur
m	La masse totale du Quadrirotor.
u_1	La poussée des quatre rotors
u_2	La différence de poussée entre le rotor gauche
u_3	La différence de poussée entre le rotor avant
u_4	La résultante des couples fournis par les quatre rotors
ω_i	Vitesse de rotation de chaque rotor
k_d	Le coefficient de traînée.
I_x	Inertie de rotation par rapport à l'axe x.
I_y	Inertie de rotation par rapport à l'axe y.
I_z	Inertie de rotation par rapport à l'axe z.
d	La distance entre le centre de gravité et l'axe des rotors.
k_{ftx}, k_{fty} et k_{ftz}	Les coefficients de forces aérodynamiques.
k_{fax}, k_{fay} et k_{faz}	Les coefficients des moments dus aux frottements aérodynamiques.
J_r	L'inertie du rotor.
u_m	Entrée moteur.
k_e	Constante de f.c.e.m
k_m	Constante de couple.
Ω_m, Ω_l	Vitesse angulaire du moteur et de la charge.
C_m	Couple moteur.
C_l	Couple de charge.
τ	Constante de temps moteur.
R, L	Résistance, inductance interne du moteur.
N	Rapport de réduction.
J_m, J_l	Inertie du rotor, inertie de la charge.
c_p, c_t	Coefficient de poussée et de traînée.

Introduction générale

Introduction générale

Les drones ou UAV (Unmanned Aerial Vehicles) sont des engins volants sans pilote capables de mener à bien une mission de façon semi autonome ou en mode téléguidé. Leur utilisation est d'abord militaire pour des missions de reconnaissances ou de surveillances. En effet, ils sont bien adaptés pour la réalisation de missions qui mettraient potentiellement un équipage en danger ou qui nécessitent une permanence sur zone. Des applications civiles font leur apparition comme la surveillance du trafic autoroutier, la prévention des feux de forêts, la récolte des données météorologiques ou bien encore l'inspection d'ouvrages d'art. Le développement des plates-formes robotiques volantes connaît un essor croissant depuis quelques années en raison de la miniaturisation toujours plus poussée des capteurs et des actionneurs, mais surtout grâce à la possibilité d'embarquer des cartes de commande toujours plus performantes capables d'exécuter la masse de calcul nécessaire au contrôle des robots volants.

Quelle que soit la méthode utilisée pour obtenir un modèle mathématique d'un système physique, il existe toujours un compromis entre la simplicité du modèle et son aptitude à décrire l'ensemble des phénomènes qui le caractérise. Ces écarts entre le modèle et le système réel sont souvent modélisés par des grandeurs d'erreurs (erreur d'entrée, erreur de sortie, erreur sur l'état,..., erreur de modèle).

Le second type de phénomène perturbateur vient du fait que le système est soumis à des perturbations extérieures qui généralement ne sont pas prise en compte lors de la modélisation. En aéronautique, elles peuvent provenir du vent ou des turbulences atmosphériques.

Il est seulement possible d'obtenir un modèle décrivant au mieux le comportement du système, ce qui nécessite une stabilisation robuste. En effet, un correcteur synthétisé sur le modèle linéarisé devra non seulement stabilisé le modèle mais aussi le système physique, incluant les phénomènes négligés, les erreurs des modèles et les perturbations extérieures auxquelles il pourrait être soumis.

Dans certains cas, on désire en plus conserver certaines spécifications faites sur les performances (temps de réponse, rapidité, . .) On parle alors de robustesse des performances. la méthode qui est généralement adoptée est de représenter le système physique par un ensemble de modèles, appelé classe, tel que le système réel soit un élément de cet ensemble. Un correcteur qui stabilise cette classe stabilisera donc le système physique.

Notre objectif principal porte sur l'analyse de la modélisation dynamique de Quadrirotor standard perturbés et également sur la conception de lois de commande robustes .

La commande par mode de glissement a connu un essor considérable durant les dernières décennies Ceci est dû aux propriétés de sa convergence rapide et sa grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations externes. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients : un phénomène de chattering qui peut causer l'instabilité et qui a un effet néfaste sur les actionneurs.

Pour améliorer encore les performances de la commande par mode glissant et atténuer d'avantage le phénomène de chattering, nous envisageons, une combinaison entre la commande par mode glissant et la commande par logique floue.

La logique flou permis de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation symbolique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaire à partir d'algorithmes très simples de traduction de connaissances symbolique en entité numérique et inversement. Les ensembles flous ont également eu un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certain renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision.

L'avantage d'un tel système flou est que seules les connaissances du comportement de procédé à commander sont suffisantes pour la synthèse de la loi de commande, et elles soulèvent un large intérêt, tant théorique que pratique.

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres résumés ci-dessous.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter une introduction au monde des drones en général et le Quadrirotor en particulier, structure générale et principe de vol. Leurs définitions leur historique, applications et leurs classification et présentons quelques travaux récents sur la commande applique sur le Quadrirotor.

Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter une étude détaillée du modèle dynamique. Des hypothèses sont établies afin d'obtenir quelques simplifications du modèle pour les cas de vol à basse vitesse et les expressions des forces et des couples aérodynamiques sont simplifiées du modèle.

Dans le troisième chapitre, nous allons détailler des lois de commande basées sur des techniques par mode glissant. Des résultats en simulation sont présentés, afin d'illustrer les développements théoriques. Une analyse de robustesse est effectuée pour montrer l'efficacité de la commande par mode glissant.

Dans le dernier chapitre, nous allons présenter la commande hybride entre le mode glissant et la logique floue. Des résultats en simulation sont présentés, afin d'illustrer les développements théoriques. Une analyse de robustesse est effectuée pour montrer l'efficacité de cette commande.

Chapitre I

Le monde des drones

I.1. Introduction

Il est intéressant de lire ce que retiennent les dictionnaires pour définir un drone. Le Petit Robert nous apprend que le mot drone est apparu dans la langue française en 1954, il vient de l'anglais signifiant (Faux bourdon). [1] L'autre définition du Petit Robert indique que c'est un petit avion de reconnaissance, sans pilote, télécommandé ou programmé. L'encyclopédie Universalise propose une définition un peu plus générale. Elle indique qu'un drone (en anglais U.A.V. pour Unmanned Aerial Vehicle) est un aéronef inhabité qui utilise les forces aérodynamiques pour produire un vol vertical .Il peut être piloté à distance, autonome ou semi autonome [2]. Ils sont utilisés pour effectuer renseignement, de surveillance, et des missions de reconnaissance et ont la capacité d'entrer dans des environnements qui sont dangereux pour la vie humaine.

Drones ont plusieurs avantages par rapport aux systèmes de base habités, y compris une maniabilité accrue, coût réduit, les signatures radar réduit, plus l'endurance. Ils ont la capacité de faire une complète mission de manière autonome avec un programme prédéfini. Ils fournissent une vue de point de l'échelle comparant aux sans pilote véhicules terrestres. [3] et [4] fournissent de bonnes informations sur les drones et leur contrôle des problèmes.

Contraintes telles que le poids, la taille et la consommation d'énergie jouent un rôle important dans la conception de petits drones qui doit être léger et à faible coût. Ensuite, la coopération de beaucoup de ces véhicules est l'approche la plus appropriée pour de nombreuses applications. Une équipe de véhicules aériens simultanément peut recueillir des informations auprès plusieurs sites et exploiter les informations provenant de multiples points disparaitre pour construire des modèles qui peut être utilisés pour prendre des décisions.

En cas de survenance de défaut dans toutes les sous-systèmes ou composants, le drone peut être conçu automatiquement pour prendre des mesures correctives et / ou alerter son opérateur.

Il a été utilisé dans plusieurs domaines :

➤ **domaine militaire** : On peut en fait décomposer en trois grandes catégories, les missions militaires confiées aux drones :

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

➤ **domaine civile** : 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.

I.2. Les catégories des drones

Il n'existe pas une façon unique pour classer les drones, ils peuvent être répartis selon plusieurs critères : autonomie, portée, altitude, mission, systèmes de contrôles...etc.

I.2.1. Le Nano-drone

Les nano-drones sont les plus petits Drones télécommandés de mesure quelques millimètres, Capables de voler de 5 à 8 minutes sur une seule charge à une distance jusqu'à 150 pieds (46 mètre).



a) Black Hornet Nano.

b) Nano Drone civil.

Image I.1. Exemples des Nano drones.

I.2.2. Les micro-drones

Les micro-drones (Micro Air Véhicule ou MAV), pouvant être contenus dans une sphère de 30 cm. Ces micro-drones sont différenciés par la miniaturisation des cartes électroniques et le choix des matériaux, des capteurs et des systèmes embarqués.



a) Parrot AR. Drone.

b) Hover Eye-Ex.

Image I.2. Exemples de Micro drones.

I.2.3. Le Mini-drone

Les mini-drones sont plutôt légers et de taille réduite (quelques kilogrammes et d'une envergure de 1 à 2 mètre facilitant la mise en œuvre.

Généralement utilisés pour l'observation de zones difficiles d'accès.



a) IT180-3EL drone.

b) drone UOAB

Image I.3. Exemples des Minis drones.

I.2.4. Les drones MALE

Les drones MALE (Medium Altitude High Endurance) peuvent opérer à l'altitude de 5 km à 15 km, peuvent rester en vol de 12h à 24h avec une taille comparable aux avions traditionnels. Ils sont plus utilisés par l'Armée de l'Air.



a) MQ-8 Fire Scout.

b) MQ-9 Reaper

Image I.4. Exemples de drones MALE.

I.2.5. Les drones HALE

Les drones HALE (High Altitude High Endurance) sont les plus grands et les plus lourds des drones, ils opèrent à l'altitude jusqu'à 20 Km de durée de vol de 24 à 48 heures avec une charge utile supérieure à 500kg. Ils sont majoritairement utilisés pour des communications, comme alternative aux satellites.



a) RQ-170 Sentinel.

b) RQ-4 Global Hawk

Image I.5. Exemples de drones HALE.

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

➤ **ceux à voilures fixes :**

**Image I.6.** Exemples des ceux à voilure fixes.

➤ les aéronefs à ailes battantes :

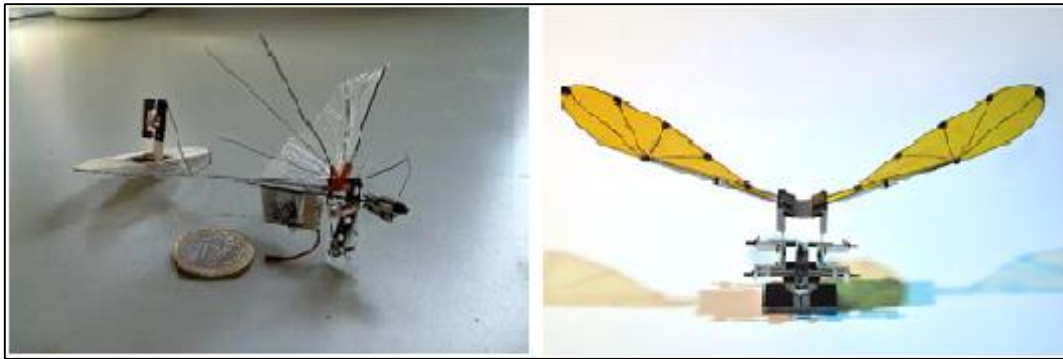


Image I.7. Exemples des aéronefs à ailes battantes.

➤ ceux à voilures tournantes :



Image I.8. Exemples de ceux à voilures tournantes.

I.3. Les cellules à voilures tournantes

Les cellules à voilures tournante ont toutes au moins une caractéristique commune : ce sont des objets volant ‘a décollage et ‘a atterrissage vertical, capable de faire du vol Stationnaire. Ils utilisent un (ou des) rotors(s) pour se sustenter et se propulser. Nous établissons un classement des cellules à voilures tournantes :

I.3.1. Monorotor

Ils sont caractérisés par l'utilisation d'un seul rotor comme actionneur principal.

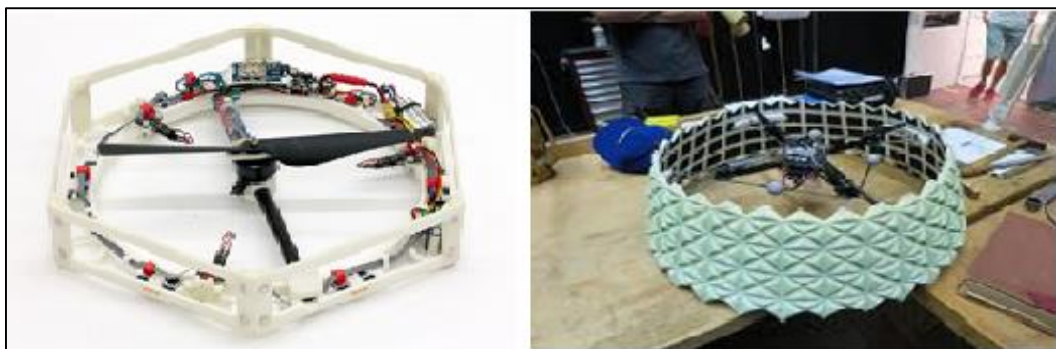


Image I.9. Exemple de monorotor.

I.3.2. Birotor

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

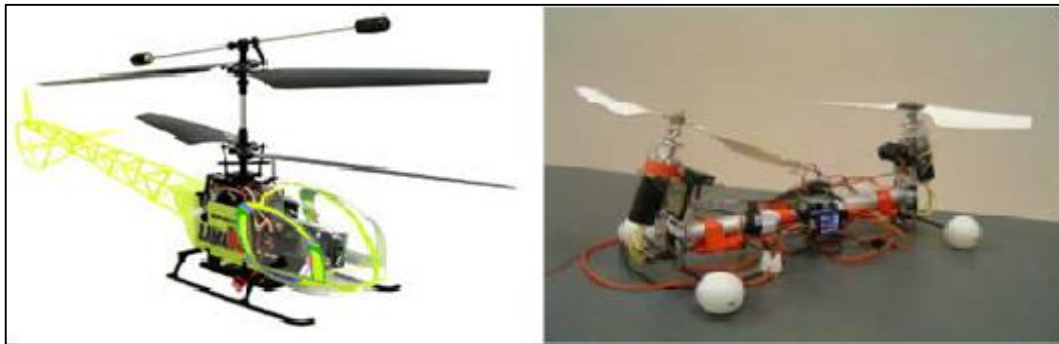


Image I.10. Exemple de birotor.

I.3.3. Trirotor

Le tri-rotor est constitué de deux rotors à l'avant qui tournent dans des sens opposés pour modifier le tangage et d'un rotor en arrière pour régler le roulis.



Image I.11. Exemple de trirotor.

I.3.4. Quadrirotor

Un Quadrirotor est un engin volant doté de quatre rotors placés aux extrémités d'une armature en croix).



Image I.12. Exemple de quadrirotor.

I.3.5. Hexa rotor

Un Hexa rotor est un engin volant doté de Hexa rotors.



Image I.13. Exemple de hexarotor.

I.3.6. Octorotor

Un octorotor est un engin volant doté d'octorotors



Image I.14. Exemple d'octorotor

Une étude bibliographique montre que la recherche en robotique aériennes est principalement focalisé sur des drones à voilures tournantes : des hélicoptères et des architectures “VTOL”.

Dans notre projet, on s’intéresse en particulier aux quadrirotors.

I.4. Présentation

○ Le Quadrirotor

est un aéronef possède comme son nom l’indique, quatre rotors. Consiste en une armature en croix symétrique avec des moteurs et des rotors aux extrémités de chaque tige. deux hélices tourner dans un sens et les deux autres dans l'autre sens

I.5. Principe de vol

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

- **Translation Verticale** : le contrôle vertical se fait par variation de la vitesse de rotation des rotors. Pour un vol stationnaire, la vitesse de rotation est la même que pour les 4 rotors, de façon à ce que la poussée globale des quatre rotors compense le poids de l'appareil. Pour changer l'altitude, on fait varier identiquement la vitesse de rotation des 4 rotors.
- **Translation horizontale** : on fait varier l'assiette de l'appareil, ce qui permet de modifier la vectrice translation en grandeur et en direction de chaque rotor.
- **Lacet** : le lacet s'obtient par la différence de couple de frottement créée au niveau des rotors. Il suffit donc d'augmenter la vitesse de rotation de deux moteurs diamétralement opposés et diminuer la vitesse des deux autres moteurs. Ainsi la poussée globale est maintenue, mais il y a apparition d'un couple résultant.
- **Roulis & tangage** : le roulis et le tangage à altitude constante sont obtenus de la façon suivante : il faut faire varier la vitesse des moteurs des rotors diamétralement opposés. On augmente la vitesse de l'un et on diminue la vitesse de l'autre (On conserve la force globale opposée au poids). Le Quadrirotor s'incline du côté où l'on a ralenti la vitesse du moteur et part dans cette direction.

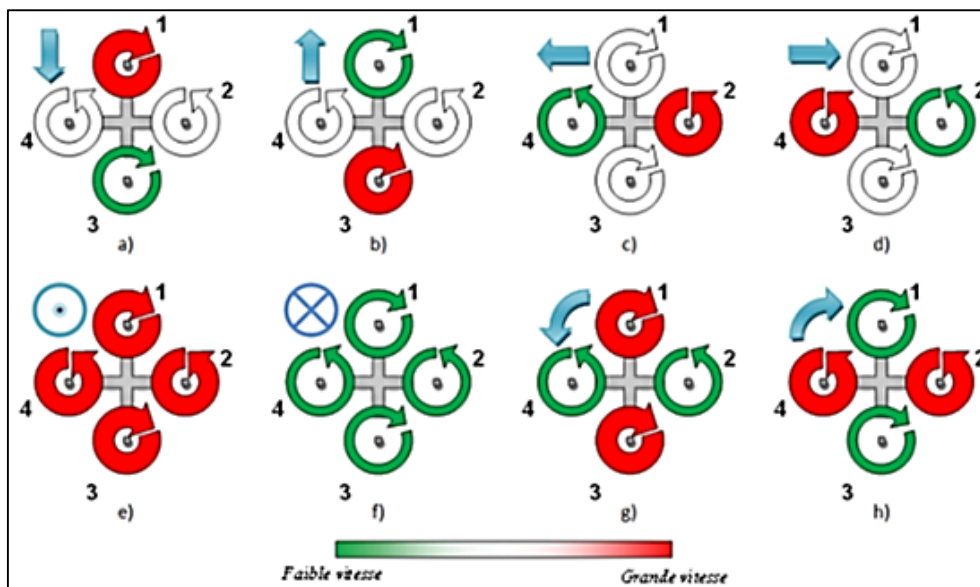


Figure I.1. Illustration des différents mouvements d'un quadrirotor .

I.6. Historique

La conception des quadrirotors a évolué dans deux grandes générations. La première génération était conçue pour transporter un ou plusieurs passagers. Ces véhicules étaient parmi les premiers véhicules aériens à décollage et atterrissage vertical réussis. Caractérisés par leur grande taille et

a souffert de mauvaises performances (encombrement, qualité des moteurs, matériau de conception,..).

Le premier quadrirotor était le Gyroplane n°1 « Breguet-Richet », conçu par les frères scientifiques français Louis et Jaque Breguet en collaboration avec le professeur Charles Richet en 1907 (Image .I.1) [5].

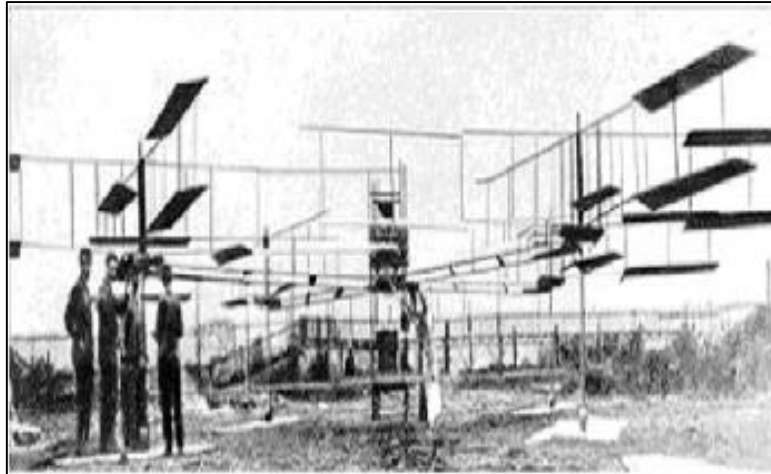


Image I.15. le Quadrirotor Gyroplane Bréguet Richet 1907.

Le décollage du "Gyroplane n° 1" a eu lieu le 24 août 1907.[5], Le "Gyroplane" de 578kg réussit tout de même à décoller de 60 centimètres au-dessus du sol, son vol fut cependant si instable que quatre hommes furent nécessaires pour le tenir. Néanmoins, 4 l'académie française des sciences accepta de valoriser cet essai comme le premier décollage motorisé à la verticale d'un homme [6],[7].

Le "Gyroplane n° 1" était équipé d'un moteur Antoinette de 45 CV, entraînant quatre rotors de diamètre 8mètres montés par paires, entraînés en alternance. Chaque rotor était constitué de quatre ailes bi-planes. Le pilote fut placé au milieu de cette construction, en-dessous du moteur. Un an plus tard, un autre quadrirotor « Gyroplane n°2 » a été construit. Le Gyroplane n°2 est équipé d'un moteur Renault, plus puissant, qui atteignit 55 CV. Malheureusement, l'aérodyne fut détruit lors d'un atterrissage un peu brusque. Le quadrirotor fut réparé mais, la suite des essais des frères Breguet ne déboucha sur aucun résultat significatif [6].

En 1920, Etienne Oemichen a commencé ses expériences dans la conception des aéronefs à voilures tournantes. Six modèles ont été conçus par ce jeune ingénieur de la compagnie Peugeot. Parmi lesquels nous constatons un grand quadrirotor de 800kg construit en 1922, avec quatre rotors de diamètre (2 x 7.60 mètres + 2 x 6.40 mètres) et huit hélices tournées par un seul moteur Gnome Rhône de 135kw (Image I.16),[7]. Ce quadrirotor a montré un degré considérable de

stabilité et de contrôlabilité. En 1924, Oemichen a fait un premier vol réussi de 360 mètres et plus de mille tests de vol ont été effectués au cours des années 20.

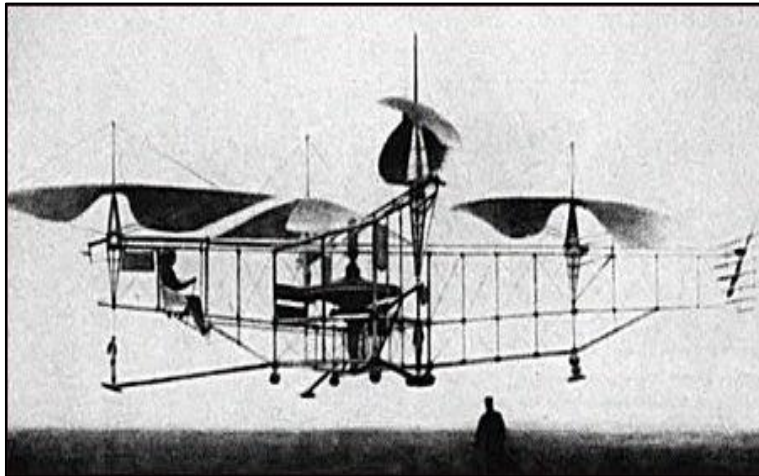


Image I.16. Le Quadrirotor d'Oemichen 1920.

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

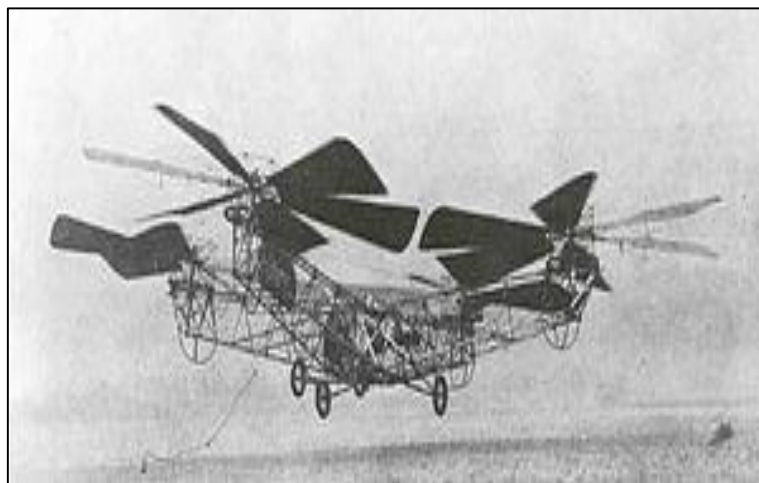


Image I.17. Le Quadrirotor de Bothezat 1922.

Dans les années 50, Amityville (New York), Convertawings a construit un quadrirotor disposant de rotors de diamètre 5.92 mètres et des ailes pour générer une portance vers l'avant. Deux moteurs «Continental » de 90CV ont été utilisés et le véhicule a été commandé en changeant la poussée fournie par chaque rotor. Le quadrirotor de Convertawings a été piloté avec succès, mais la production a été arrêtée en raison d'un manque d'intérêt commercial pour cet avion, [7].



Image I.18. Le quadrirotor Convertawings Model A 1956.

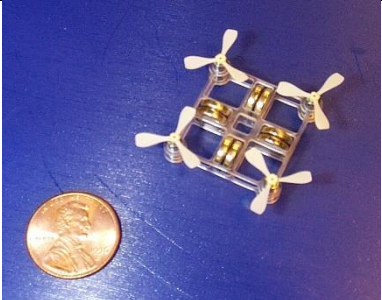
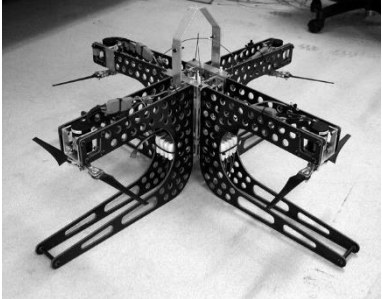

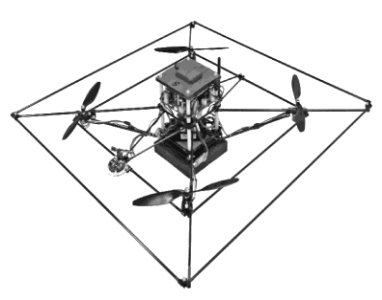

Le Curtiss-Wright X-19 vole pour la première fois en novembre 1963. Le but des vols d'essai est de réunir suffisamment de données pour produire en série un appareil de transport convertible, mais le programme est annulé après le crash du premier appareil le 25 août 1965[8].



Image I.19. Le Quadrirotor Curtiss-Wright X-19.

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

Le tableau suivant dénombre des projets de conception de Quadrirotor :

Projets	Université / Ecole	Plateforme
Le mesicopter	université de Stanford aux USA	
Le x4-flyer	Université National Australienne	
Os4	Ecole Polytechnique Federale de Lausanne en Suisse	
Starmac	l'université de Stanford aux USA	
Le x4-flyer	CEA France	

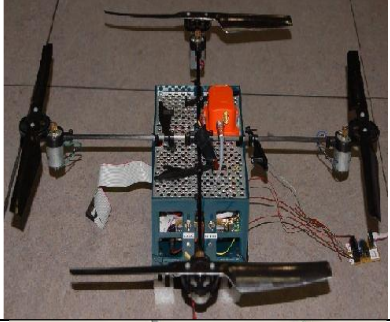

<p>Le quadrirotor de Bresciani</p>	<p>l'université Lund</p>	
<p>Le quadrirotor Coriolis</p>	<p>l'école centrale d'électronique à Paris</p>	

Tableau I.1. Quelque projet de conception de Quadrirotor.

I.7. Travaux portant sur la commande des quadrirotors :

Par le temps, les chercheurs et les universités dans le monde sont développés les techniques de commande des Quadrirotors, et ont démontré que la configuration du Quadrirotor est meilleure que d'autres configurations d'hélicoptère pour les applications UAV.

Plusieurs architectures et techniques de contrôle ont été développées sur cette plateforme et un simple contrôleur PD peut lui fournir une stabilité suffisante [9].

- Commande utilisant le théorème de Lyapunov : Cette technique de commande a permis de démontrer que le Quadrirotor est asymptotiquement stable sous certaines conditions ([10], [11], [12]).
- Le contrôleur PID : cette commande classique n'a aucune exigence sur les paramètres du modèle commandé et elle est très simple à mettre en œuvre [13].
- Le contrôleur PD : la puissance de ce contrôleur réside dans sa propriété de la convergence exponentielle, essentiellement due à la compensation des moments de Coriolis et des moments gyroscopiques [14].
- La commande adaptative : les techniques de commande adaptative offrent de bonnes performances, notamment avec les dynamiques non modélisables et l'incertitude des paramètres.[15]

- La commande LQR : cette loi de commande a donné de bons résultats dans la stabilisation d'attitude du Quadrirotor OS4 dans les travaux de S .Bouabdallah et André Noth. Ces résultats ont été comparés avec ceux obtenus par le contrôleur PID [13].
- L'approche Backstepping : de meilleurs résultats ont été obtenus avec cette technique de commande non linéaire, la convergence des états internes du Quadrirotor a été garantie quel que soit les états initiaux. Cette technique de commande a été renforcée par la suite dans les travaux de [10] par l'ajout de l'action intégrale. Cette approche a été validée sur OS4 dans diverses expériences de vol.
- La commande « Dynamic Feedback » : cette technique a été appliquée dans quelques projets sur le Quadrirotor, l'objectif est de transformer le système en boucle fermée en sous-systèmes linéaires, contrôlables et découplés [15], [16].
- La Commande par Vision : cette technique est basée sur la commande visuelle utilisant soit une caméra miniature embarquée à bord du Quadrirotor, ou une caméra externe [17].

D'autres techniques de commande en été implémentés pour la commande des Quadrirotor parmi lesquelles on peut citer : mode glissant, Feedback Linearization, la logique floue, les réseaux de neurones [18],et aussi des méthode d'hybridation entre deux commandes et l'apprentissage par renforcement dans la stabilisation et la navigation du Quadrirotor [15] .

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu des différents concepts généraux et des définitions de l'avion sans pilote. Nous avons données des classifications des drones suivants leurs tailles et le nombre d'hélices ainsi que les différentes formes. Nous avons parlé sur le mode de fonctionnement d'un drone quadri rotor et de leurs applications. Par la suite nous allons présenter la modélisation mathématique de ce drone dans le chapitre suivant, afin de mieux présenté de façon analytique le comportement dynamique de notre drone.

Chapitre II

Modélisation dynamique du Quadrirotor

II.1. Introduction

La modélisation regroupe un ensemble de techniques permettant de disposer d'une représentation mathématique du système à étudier. La modélisation théorique requiert une connaissance précise des phénomènes intervenant dans le système et une aptitude à les représenter par des équations mathématiques. Les systèmes physiques sont souvent complexes et difficilement exploitables, notamment pour la Commande de systèmes. Les grands soucis de la modélisation sont la précision et la fidélité du modèle vis-à-vis du processus réel et l'adéquation de ce modèle à une forme mathématiquement exploitable. [19]

Le quadrirotor est classé dans la catégorie des systèmes volants les plus complexes vu le nombre d'effets physiques qui affectent sa dynamique à savoir les effets aérodynamiques, la gravité les effets gyroscopiques les frottements et le moment d'inertie [20-21-22-23]. Cette complexité résulte essentiellement du fait que l'expression de ces effets diffèrent pour chaque mode de vol. Dans ce chapitre, nous présenterons le modèles dynamiques du quadrirotor proposés dans [20-21-22-23,24, 25-26, 28, 10-27-29, 30, 31-32, 33-34] changent en fonction des taches planifiées et en fonction des milieux de navigation définis à priori par l'opérateur.

II.2. Modèle dynamique du quadrirotor

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

- La structure du quadrirotor est supposée rigide et symétrique d'où l'hypothèse que la matrice d'inertie est diagonale.
- Les hélices sont supposées rigides pour pouvoir négliger l'effet de leur déformation lors de la rotation.
- Le repère lié à cette structure est généralement supposé confondu avec son centre de gravité, cela nous emmène à considérer la dynamique du quadrirotor comme celle d'un corps rigide dans l'espace.
- Les forces de portance et de traînée sont proportionnelles aux carrés de la vitesse de rotation des rotors ce qui est une approximation très proche du comportement aérodynamique.
- Les conditions atmosphériques sont la condition standard de pression et de température.

II.2.1. Les repères

Pour évaluer le modèle mathématique du quadrirotor on utilise deux repères, un repère fixe lié à la terre $E (O, X, Y, Z)$ et un autre mobile $B (o', x, y, z)$ (figure II.1). [13] pour définir l'orientation au cours de temps du repère quadrirotor par rapport au repère inertiel on utilise les angles d'Euler (ϕ, θ, ψ) qui représentent respectivement le roulis le tangage et le lacet.

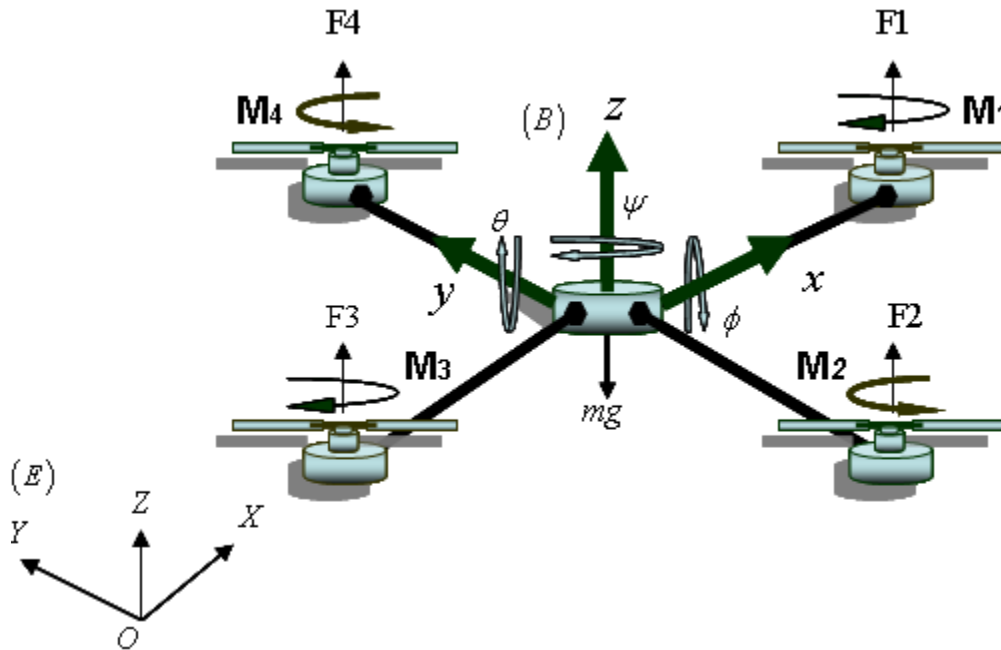


Figure II.1. Vue générale du quadrirotors.

II.2.2. Angles d'Euler

Une des façons les plus simples pour décrire une rotation en 3 dimensions est d'utiliser des angles d'Euler. Elles sont souvent utilisées dans les applications robotiques [35]. Comme nous sommes en présence de forces conservatives (le poids est toujours dans la direction Z du repère fixe de la Terre $E (O, X, Y, Z)$), nous avons donc besoin de la matrice de rotation 3D pour les ramener dans le repère mobile $B (o', x, y, z)$. En effet les forces de poids seront ainsi exprimées à l'aide des angles qui représentent respectivement :

- L'angle du Roulis ϕ tel que : $-\frac{\pi}{2} < \phi < \frac{\pi}{2}$
- L'angle de Tangage θ tel que : $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$
- L'angle du Lacet ψ tel que : $-\pi < \psi < \pi$

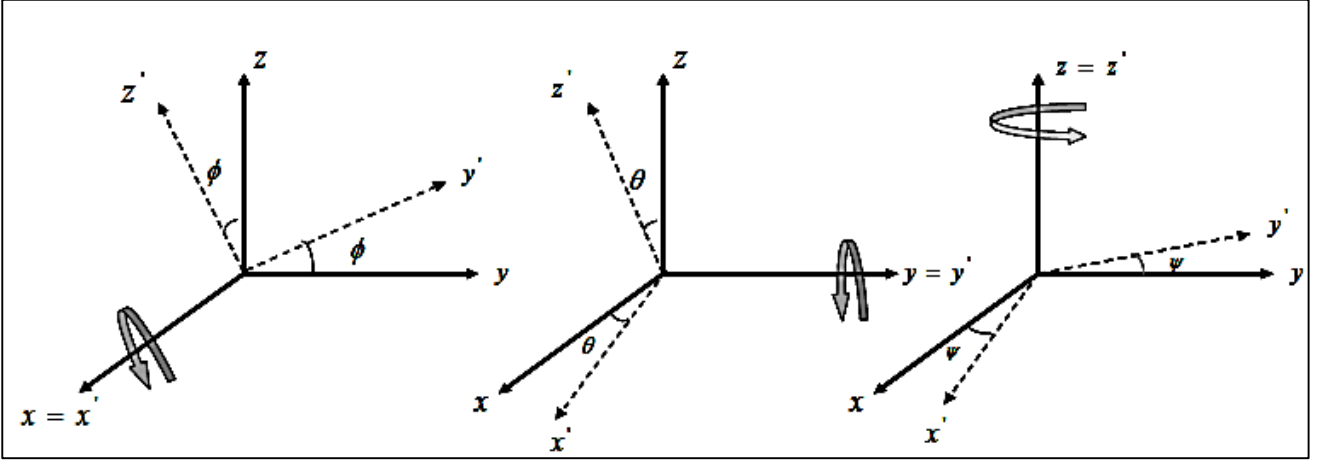


Figure II.2. Les trois rotations roulis, tangage, et lacet.

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

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

$$R = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 0 \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta) & 0 & \sin(\theta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\theta) & 0 & \cos(\theta) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ 0 & \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

$$R = \begin{bmatrix} \cos(\psi)\cos(\theta) & \sin(\phi)\sin(\theta)\cos(\psi) - \sin(\psi)\cos(\phi) & \cos(\phi)\sin(\theta)\cos(\psi) + \sin(\psi)\sin(\phi) \\ \sin(\psi)\cos(\theta) & \sin(\phi)\sin(\theta)\sin(\psi) + \cos(\psi)\cos(\phi) & \cos(\phi)\sin(\theta)\sin(\psi) - \sin(\phi)\cos(\psi) \\ -\sin(\theta) & \sin(\phi)\cos(\theta) & \cos(\phi)\cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

II.2.3. Vitesses angulaires

Les vitesses $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3$ sont les vitesses angulaires exprimées dans le repère fixe tel que :

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

En effet, la rotation en roulis a lieu lorsque les repères sont encore confondus. Puis, en ce qui concerne le tangage, le vecteur représentant la rotation doit être exprimé dans le repère fixe: il est donc multiplié par $Rot_x(\phi)^{-1}$. De même, le vecteur représentant la rotation en lacet doit être exprimé dans le repère fixe qui a déjà subies deux rotations. On arrive ainsi à:

$$\Omega = \begin{bmatrix} \Omega_1 \\ \Omega_2 \\ \Omega_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta}\cos(\phi) \\ -\dot{\theta}\sin(\phi) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\dot{\psi}\sin(\theta) \\ \dot{\psi}\sin(\phi)\cos(\theta) \\ \dot{\psi}\cos(\phi)\sin(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} - \dot{\psi}\sin(\theta) \\ \dot{\theta}\cos(\phi) + \dot{\psi}\sin(\phi)\cos(\theta) \\ \dot{\psi}\cos(\phi)\sin(\theta) - \dot{\theta}\sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

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

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

$$\begin{cases} \cos(\phi) = \cos(\theta) = \cos(\psi) = 1 \\ \sin(\phi) = \sin(\theta) = \sin(\psi) = 0 \end{cases}$$

Donc la vitesse angulaire sera:

$$\Omega = [\phi \quad \theta \quad \psi]^T$$

II.2.4. Vitesses linéaires

Les vitesses linéaires v_x^b, v_y^b, v_z^b dans le repère fixe en fonction des vitesses linéaires v_x^m, v_y^m, v_z^m dans le repère mobile sont données par :

$$V = \begin{bmatrix} v_x^b \\ v_y^b \\ v_z^b \end{bmatrix} = R \times \begin{bmatrix} v_x^m \\ v_y^m \\ v_z^m \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

R : la matrice de rotation.

II.2.5. Les effets physiques agissants sur le quadrirotor

II.2.5.1. Les forces

Les forces agissant sur le système sont :

- **Le poids du quadri-rotors:** il est donné par

$$P=mg$$

m : la masse totale.

g : l'accélération de la pesanteur.

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

$$F_i = k_p \omega_i^2 \quad (\text{II.8})$$

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

- **Les forces de traînée « résistance »** : la force de traînée est le couplage entre une force de pression et la force de frottement visqueux, dans ce cas on a deux forces de traînée agissant sur le système :
- **La traînée dans les hélices**: elle agisse sur les pales, elle est proportionnelle à la densité de l'air, a la forme des pales et au quart de la vitesse de rotation de l'hélice, elle est donnée par la relation suivant:

$$T_i = k_d \omega_i^2 \quad (\text{II.9})$$

Avec $\overline{1:4}$, d : est le coefficient de traînée.

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

$$F_t = K_{ft} v \quad (\text{II.10})$$

K_{ft} :Le coefficient de force de traînée de translation.

v:La vitesse linéaire

II.2.5.2. Les moments

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

- **Moments dus aux forces de poussée des hélices :**

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

$$M_x = d(F_4 - F_2) = dk_p(\omega_4^2 - \omega_2^2) \quad (\text{II.11})$$

d: est la distance entre le centre de masse du quadrirotor et l'axe de rotation du rotor. La rotation autour de l'axe y : elle est due au moment créé par la différence entre les forces de portance des rotors 1 et 3, ce moment est donné par la relation suivante :

$$M_y = d(F_3 - F_1) = dk_p(\omega_3^2 - \omega_1^2) \quad (\text{II.12})$$

- **Moments dus aux forces de traînée des hélices :**

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

$$M_z = k_d(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \quad (\text{II.13})$$

- **Moment résultant des frottements aérodynamiques, il est donné par :**

$$M_a = K_{fa} \Omega^2 \quad (\text{II.14})$$

K_{fa} : Le coefficient des frottements aérodynamiques.

Ω : est la vitesse angulaire.

II.2.5.3. Effet gyroscopique

L'effet gyroscopique se définit comme la difficulté de modifier la position ou l'orientation du plan de rotation d'une masse tournante. L'effet gyroscopique est ainsi nommé en référence au mode de fonctionnement du gyroscope, appareil de contrôle de mouvement utilisé dans l'aviation (du grec gyro qui signifie rotation et scope, observer). Dans notre cas il y a deux moments gyroscopiques, le premier est le moment gyroscopique des hélices, l'autre est le moment gyroscopique dû aux mouvements de quadrirotor.

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

$$M_{gh} = \sum_{i=1}^4 \Omega \wedge J_r [0 \quad 0 \quad (-1)^2 w_i]^T \quad (\text{II.15})$$

Avec : J_r est l'inertie des rotors.

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

$$M_{gm} = \Omega \wedge J \Omega \quad (\text{II.16})$$

Avec: J est l'inertie du système

II.2.6. Développement du modèle mathématique selon Newton-Euler

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

$$\begin{cases} m \frac{d^2 \xi}{dt^2} = \sum F = F_f + F_t + F_g \\ J \frac{d\Omega}{dt} = \sum M = M_f - M_{gm} - M_{gh} - M_a \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

ξ : Est le vecteur de position du quadrirotor $\xi = [x \ z \ y]^T$.

m : la masse totale du quadrirotor.

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

$$J = \begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{bmatrix}$$

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

R : La matrice de rotation.

\wedge : Le produit vectoriel.

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

$$F_f = R \times [0 \quad 0 \quad \sum_{i=1}^4 F_i]^T \quad (\text{II.18})$$

$$F_i = k_p \omega_i^2$$

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

$$F_t = \begin{bmatrix} -K_{ftx} & 0 & 0 \\ 0 & -K_{fity} & 0 \\ 0 & 0 & -K_{ftz} \end{bmatrix} \times \dot{\xi} \quad (\text{II.19})$$

K_{ftx} , K_{fity} , K_{ftz} : Les coefficients de traînée de translation.

F_g : force de gravité, elle est donnée par :

$$F_g = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

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

$$M_f = \begin{bmatrix} d(F_4 - F_2) \\ d(F_3 - F_1) \\ k_d(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

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

$$M_a = \begin{bmatrix} K_{fax} \dot{\phi}^2 \\ K_{fay} \dot{\theta}^2 \\ K_{faz} \dot{\psi}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

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

M_{gh} : Moment gyroscopique des hélices.

$$M_{gh} = \sum_{i=1}^4 \Omega \wedge J_r [0 \quad 0 \quad (-1)^2 \omega_i]^T \quad (\text{II.23})$$

Avec: J_r est l'inertie des rotors.

M_{gm} : Moment gyroscopique dû aux mouvements de quadrirotor .

$$M_{gm} = \Omega \wedge J\Omega \quad (\text{II.24})$$

II.2.6.1. Équations de mouvement de translation

On a :

$$m\ddot{\xi} = F_f + F_t + F_g$$

$$m \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\phi)\sin(\theta)\cos(\psi) + \sin(\psi)\sin(\phi) \\ \cos(\phi)\sin(\theta)\sin(\psi) - \sin(\phi)\cos(\psi) \\ \cos(\phi)\cos(\theta) \end{bmatrix} \sum_{i=1}^4 F_i - \begin{bmatrix} K_{ftx}\dot{x} \\ K_{fity}\dot{y} \\ K_{ftz}\dot{z} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ mg \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

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

$$\begin{cases} \ddot{x} = \frac{1}{m} + (\cos(\phi)\sin(\theta)\cos(\psi) + \sin(\psi)\sin(\phi))(\sum_{i=1}^4 F_i) - \frac{K_{ftx}}{m}\dot{x} \\ \ddot{y} = \frac{1}{m} + (\cos(\phi)\sin(\theta)\sin(\psi) - \sin(\phi)\cos(\psi))(\sum_{i=1}^4 F_i) - \frac{K_{fity}}{m}\dot{y} \\ \ddot{z} = \frac{1}{m} + (\cos(\phi)\cos(\theta))(\sum_{i=1}^4 F_i) - \frac{K_{ftz}}{m}\dot{z} - g \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

II.2.6.2. Équations de mouvement de rotation

On a :

$$J\dot{\Omega} = -M_{gm} + M_f - M_a - M_{gh} \quad (\text{II.27})$$

On remplace chaque moment par la formule correspondant, on trouve :

$$\begin{bmatrix} J_x & 0 & 0 \\ 0 & J_y & 0 \\ 0 & 0 & J_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \wedge \left(\begin{bmatrix} I_x & 0 & 0 \\ 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & I_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} db(\omega_4^2 - \omega_2^2) \\ db(\omega_3^2 - \omega_1^2) \\ k_a(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_{fax}\dot{\phi}^2 \\ K_{fay}\dot{\theta}^2 \\ K_{faz}\dot{\psi}^2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} J_r\Omega_r\dot{\theta} \\ -J_r\Omega_r\dot{\phi} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

On obtient alors les équations différentielles définissant le mouvement de rotation :

$$\begin{cases} I_x\ddot{\phi} = -\dot{\theta}\dot{\psi}(I_z - I_y) - K_{fax}\dot{\phi}^2 - J_r\Omega_r\dot{\theta} + db(\omega_4^2 - \omega_2^2) \\ I_y\ddot{\theta} = \dot{\phi}\dot{\psi}(I_z - I_x) - K_{fay}\dot{\theta}^2 + J_r\Omega_r\dot{\phi} + db(\omega_3^2 - \omega_1^2) \\ I_z\ddot{\psi} = -\dot{\phi}\dot{\theta}(I_y - I_x) - K_{faz}\dot{\psi}^2 + k_a(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

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

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_p & k_p & k_p & k_p \\ 0 & -dk_p & 0 & dk_p \\ -dk_p & 0 & dk_p & 0 \\ k_d & -k_d & k_d & -k_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1^2 \\ \omega_2^2 \\ \omega_3^2 \\ \omega_4^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Et :

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

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

$$\begin{cases} \ddot{\phi} = \frac{(I_y - I_z)}{I_x} \dot{\theta} \dot{\psi} - \frac{J_r}{I_x} \Omega_r \dot{\theta} - \frac{K_{fax}}{I_x} \dot{\phi}^2 + \frac{d}{I_x} u_2 \\ \ddot{\theta} = \frac{(I_z - I_x)}{I_y} \dot{\phi} \dot{\psi} - \frac{J_r}{I_y} \Omega_r \dot{\phi} - \frac{K_{fay}}{I_y} \dot{\theta}^2 + \frac{d}{I_y} u_3 \\ \ddot{\psi} = \frac{(I_x - I_y)}{I_z} \dot{\theta} \dot{\phi} - \frac{K_{faz}}{I_z} \dot{\psi}^2 + \frac{1}{I_z} u_4 \\ \ddot{x} = -\frac{K_{ftx}}{m} \dot{x} + \frac{1}{m} u_x u_1 \\ \ddot{y} = -\frac{K_{fty}}{m} \dot{y} + \frac{1}{m} u_y u_1 \\ \ddot{z} = -\frac{K_{ftz}}{m} \dot{z} - g + \frac{\cos \phi \cos \psi}{m} u_1 \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Avec :

$$\begin{cases} u_x = (\cos \phi \cos \psi \sin \theta + \sin \phi \sin \psi) \\ u_y = (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

II.2.6.3. Dynamique du rotor

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

$$\begin{cases} V = ri + L \frac{di}{dt} + k_e \omega \\ k_m i = J_r \frac{d\omega}{dt} + C_s + k_r \omega^2 \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Les différents paramètres du moteur sont définis comme suit :

V : est la tension d'entrée du moteur.

ω_i : est la vitesse angulaire du rotor.

k_e, k_m : représentent respectivement les constantes des couples électrique et mécanique.

k_r : Est la constante du couple de charge.

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

J_r : L'inertie du rotor.

C_s : représente le frottement sec.

$$\dot{\omega}_i = bV_i - \beta_0 - \beta_1\omega_i - \beta_2\omega_i^2, i \in [1,4] \tag{II.34}$$

Avec :

$$\beta_0 = \frac{C_s}{J_r}, \beta_1 = \frac{k_e k_m}{rJ_r}, \beta_2 = \frac{k_r}{J_r}, b = \frac{k_m}{rJ_r}$$

II.3. La représentation d'état du système

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

Soit :

$$\underline{X} = [\phi \ \dot{\phi} \ \theta \ \dot{\theta} \ \psi \ \dot{\psi} \ x \ \dot{x} \ y \ \dot{y} \ z \ \dot{z}]^T$$

Le vecteur de sortie :

$$Y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_6]^T = [\phi \ \theta \ \psi \ x \ y \ z]^T$$

Le vecteur d'entrée :

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

À partir des équations dynamiques (II.31) on obtient la représentation dans l'espace d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, U) \\ Y = h(X) \end{cases} \tag{II.35}$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \\ \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \\ \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{y} \\ \ddot{y} \\ \dot{z} \\ \ddot{z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \\ \dot{x}_7 \\ \dot{x}_8 \\ \dot{x}_9 \\ \dot{x}_{10} \\ \dot{x}_{11} \\ \dot{x}_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2 \\ a_1 x_4 x_6 + a_2 x_2^2 + a_3 \Omega_r x_4 + b_1 u_2 \\ x_4 \\ a_4 x_2 x_6 + a_2 x_4^2 + a_6 \Omega_r x_2 + b_2 u_3 \\ x_6 \\ a_7 x_2 x_4 + a_8 x_6^2 + b_3 u_4 \\ x_8 \\ a_9 x_8 + \frac{u_x}{m} u_1 \\ x_{10} \\ a_{10} x_{10} + \frac{u_y}{m} u_1 \\ x_{12} \\ a_{11} x_{12} - g + \frac{\cos x_1 \cos x_3}{m} u_1 \end{pmatrix} \tag{II.36}$$

$$a_1 = \frac{(I_y - I_z)}{I_x}, a_2 = -\frac{K_{fax}}{I_x}, a_3 = -\frac{J_r}{I_x}, a_4 = \frac{(I_z - I_x)}{I_y}, a_5 = -\frac{K_{fay}}{I_y}, a_6 = -\frac{J_r}{I_y},$$

$$a_7 = \frac{(I_x - I_y)}{I_z}, a_8 = -\frac{K_{faz}}{I_z}, a_9 = -\frac{K_{ftx}}{m}, a_{10} = -\frac{K_{fty}}{m}, a_{11} = -\frac{K_{ftz}}{m},$$

$$b_1 = \frac{d}{I_x}, b_2 = \frac{d}{I_y}, b_3 = \frac{1}{I_z}$$

II.4. Les valeurs des paramètres du quadrirotor

Paramètre	Valeur	unité	Paramètre	Valeur	unité
m	0,486	kg	Kfay	$5,5670 \times 10^{-4}$	N/rad/s
g	9,806	m/s ²	Kfaz	$6,3540 \times 10^{-4}$	N/rad/s
d	0,25	m	Kftx	$5,5670 \times 10^{-4}$	N/m/s
K _p	$2,9842 \times 10^{-5}$	N/rad/s	Kfty	$5,5670 \times 10^{-4}$	N/m/s
k _d	$3,2320 \times 10^{-7}$	N.m/rad/s	Kftz	$6,3540 \times 10^{-4}$	N/m/s
J _r	$2,8385 \times 10^{-5}$	kg.m ²	r	0,67	Ω
I _x	$3,8278 \times 10^{-3}$	kg.m ²	km	$4,3 \times 10^{-3}$	/
I _y	$3,8288 \times 10^{-3}$	kg.m ²	Ke	0.0216	/
I _z	$7,6566 \times 10^{-3}$	kg.m ²	Kr	3.4629×10^{-7}	/
Kfax	$5,5670 \times 10^{-4}$	N/rad/s	C _s	5.386×10^{-3}	/

Tableau II.1. Paramètres du modèle du quadrirotor utilisé. [36]

II.5. Conclusion

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

L'utilisation du formalisme de Newton-Euler nous a permis d'établir le modèle dynamique du quadrirotor. à partir du modèle obtenu, nous concluons que le quadrirotor est un système sous actionné. De plus, la complexité du modèle, le non linéarité, et l'interaction entre les états du système, peuvent se voir clairement.

Chapitre III

Commande par mode de glissement

III.1. Introduction

L'objectif principal de ce chapitre est la synthèse de lois de commande stabilisantes robustes en termes d'orientation du quadricoptère. La difficulté de son contrôle est due principalement à sa dynamique complexe, non linéaire, multi variable et surtout de son sous actionnement.

Les modes glissants pour les systèmes non linéaires ont été largement étudiés et développés depuis leur introduction. L'objectif de la méthode est, à l'aide d'une commande discontinue, de contraindre le système à évoluer et rester, en temps fini, sur une surface ou le comportement résultant correspond aux dynamiques souhaitées.

La loi de commande par modes glissants est de conception relativement simple et présente des qualités de robustesse vis-à-vis d'une certaine classe de perturbations. Cependant, il existe quelques problèmes comme le phénomène de réticence et la brutalité de la commande discontinue. Ces inconvénients peuvent être vraiment néfastes pour le moteur en provoquant un échauffement important dans les enroulements. Pour palier à ce défaut on peut remplacer les fonctions "signe" par des fonctions "tanh" plus lisses ou utiliser des commandes par modes glissants d'ordre supérieur au degré relatif du système par rapport à la variable de glissement choisie.

III.2. La commande par mode de glissement

La théorie des systèmes à structure variable (SSV) et les modes glissants associés a fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années [37-38], aussi bien par les chercheurs soviétiques, que par les chercheurs des autres pays. La discussion qui a eu lieu en 1960 entre

Neimark et Philipov a été concluante dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissants a été posé.

La technique de commande par mode de glissement consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [39].

Les systèmes de contrôle à structure variable (VSC) (ou par mode de glissement (SMC)) sont des systèmes de commande non linéaires discontinus où la structure du contrôleur varie entre deux structures, la commutation d'une valeur à l'autre se fait suivant le signe d'un hyperplan de l'espace d'état du système de façon à forcer le point représentatif de son mouvement à rester sur cet

hyperplan d'où le nom de régime glissant idéal, ceci dans le but d'obtenir une meilleure stabilité et précision que celles obtenues généralement avec les régulateurs classiques.

III.2.1. Principe de la commande par mode de glissement

L'idée de base de la commande par régime glissant est premièrement d'attirer les états du système dans une région convenablement sélectionnée, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties [40] [41] [42] :

$$u = u_{eq} + u_{gliss} \quad (\text{III. 1})$$

u_{eq} : La commande équivalente ou nominale est déterminée par le modèle du système, dans ce cas il s'agit d'un modèle en immersion linéaire ou non linéaire. Cette partie est conçue avec la méthode de la commande équivalente, dont le principe est basé sur la détermination du comportement du système lorsqu'il est sur la surface de glissement s .

u_{gliss} : Le glissement est utile pour compenser les incertitudes du modèle. Il est constitué de la fonction signe « signe » de la surface de glissement s , multipliée par une constante

k_{gliss} : La surface de glissement est définie dans l'espace d'état des erreurs afin de garantir la convergence des états.

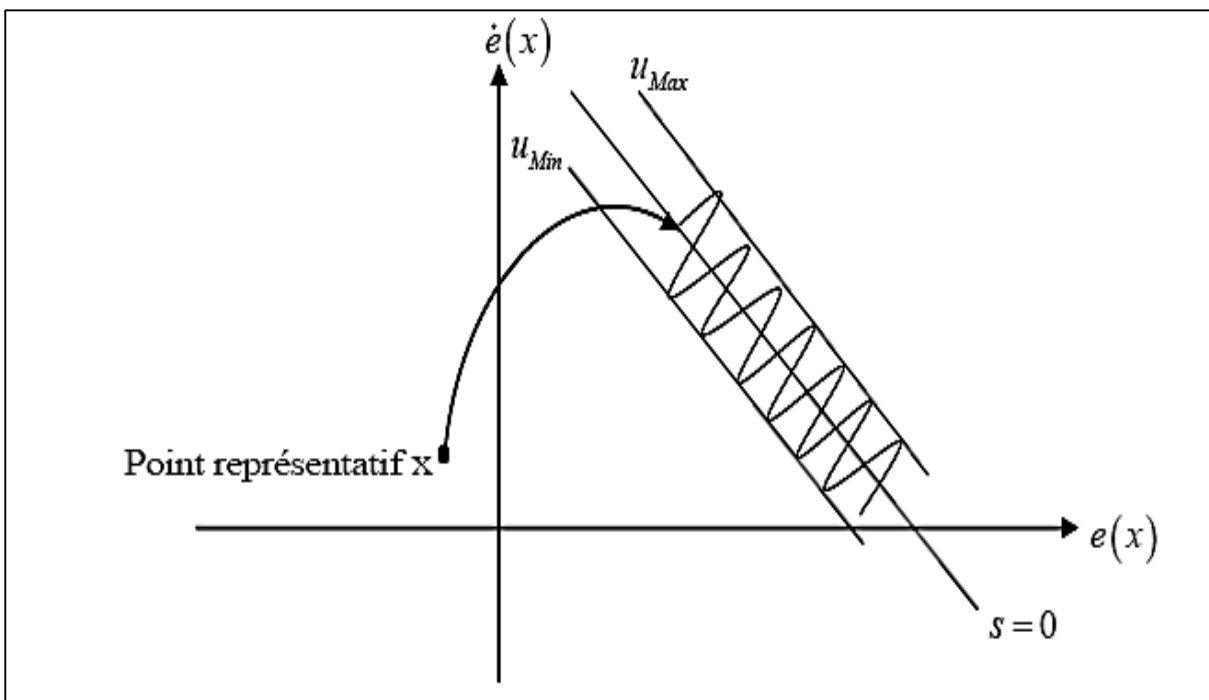


Figure III.1. Mode de glissement.

III.2.2. Notions de base de la commande mode de glissement

Soit le système donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.2})$$

$x = (x_1, \dots, x_2)^T \in X$ une variété différentiable, u représente la commande du système, f et g sont des champs de vecteur, définis sur X .

III.2.2.1. Surface de glissement

Pour des raisons de stabilisation et de définition d'une dynamique désirée du système dans le mode de glissement, la surface de glissement $s(x)$ peut être choisie en générale comme, étant un hyperplan passant par l'origine de l'espace.

La surface s est donnée par :

$$s_i = \left[\frac{d}{dt} + \lambda_i \right]^{r-1} e_i \quad (\text{III.3})$$

avec :

$$e_i = x_i - x_{di} \quad (\text{III.4})$$

λ_i : le paramètre de la surface de glissement.

x_i : l'état du système.

x_{di} : l'état désiré.

r : degré relatif.

III.2.2.2. Régime glissant idéal

Ce régime correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, d'où le point représentatif du mouvement du système glisse parfaitement sur l'hyperplan de commutation ($s(x) = 0$).

III.2.2.3. Régime glissant réel

La trajectoire d'état dans ce régime reste autour de l'hyperplan de glissement ($s(x) = 0$) jusqu'à au point d'équilibre.

III.2.2.4. Condition d'existence et d'unicité du régime glissant

Un régime glissant existe sur une surface de glissement si et seulement si, dans un voisinage de la surface de glissement toutes les trajectoires du système sont dirigées vers elle.

En d'autres termes :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s}(x) > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s}(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

III.2.3. Méthodes de synthèse classiques de la commande SMC

Dans ce qui suit nous allons présenter deux expressions équivalentes pour la détermination de l'état $x(t)$, qui est la solution du système en mode de glissement.

La commande u est construite de façon à ce que les trajectoires du système soient amenées vers la surface de glissement et soient ensuite maintenues dans un voisinage de celle-ci.

u est une loi de commande à structure variable définie comme suit :

$$\begin{cases} u^+(x) & \text{si } (t, x) > 0 \\ u^-(x) & \text{si } (t, x) < 0 \end{cases} \quad u^+ \neq u^- \quad (\text{III.6})$$

u^+ et u^- étant des fonctions continues. Il est à noter que le caractère discontinu de la loi de commande qui permet d'obtenir une convergence en temps fini sur la surface ainsi que des propriétés de robustesse vis-à-vis de certaines perturbations.

III.2.3.1. Méthode de Philipov

L'approche de Philipov est l'une des premières approches. Cette méthode est basée sur les résultats des travaux effectués par ce chercheur sur les équations différentielles à second membre discontinu.

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.7})$$

Avec la stratégie de commande suivante :

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{si } (t, x) > 0 \\ u^-(x) & \text{si } (t, x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

On peut montrer à partir des travaux de Philipov que les trajectoires d'états (III.7), et (III.8)

à $(s(x) = 0)$ sont les solutions de l'équation :

$$\dot{x} = \alpha f^+ + (1 - \alpha) f^- = f^0, \text{ avec } 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (\text{III.9})$$

ou, $f^+ = f(x) + g(x)u^+$, $f^- = f(x) + g(x)u^-$ et f^0 est le vecteur de vitesse résultant de la trajectoire d'état et qui est tangentiel à la surface de glissement, il est obtenu par la moyenne géométrique comme le montre la figure suivante :

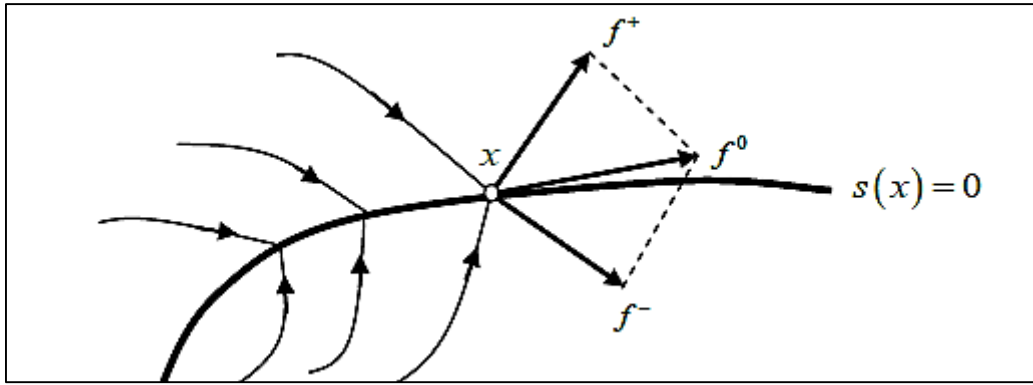


Figure. III. 2: Illustration de la résolution de Philipov

En mode de glissement : $s(x) = 0$,

En dérivant $s(x) = 0$ par rapport au temps, on aura :

$$\frac{ds(x)}{dt} = \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T f^0 + \frac{\partial s}{\partial t} \leq \nabla s, f^0 > + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.10})$$

d'où :

$$\alpha = \frac{\langle \nabla s, f^- \rangle + \frac{\partial s}{\partial t}}{\langle \nabla s, f^- - f^+ \rangle} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

∇s : est le gradient de s .

\langle, \rangle : est le produit scalaire.

En utilisant l'expression de α dans (III.11), l'équation caractérisant la trajectoire d'état du système en régime glissant est comme suit :

$$\frac{dx}{dt} = \left[\frac{\langle \nabla s, f^- \rangle + \frac{\partial s}{\partial t}}{\langle \nabla s, f^- - f^+ \rangle} \right] f^+ - \left[\frac{\langle \nabla s, f^+ \rangle + \frac{\partial s}{\partial t}}{\langle \nabla s, f^- - f^+ \rangle} \right] f^- = f^0 \quad (\text{III.12})$$

La méthode de Philipov est l'une des possibilités permettant la détermination de la trajectoire d'état en mode de glissement, une autre méthode, appelée méthode de la commande équivalente, a été proposée par Utkin.

III.2.3.2. Méthode d'Utkin (méthode de la commande équivalente)

La méthode de la commande équivalente est un moyen pour déterminer le mouvement sur la surface de glissement.

Soit le système donné par :

$$\dot{x}(t) = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.13})$$

En régime de glissement

$$s(x) = 0$$

et

$$\dot{s} = \frac{ds}{dt} = \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T \frac{dx}{dt} + \frac{\partial s}{\partial t} = \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T (f(x) + g(x)u_{eq}) + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.14})$$

Où u_{eq} est la commande équivalente elle est donc définie par l'équation suivante :

$$u_{eq} = - \left(\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T g(x) \right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T f(x) + \frac{\partial s}{\partial t} \right) \quad (\text{III.15})$$

avec la condition :

$$\left(\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T g(x) \right) \neq 0$$

En remplaçant l'expression de u_{eq} dans (III.13), on obtient la trajectoire d'état en mode de glissement.

$$\frac{dx}{dt} = f(x) - g(x) \left(\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T g(x) \right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T f(x) + \frac{\partial s}{\partial t} \right) \quad (\text{III.16})$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la grandeur de commande discontinue lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} et comme il est représenté sur la figure (III.4)

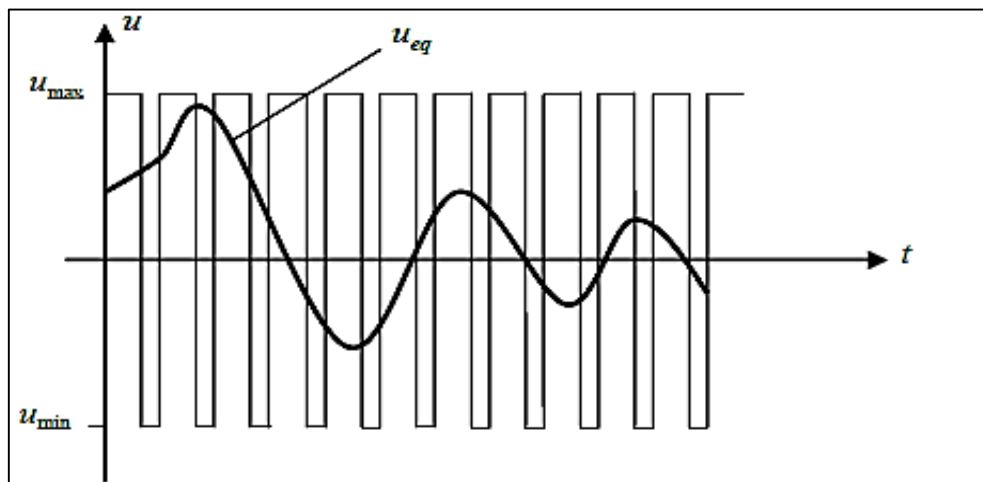


Figure. III. 3. Commande équivalente.

III.2.4. La réticence dans le mode de glissement (chattering)

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

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

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

Plusieurs techniques ont alors été proposées pour réduire ou éliminer ce phénomène. Parmi ces techniques on présente la technique de :

- **La proposition de « tanh » :**

Dans celle-ci, la fonction signe est remplacée par une fonction de lissage appelée « *tanh* ».

Dans ce cas la commande devient :

$$u_n = -k \tanh(s) \quad (\text{III.19})$$

avec:

$$\tanh(s) = \begin{cases} \frac{s}{\varepsilon} & \text{si } |s| \leq \Phi \\ \text{sign}(s) & \text{si } |s| > \Phi \end{cases} \quad \text{avec } \varepsilon > 0 \quad (\text{III.20})$$

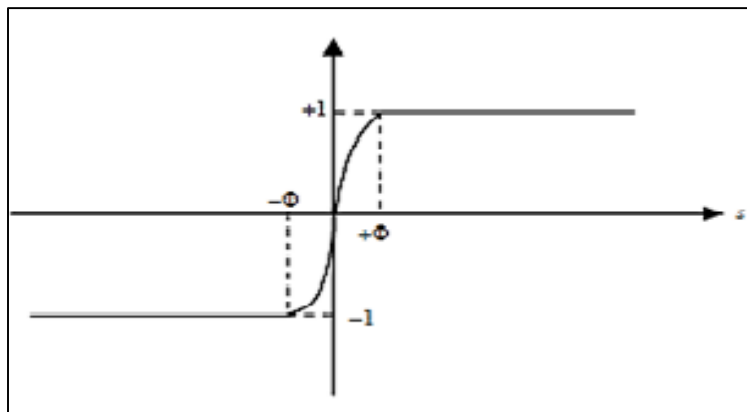


Figure. III. 4. Fonction de saturation « *tanh* ».

III.2.5. Structures de contrôle par mode de glissement

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

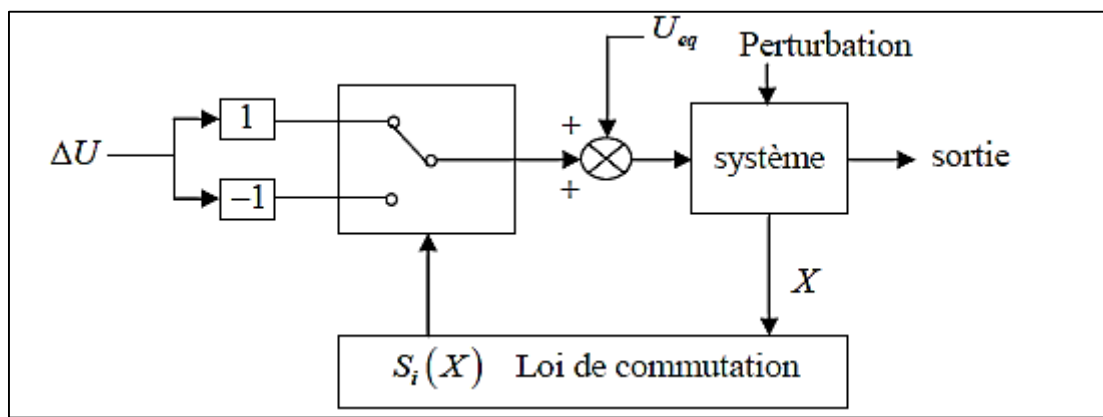


Figure III. 5 Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Dans ce qui suit, nous proposons un contrôleur classique à base des modes glissants, la synthèse de ce dernier est élaborée en deux étapes, la première consiste en le choix des surfaces de glissement (S) fonctions des erreurs de poursuite, tandis que la deuxième consiste en la synthèse des lois de commande stabilisantes à partir des fonctions de Lyapunov choisies et qui peuvent assurer la condition nécessaire de glissement à savoir $\dot{s}s < 0$.

III.3. Synthèse de la commande par mode de glissement

III.3.1. Démonstration

Soit le sous-système suivant pour la commande de l'angle de roulis, les lois de commande synthétisées sont comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = a_1 x_4 x_6 + a_2 x_2^2 + a_3 \bar{\Omega}_r x_4 + b_1 u_2 \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Pour le sous-système (III.21), le degré relatif est $r_1 = 2$, pour cela nous choisissons la surface de glissement comme suit :

$$s_\phi = \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1 \quad (\text{III.22})$$

tel que $\lambda_1 > 0$, et $e_1 = \phi_d - \phi$

On prend la surface s_ϕ et on montre les étapes de calcul de la commande pour la variable ϕ , la fonction de Lyapunov candidate est comme suit :

$$V(s_\phi) = \frac{1}{2} s_\phi^2 \quad (\text{III.23})$$

$$s_\phi = x_2 - \dot{x}_{1d} + \lambda_1 e_1 \quad (\text{III.24})$$

$$\dot{s}_\phi = \dot{x}_2 - \ddot{x}_{1d} + \lambda_1 \dot{e}_1 \quad (\text{III.25})$$

Pour garantir la stabilité au sens de Lyapunov, il faut avoir $\dot{V}(s_\phi) < 0$, ce qui mène à $s_\phi \dot{s}_\phi < 0$ qui est la condition nécessaire de glissement. On choisit :

$$\dot{s}_\phi = -k_1 \text{sign}(s_\phi) \quad (\text{III.26})$$

$$\dot{s}_\phi = \dot{x}_2 - \ddot{x}_{1d} + \lambda_1 \dot{e}_1 \quad (\text{III.27})$$

Donc

$$\dot{s}_\phi = -k_1 \text{sign}(s_\phi) = \dot{x}_2 - \ddot{x}_{1d} + \lambda_1 \dot{e}_1 = a_1 x_4 x_6 + a_2 x_2^2 + a_3 \bar{\Omega}_r x_4 + b_1 u_2 - \ddot{x}_{1d} + \lambda_1 \dot{e}_1 \quad (\text{III.28})$$

Il en résulte

$$u_2 = -\frac{1}{b_1} \left(a_1 x_4 x_6 + a_2 x_2^2 + a_3 \bar{\Omega}_r x_4 - \ddot{\phi}_d + \lambda_1 \dot{e}_2 + k_1 \text{sign}(s_\phi) \right) \quad (\text{III.29})$$

On sait que $u_2 = u_{2eq} + u_{2gliss}$ donc :

$$\begin{cases} u_{2gliss} = -\frac{k_1}{b_1} \text{sign}(s_\phi) \\ u_{2eq} = -\frac{1}{b_1} [a_1 x_4 x_6 + a_2 x_2^2 + a_3 x_4 \bar{\Omega}_r - \ddot{\phi}_d + \lambda_1 \dot{e}_2] \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

De même façon on calcule les autres commandes :

$$\begin{cases} u_1 = \frac{m}{\cos \phi \cos \theta} (k_6 \text{sign}(S_z) - a_{11} x_{12} + g + \ddot{z}_d + \lambda_6 e_{12}) \\ u_2 = \frac{1}{b_1} (k_1 \text{sign}(S_\phi) - a_1 x_4 x_6 - a_2 x_2^2 - a_3 \bar{\Omega}_r x_4 + \ddot{\phi}_d + \lambda_1 e_2) \\ u_3 = \frac{1}{b_2} (k_2 \text{sign}(S_\theta) - a_4 x_2 x_6 - a_5 x_4 - a_6 \bar{\Omega}_r x_2 + \ddot{\theta}_d + \lambda_2 e_4) \\ u_4 = \frac{1}{b_3} (k_3 \text{sign}(S_\psi) - a_7 x_2 x_4 - a_8 x_6 + \ddot{\psi}_d + \lambda_3 e_6) \\ u_x = \frac{1}{u_1} (k_4 \text{sign}(S_x) - a_9 x_8 + \ddot{x}_d + \lambda_4 e_8) \\ u_y = \frac{1}{u_1} (k_5 \text{sign}(S_y) - a_{10} x_{10} + \ddot{y}_d + \lambda_5 e_{10}) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Choisissons les surfaces de glissements données par :

$$\begin{cases} s_\phi = e_2 + \lambda_1 e_1 \\ s_\theta = e_4 + \lambda_2 e_3 \\ s_\psi = e_6 + \lambda_3 e_5 \\ s_x = e_8 + \lambda_4 e_7 \\ s_y = e_{10} + \lambda_5 e_9 \\ s_z = e_{12} + \lambda_6 e_{11} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

III.3.2. Les paramètres de commande par mode glissant :

Paramètre	Valeur désirée	Paramètre	Valeur désirée
ϕ	2°	x	1 m
θ	2°	y	2 m
ψ	1°	z	2 m

λ_i		k_i	
λ_1	100	k_1	1000
λ_2	100	k_2	10000
λ_3	1000	k_3	800
λ_4	10	k_4	50
λ_5	10	k_5	50
λ_6	10	k_6	50

Tableau III.1. Paramètres de simulation.

III.3.3. Les résultats de simulation

Dans cette section, on va présenter les résultats de simulation issus de l'application de la structure de commande mode de glissement :

III.3.3.1. Stabilisation (sans bruit)

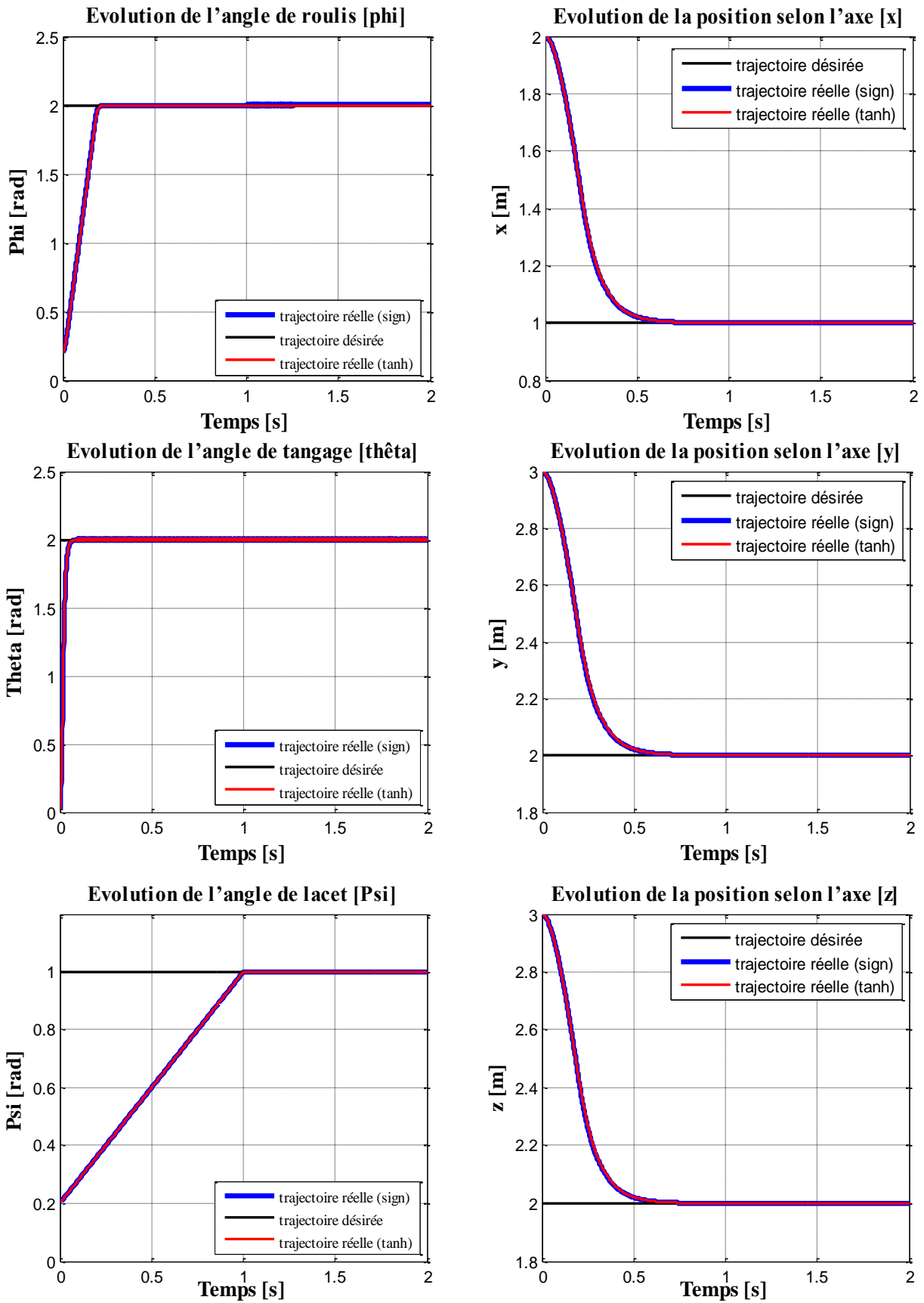


Figure .III. 6. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon($\varphi, \theta, \psi, x, y, z$).

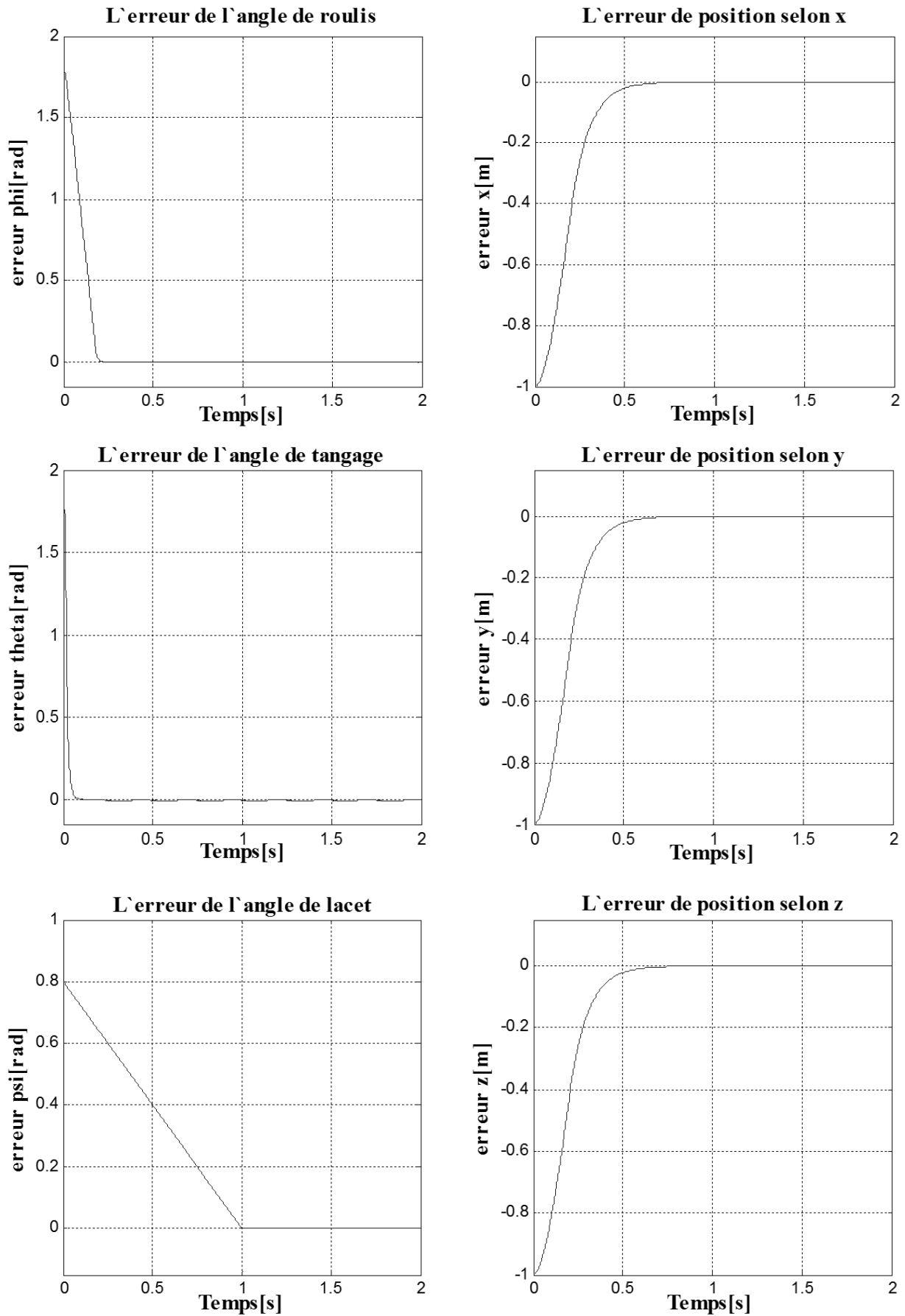


Figure .III. 7. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et les angles (φ, θ, ψ) .

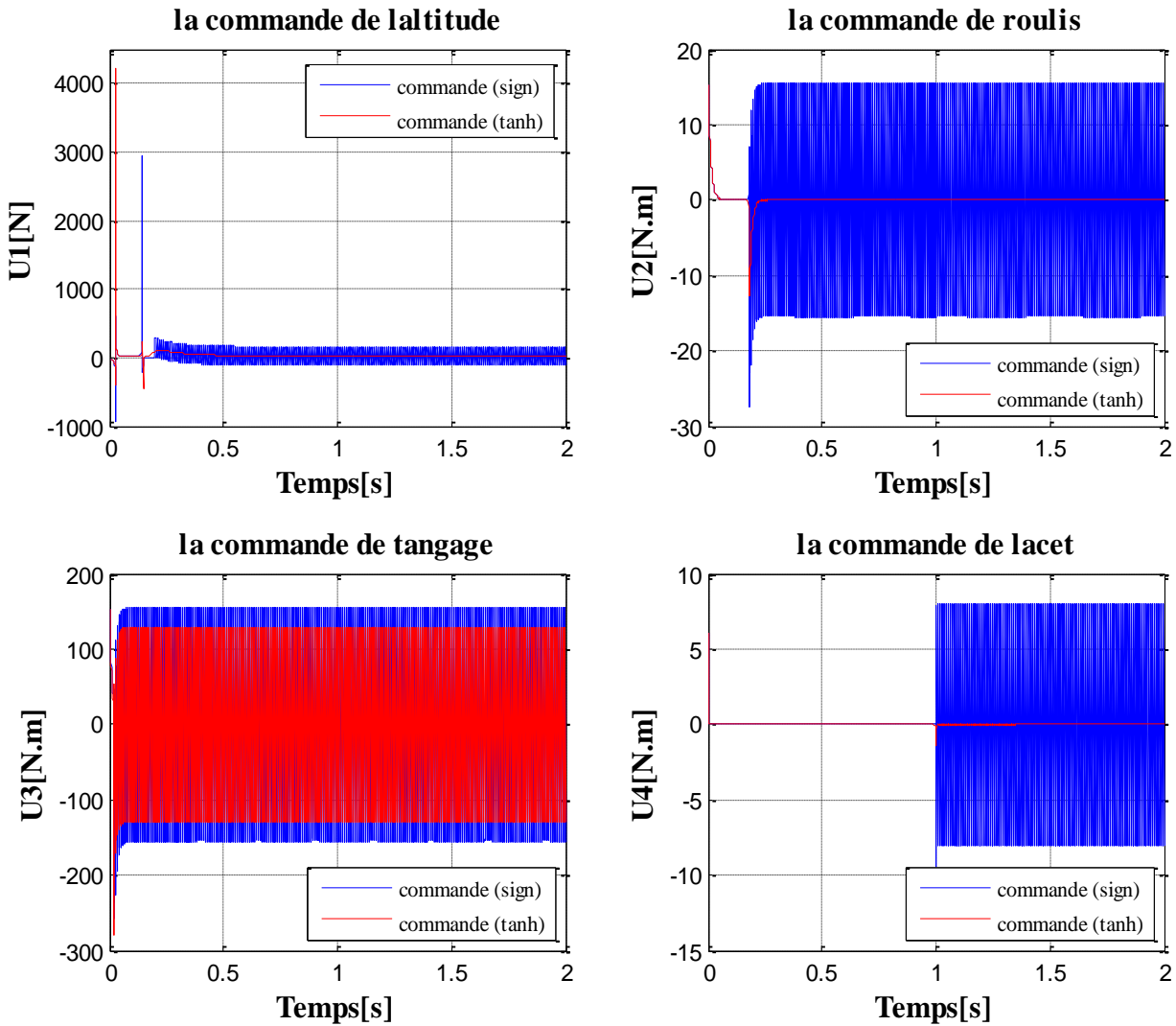


Figure .III. 8. Les commandes(u_1, u_2, u_3, u_4).

III.3.3.2. Commentaires sur les résultats

Les figures ci-dessus montrent que la commande par mode glissant est satisfaite pour la stabilisation d'attitude du quadrirotor au n'importe quel point désiré et au même temps elle présente un temps de réponse très faible. Par contre, cette méthode consomme beaucoup d'énergie dans la commande à cause de l'effet de chattering. (Broutement)

Dans la poursuite de trajectoire, la commande par mode glissant assure la poursuite de la trajectoire parfaitement. On voit bien aussi que le phénomène de broutement est réduit on remplace la fonction « signe » par la fonction de saturation « tanh »

III.3.4. Étude de la robustesse

Nous nous intéressants dans cette partie, au test de la robustesse de la commande par mode de glissement développée où nous allons imposer une perturbation dans la sortie de système

III.3.4.1. Stabilisation (avec bruit)

Si on applique une force perturbatrice a l'instant $t=1s$ suivant (x,y,z) on obtient les figures suivantes:

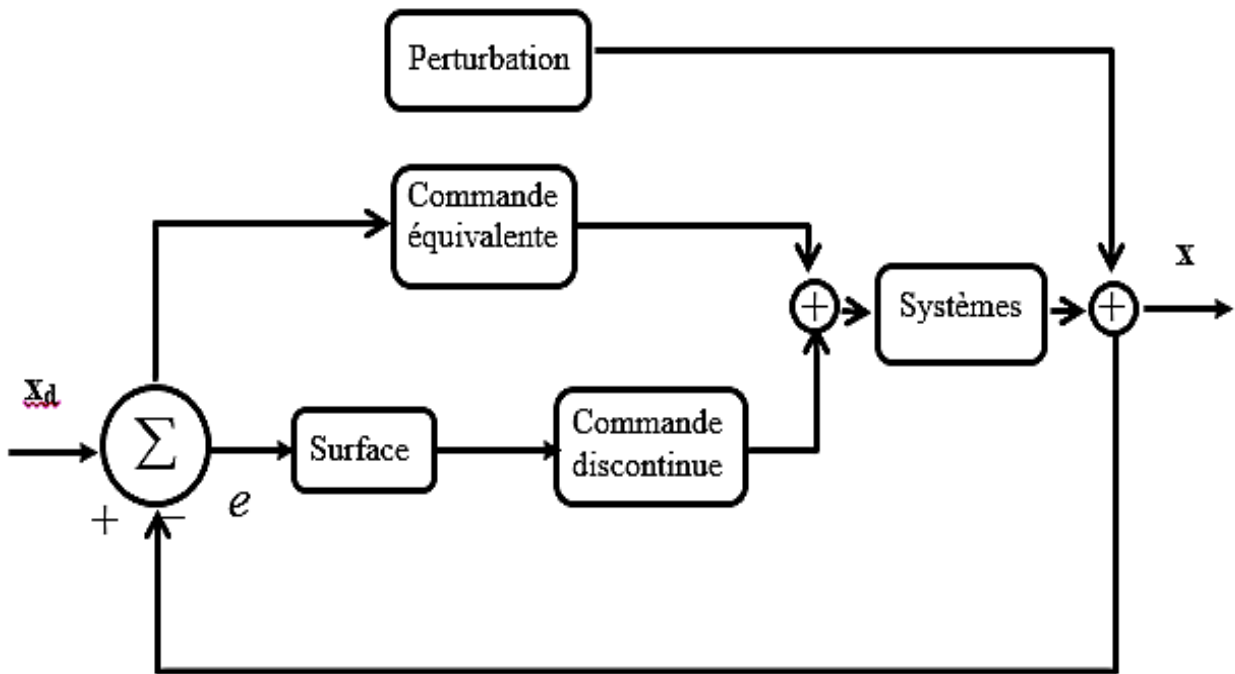


Figure III.9. Schéma global de la commande en présence de perturbation.

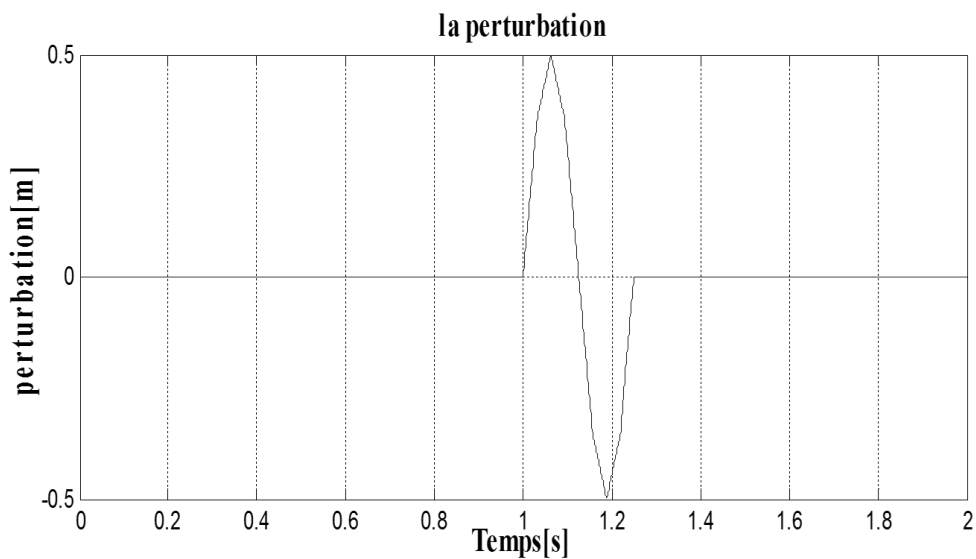


Figure III.10. La perturbation.

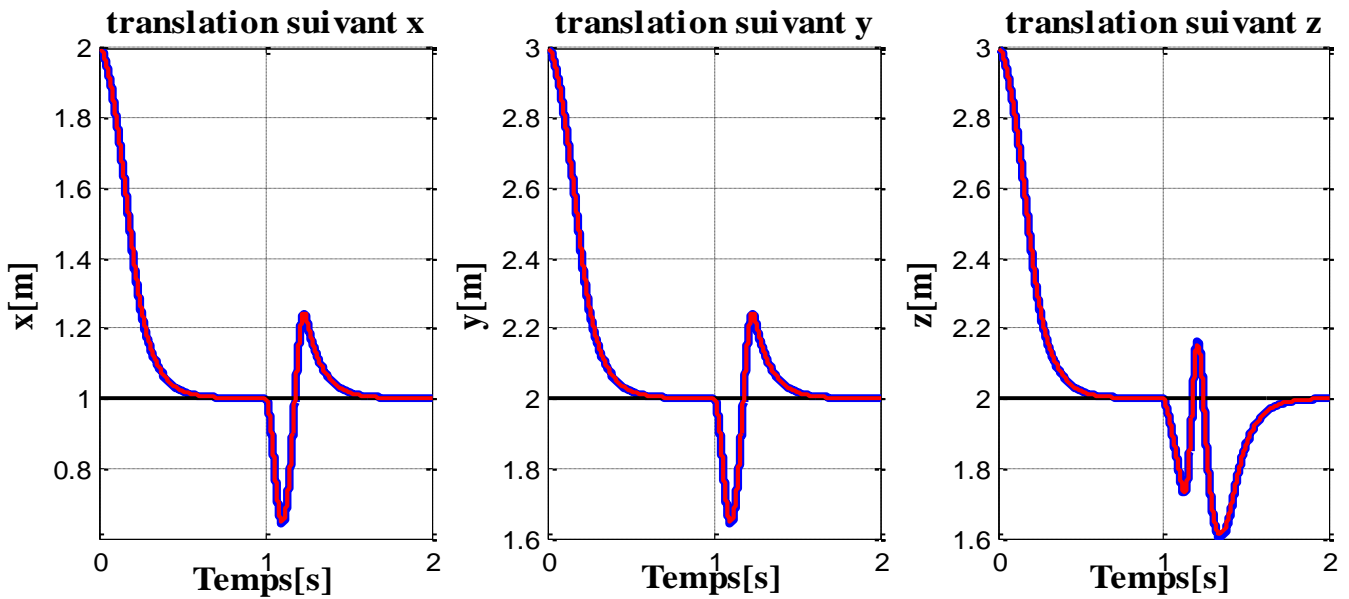


Figure III.11. L'influence de la perturbation selon (x,y,z) .

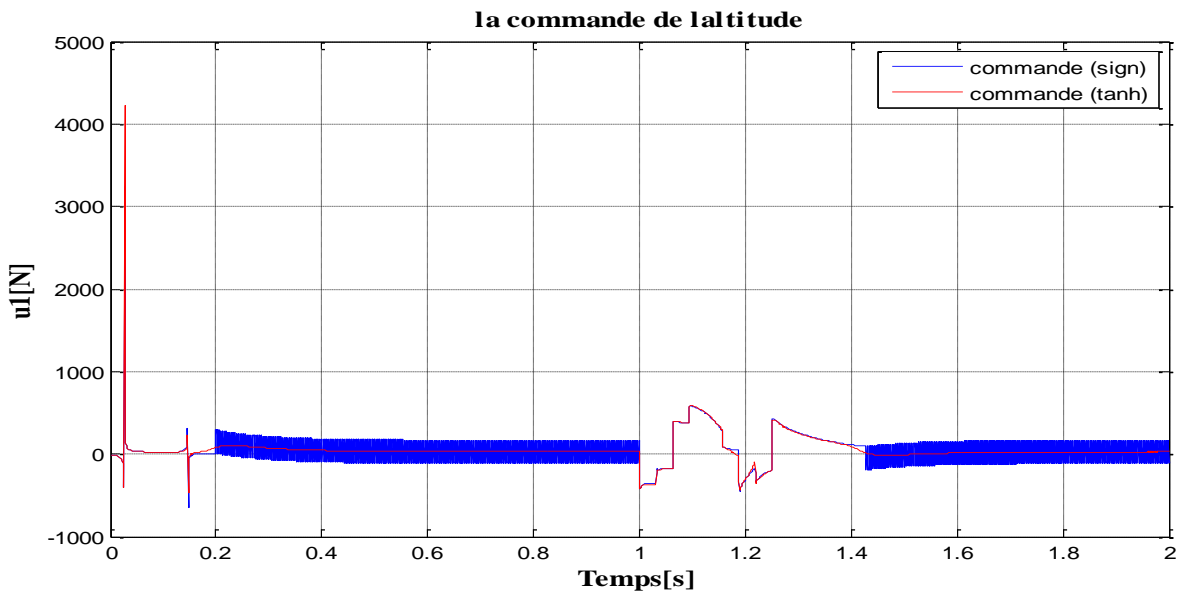


Figure III.12. L'influence de la perturbation selon la commande de (x,y,z) .

III.3.4.2. Commentaires sur les résultats

Pour tester la robustesse des lois de commande proposées, nous avons appliqué le bruit sur la sortie du système. On remarque que le système rejette les perturbations de façon acceptable.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par mode glissant nous avons abordé la méthode de synthèse d'une loi de commande par mode glissant en utilisant des surfaces de glissement, nous avons utilisé la fonction signe, nous avons obtenu des meilleurs résultats, mais il y a des chattering alors nous avons utilisé la fonction tanh pour éliminer ce dernier. Nous avons testé

par la suite la robustesse de cette commande devant les perturbations, la commande par mode glissant montre une bonne robustesse devant ces phénomènes.

Pour améliorer d'avantage le comportement de notre drone nous allons introduire une nouvelle commande hybride, il s'agit de la commande par mode glissant flou qui nous allons détailler dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande hybride glissement-floue

IV.1. Introduction

La raison pour la laquelle le langage s'exprime en terme flous, n'est que la pensée humain est floue, mais que le monde est flou, étant donné que les hommes font partie de la nature, il participe également au flou du monde naturel.

La logique est les systèmes classique ne concordent pas toujours avec la logique du raisonnement humain, qui souvent une logique basée sur des propositions imprécises, en effet des notions approximative et plutôt qualitatives que quantitatives comme <<grand>>, <<fort>>... etc. rentre difficilement dans une telle catégorie de logique (logique de propositions, logique de prédicats), d'où en vent travailler sur des notions imprécises.

IV.2. La théorie de la logique floue

La logique floue vise à modéliser les model imprécis du raisonnement qui jouent un rôle très important dans la capacité humain de prendre des décisions rationnelles dans un environnement incertain et imprécis.

L'avantage d'un tel système flou est que seules les connaissances du comportement de procédé à commander sont suffisantes pour la synthèse de la loi de commande, et elles soulèvent un large intérêt tant théorique que pratique.

La logique flou permis de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation symbolique ce qui a permis des développements industriels spectaculaire a' partie d'algorithme très simple de traduction de connaissances symbolique en entité numérique et inversement .les ensemble flou ont également eu un impact sur les techniques de classification automatique et ont contribué à un certain renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision.

IV.3. Théorie des sous-ensembles flous

La logique floue s'appuie sur la théorie des sous-ensembles flous. La notion de sous-ensemble flou (SEF) est essentiellement fondée sur l'hypothèse que la relation 'l est un élément de' n'est pas seulement vraie ou fausse, mais que son ensemble de valeurs est un intervalle réel $[0,1]$.

Elle permet ainsi d'intégrer et de traiter le caractère approximatif ou vague de la connaissance humaine en utilisant des catégories aux limites mal définies comme celui de 'grande vitesse' ou 'petite taille', des situations intermédiaires entre le vrai et le faux et d'introduire un passage progressif d'une propriété à une autre. ce qui autorise à des éléments de n'appartenir complètement ni à un ensemble ni à l'autre, ou encore à appartenir partiellement à chacun.

Soit X , un ensemble dénombrable ou non. Un sous-ensemble flou A de X est caractérisé par sa fonction d'appartenance μ_A , telle que :

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

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

Où $\mu_A(x)$ représente le degré d'appartenance de x à l'ensemble flou A .

IV.4. Concepts fondamentaux

IV.4.1. Fonctions d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa « fonction d'appartenance », qui correspond à la notion de « fonction caractéristique » en logique classique.

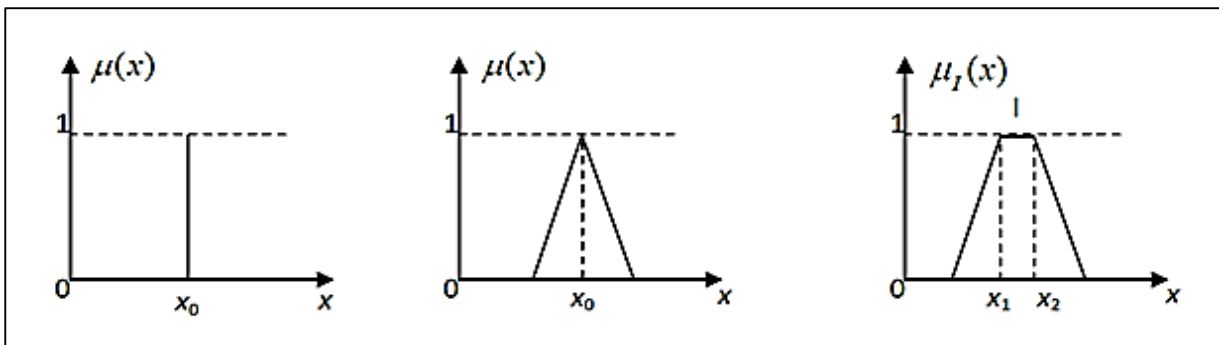


Figure IV.1. Exemple de fonction d'appartenance.

IV.4.2. Univers de discours

Un univers de discours continu est un sous ensemble de \mathbb{R} qui décrit dans le cas général le domaine d'une variation d'une variable donnée.

Soit X la variable linguistique qui désigne la température de l'eau, on peut la décrire par un certain nombre de mots par exemple : tiède, chaude, froide, chaque terme est modéliser par un ensemble flou .l'univers de discours est défini comme le domaine de variation de la variable linguistique.

IV.4.3. Les ensembles flous

La théorie des ensembles flous permet de traiter des domaines non exacts, incertains et mal quantifiés, contrairement à la théorie des ensembles classiques, notant que les incertitudes d'un système flou sont représentées par les ensembles flous.

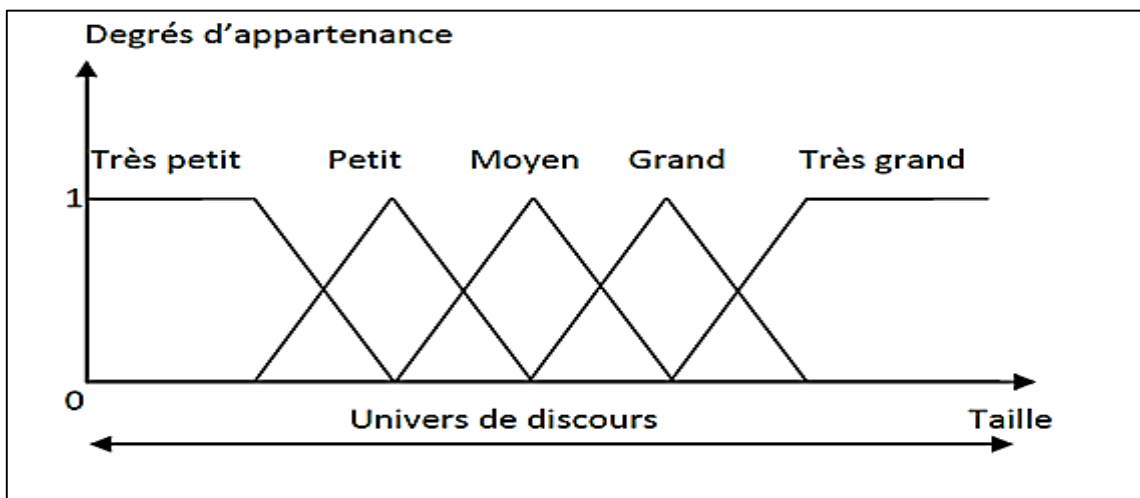
Dans la théorie classique des ensembles, un objet peut appartenir ou n'appartient pas à un ensemble alors qu'en logique floue, un objet peut appartenir à un ensemble et en même temps à son complément.

Tout élément x d'un référentiel (univers de discours) U est muni d'un degré d'appartenance à un ensemble flou A , noté $\mu_A(x)$ qui décrit le « degré avec lequel l'élément x appartient à A », et qui prend ses valeurs dans l'intervalle $[0,1]$ au lieu du doublet $\{0,1\}$.

IV.4.4. Variable linguistique

Une variable linguistique peut être définie comme l'association d'une variable classique et de plusieurs sous-ensembles flous caractérisant les valeurs possibles de celle-ci. Le concept de variable linguistique fournit une signification pour une caractérisation approximative des phénomènes mal définis.

La valeur d'une variable linguistique est un mot ou une phrase du langage naturel lorsque ces termes sont imprécis. Ils sont qualifiés de flous et variables à laquelle sont associés une variable linguistique floue.



8/6 Figure IV.2. Représentation de variable linguistique.

IV.5. Caractéristiques d'un sous-ensemble flou

Pour montrer dans quelle mesure un sous-ensemble flou A d'un référentiel X diffère d'un sous-ensemble classique, nous définissons les caractéristiques suivantes :

IV.5.1. Support d'un sous-ensemble flou

Le support d'un sous-ensemble flou A est caractérisé par l'ensemble des éléments de X , qui sont à des degrés divers dans A , et que l'on note par $\text{Supp}(A)$ défini par:

$$Supp(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (IV.1)$$

IV.5.2. Noyau d'un sous-ensemble flou

Le noyau d'un sous-ensemble flou A est caractérisé par l'ensemble des éléments de X qui sont réellement dans A, et que l'on note par N(A) défini par

$$N(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (IV.2)$$

IV.5.3. Hauteur d'un sous-ensemble flou

La hauteur H d'un sous-ensemble flou A est définie à l'aide de l'opérateur Supremum, telle que :

$$H(A) = \sup_{x \in X} \mu_A(x) \quad (IV.3)$$

IV.6. Opérations sur les sous-ensembles flous

La théorie mathématique sur les sous ensemble flou définir de nombreuses opération sur ces sous ensemble et sur les fonctions d'appartenances qui rendent ces notion utilisables. Les opérations possible sont les même que celle de la théorie ensemble classique, ces opération sont :

IV.6.1. Égalité

Soient A_i et A_j deux éléments de l'ensemble $F(x)$. $F(x)$ est l'ensemble de tous les sous-ensembles flous de X.

$$A_i = A_j \Leftrightarrow \forall x \in X, \mu_{A_i}(x) = \mu_{A_j}(x) \quad (IV.4)$$

IV.6.2. Inclusion

Soient A_i et A_j deux éléments de l'ensemble $F(X)$.

$$A_i \subset A_j \Leftrightarrow \forall x \in X, \mu_{A_i}(x) \leq \mu_{A_j}(x) \quad (IV.5)$$

IV.6.3. Intersection

Soient A_i et A_j deux éléments de l'ensemble $F(x)$. L'intersection de A_i avec A_j définit un nouveau sous-ensemble flou A_k , ayant pour fonction d'appartenance μ_{A_k} définie par :

$$\mu_{A_k}(x) = \min(\mu_{A_i}(x), \mu_{A_j}(x)), \forall x \in X \quad (IV.6)$$

IV.6.4. Union

Soient A_i et A_j deux éléments de l'ensemble $F(x)$. L'union de A_i avec A_j définit un nouveau sous-ensemble flou A_k , ayant pour fonction d'appartenance μ_A , définie par:

$$\mu_{A_k}(x) = \max(\mu_{A_i}(x), \mu_{A_j}(x)), \forall x \in X \quad (\text{IV.7})$$

IV.6.5. Complémentarité

Soit A_i un élément de l'ensemble $F(x)$. Le complémentaire A_i de A_i a pour fonction d'appartenance μ_{A_k} telle que :

$$\mu_{A_i}^-(x) = 1 - \mu_{A_i}(x), \forall x \in X \quad (\text{IV.8})$$

IV.7. Raisonement en logique floue

La représentation des connaissances fondée sur la théorie des sous-ensembles flous conduit à un traitement souple des connaissances, elle évite la rigidité des règles et autorise le traitement de certaines incomplétudes.

Les Systèmes d'Inférences Floues (SIF) sont utilisés aujourd'hui dans de nombreux domaines. On peut citer notamment le domaine du contrôle-commande où le recours aux SIF permet de s'abstraire d'une modélisation mathématique qui n'est pas toujours facile à réaliser.

Associés aux concepts fondamentaux du raisonnement flou. Nous allons voir que les SIF constituent une approche très intéressante pour aborder la commande de systèmes complexes, en offrant notamment la possibilité de construire une commande "transparente", c'est à dire explicite et donc interprétable.

IV.8. Règles floues

On définit une règle floue comme une proposition floue correspondant à la mise en relation de deux propositions floues par une implication.

Une proposition floue est dite élémentaire, si elle n'est constituée que d'un prédicat de la forme "x est A". La composition de deux ou plusieurs variables linguistiques constitue une proposition floue.

L'expression linguistique générale d'une règle floue peut être formalisée de la manière suivante:

Si v est A alors w est B

Où A et B sont des sous-ensembles flous et v et w sont des variables linguistiques. On appelle prémisse, la première partie de la règle (v est A) et conclusion, la second partie (w est B).

D'une manière générale, on peut combiner des propositions floues de type "v est A" par des opérateurs logiques de conjonction et de disjonction ("ET" et "OU"), mis en œuvre respectivement par des T-normes et T-Conormes. On peut alors construire des règles floues plus complexes, dont la

partie prémisses et la partie conclusion correspondent à une combinaison de propositions, par exemple:

Si V_1 est A_1 et V_2 est A_2 alors w est B .

IV.9. Implication floue

L'implication floue entre deux propositions floues élémentaires " v est A " et " w est B " est une proposition floue concernant le couple de variable (v, w) , dont la valeur de vérité est donnée par la fonction d'appartenance d'une relation floue R entre X et Y définie pour tout (x, y) de $X \times Y$ par :

$$V \text{ est } A \xrightarrow{\mu_R} w \text{ est } B$$

Avec :

$$\mu_R(x, y) = \Phi(\mu_a(x), \mu_b(y)) \quad (\text{IV.9})$$

Pour une fonction

$$\Phi \text{ de } [0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$$

IV.10. Structure générale d'un contrôleur flou

La notion de règle floue permet de définir un système expert flou comme une extension d'un système expert classique, manipulant la proposition floue. donc un système d'inférence flou (SIF) est formé de trois blocs comme l'indique de figure sous disse la premier, bloc de fuzzification transforme les valeurs numériques en degrés d'appartenance aux différents ensembles flous de la partition. le second bloc est le moteur d'inférence, constitué de l'ensemble des règles. enfin, le bloc de défuzzification permet, si nécessaire, d'inférer une valeur nette, à partir du résultat de l'agrégation des règles.

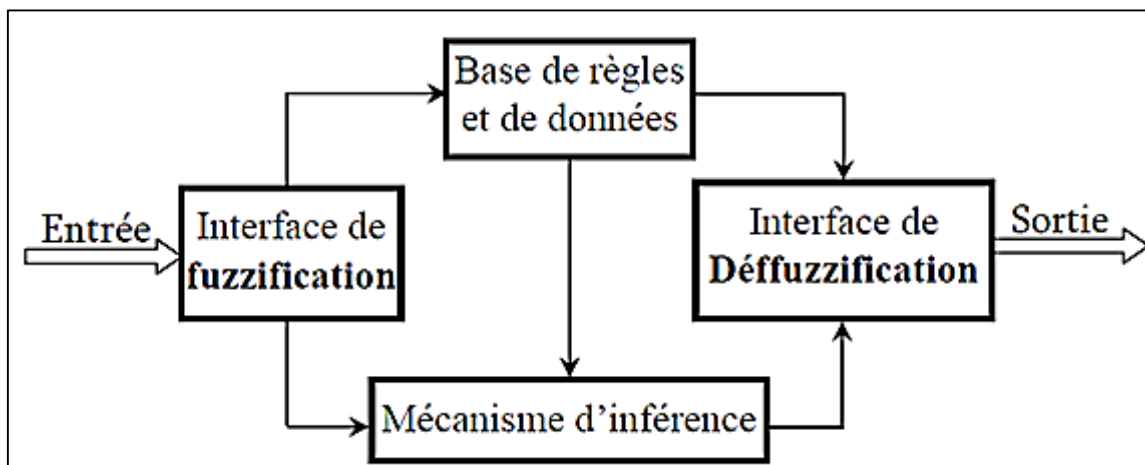


Figure IV.3. Structure d'un système de contrôle flou.

IV.10.1. fuzzification

Consiste à associer à chaque valeur d'entre un ou plusieurs sous ensemble flous ainsi que les degrés d'appartenances associés .cette étape réalise la transformation de valeur numériques en informations symboliques flous.

IV.10.2. Base de règles

Comporte les connaissances concernant le procédé présenté sous forme de règles indicatives fondées sur l'expérience et l'intuition des opérateurs humains.

IV.10.3. défuzzification

Elle a pour but l'obtention d'une valeur numérique pour chaque variable de sortie a partir des vecteurs de sortie des différentes règles.

IV.10.4. Mécanisme d'inférence floue

Le mécanisme d'inférence consiste à déterminer les règles floues activées. Au niveau de chaque de ces règle, ce degré va permettre de déterminer une valeur floue pour la variable de sortie apparaissant dans la partie conclusion.

IV.10.4.1. Méthode d'inférence MAX-MIN

Cette méthode se fait en deux étapes :

- **1ere étape** : évaluer chacune des règles actives, en calculant la valeur de vérité de la prémisse. Note que les opérateurs ET, ALORS sont obtenus respectivement par la formation du minimum de la valeur obtenue.

- **2eme étape** : sachant que pour un état donne, plusieurs règles peuvent être validées ce qui implique des valeurs différentes .il faut donc disposer d'une méthode de composition de ces règles .cette méthode est appelée agréation.

L'inférence par la MAX-MIN prend le maximum de ses valeurs comme la fonction d'appartenance $\mu_{res} = \max[\mu_{d1}, \mu_{d2}, \mu_{dn}]$.

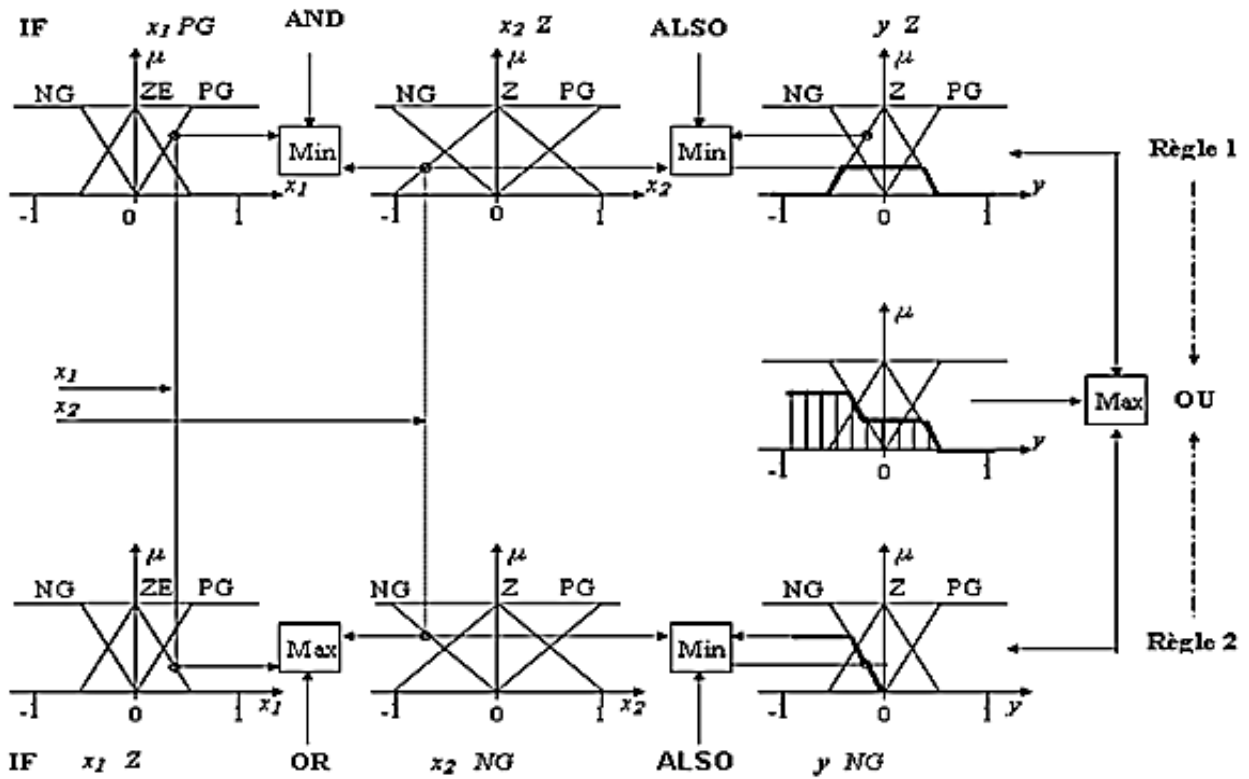


Figure IV.4. Méthode d'inférence Max-Min.

IV.10.4.2. Méthode d'inférence SOMM-PROD

Au niveau de la prémisse :

ET est représenté par la fonction PROD

OU est représenté par la fonction SOMME

Au niveau de la conclusion :

OU est représenté par la fonction SOMME

ALORS est représenté par la fonction PROD

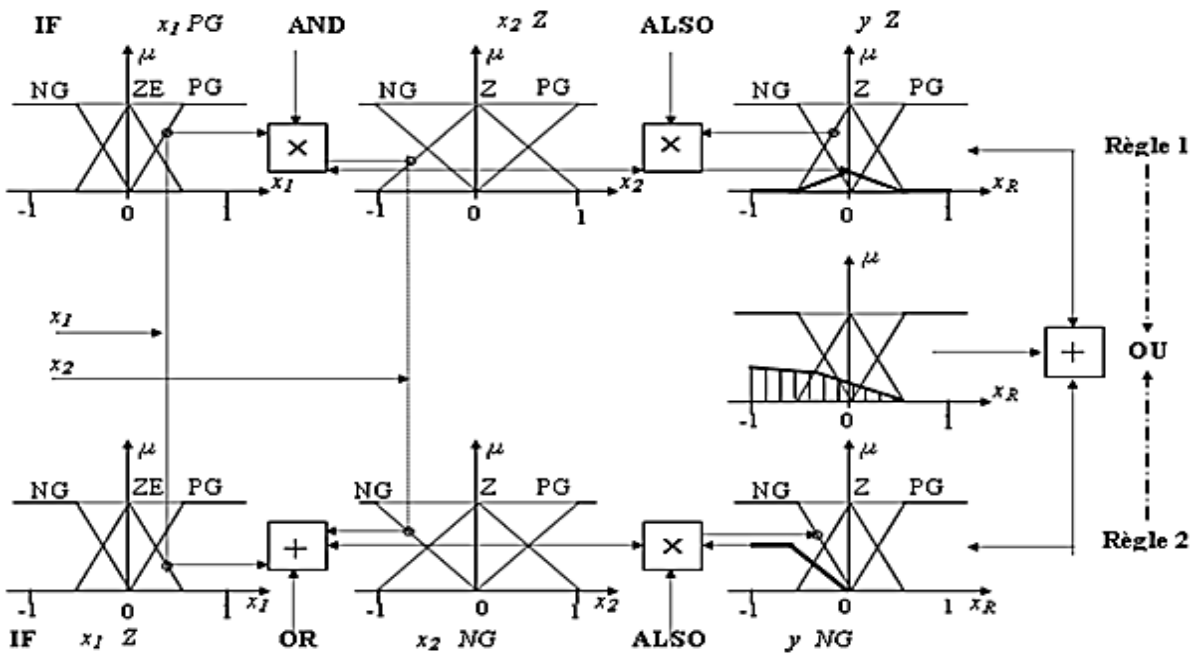


Figure IV.5. Méthode d'inférence floue somme-produit.

IV.10.4.3. Méthode d'inférence MAX-PROD

Au niveau de la condition :

ET est représenté par la fonction MIN

OU est représenté par la fonction MAX

Au niveau de la conclusion :

OU est représenté par la fonction MAX

ALORS est représenté par la fonction PROD

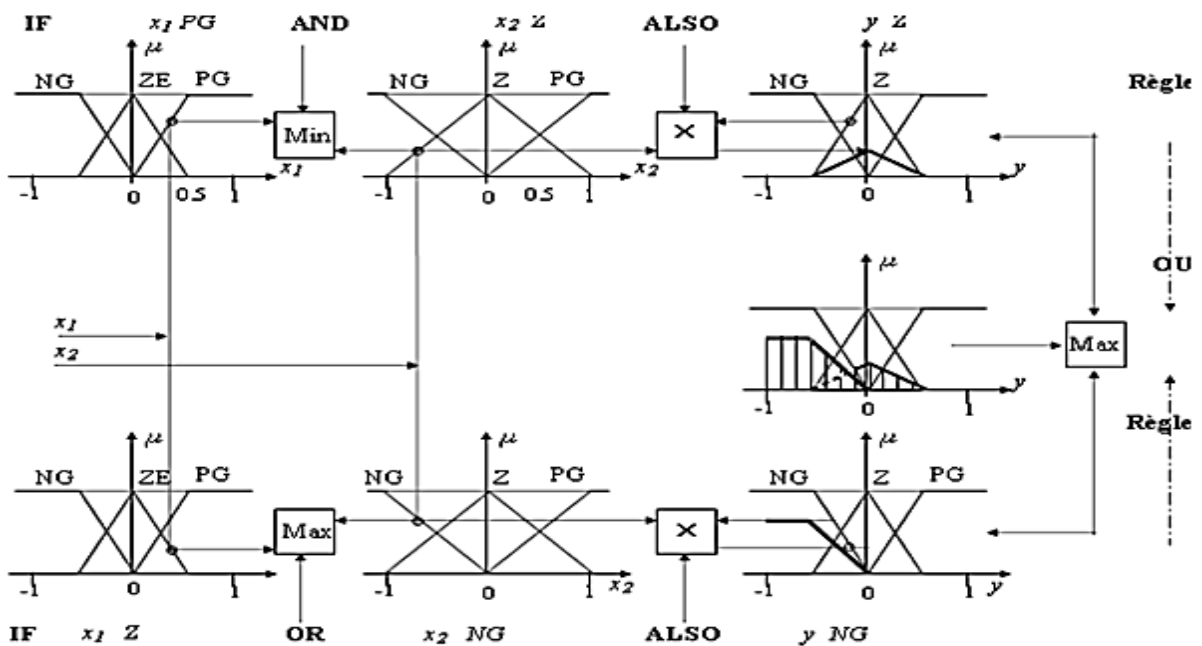


Figure IV.6. Méthode d'inférence Max-Pro.

IV.11. Synthèse d'un FLC

Un FLC est un système flou avec les modules expliqués précédemment. La synthèse d'un FLC passe par les étapes suivantes :

IV.11.1. Obtention de la base de connaissance

Elle provient d'un expert, de l'expérience ou même de l'apprentissage. C'est la partie la plus importante du contrôleur.

IV.11.2. Le choix des entrées et sorties

Quand les règles floues sont assez suffisantes, les choix sont imposés naturellement. Le plus souvent ce n'est pas le cas, il y a généralement besoin d'ajouter d'autres règles à ajuster par des méthodes d'optimisation ou d'apprentissage pour améliorer les performances. Toutefois un choix d'entrées très particulièrement utilisé est l'erreur et sa variation.

IV.11.3. Choix des ensembles flous

Suivant la plage de variation des entrées et sorties, la dynamique du système à commander, la fréquence de traitement..., la nature et le nombre d'ensembles flous peut varier. Il est souvent conseillé d'utiliser des fonctions triangulaires car le nombre de règles actives à la fois est considérablement réduit et les calculs sont relativement simples.

IV.11.4. Choix des opérateurs flous

Suivant le but recherché et les contraintes évoquées précédemment on peut choisir un parmi les opérateurs existants. Pour des calculs simples la T-norme et l'inférence en Min peuvent faire l'affaire.

IV.11.5. Les gains de normalisation

Après détermination des limites des variables, il est préférable de les diviser par leurs valeurs maximales pour travailler sur des ensembles normalisés $[-1,1]$. Ceci permet de constater plus facilement l'influence relative de chaque entrée sur la commande.

IV.12. Les contrôleurs flous usuels

Un contrôleur flou est un système d'inférence floue (SIF) employé dans une technique d'automatisation. Son rôle est de générer une valeur numérique à appliquer au système à partir d'un jeu de variables physiques. Il existe plusieurs types de SIF, selon les choix sur les opérateurs de conjonction, d'implication, d'agrégation des règles et selon la forme des conclusions. On peut se

limiter à l'étude de deux SIF, les plus utilisés actuellement, celui du type Mamdani et celui du type Takagi-Sugeno. Pour exposer le principe de fonctionnement de chacun d'eux, on considère l'exemple d'une base de règles de la forme :

$$\text{R\grave{e}gle } i : \text{ si } X_i \text{ est } A_i \text{ et } \dots \dots \text{ et } X_n \text{ est } A_n \text{ alors } Y \text{ est } B_i$$

Où A_{i1}, A_{in} et B_i sont des sous-ensembles flous

La méthode Mamdani est la plus connue et elle présente ces caractéristiques :

- Elle est intuitive.
- Elle est largement utilisée.
- Elle simule le raisonnement humain etc....

La méthode de Takagi-Sugeno se caractérise par une sortie des règles non floues. A chaque règle, on associe une sortie définie sous forme numérique comme étant une combinaison linéaire des entrées. Les règles utilisées sont du type précédant (dans le cas d'un système d'inférence flou d'ordre zéro) mais les valeurs B_i sont des valeurs réelles (non floues).

Il a été montré expérimentalement que la méthode de Takagi-Sugeno donne des résultats très voisins de celle de Mamdani tout en permettant une réduction sensible du temps de calcul.

IV.13. Synthèse de la commande par mode flou glissant

Dans cette approche, la logique floue et le mode de glissement sont combinés entre eux pour donner naissance à un nouveau concept de contrôleurs. Le contrôleur ainsi obtenu est fait partie de la famille des contrôleurs flou-glissant. Celui-ci présente la même structure de commande du SMC donnée dans la partie mode glissant, mis à part le terme $k \text{ sign}(s)$ qui sera remplacé par un contrôleur flou.

Il est clair que la partie discontinue de la loi de commande par mode de glissement explique la stratégie de contrôle suivante :

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

Pour cela, le terme $k \text{ sign}(s)$ peut être remplacé par un contrôleur flou. Ce contrôleur possède une entrée et une sortie, et la base de règle sert à établir une connexion entre s et un « la commande discontinue ». Ceci est interprété par des règles de la forme :

- **R1 : Si** s est N **Alors** u_n est P.
- **R2 : Si** s est Z **Alors** u_n est Z.
- **R3 : Si** s est P **Alors** u_n est N.

Avec :

- N : Négative.
- Z : Zéro.
- P : Positive.

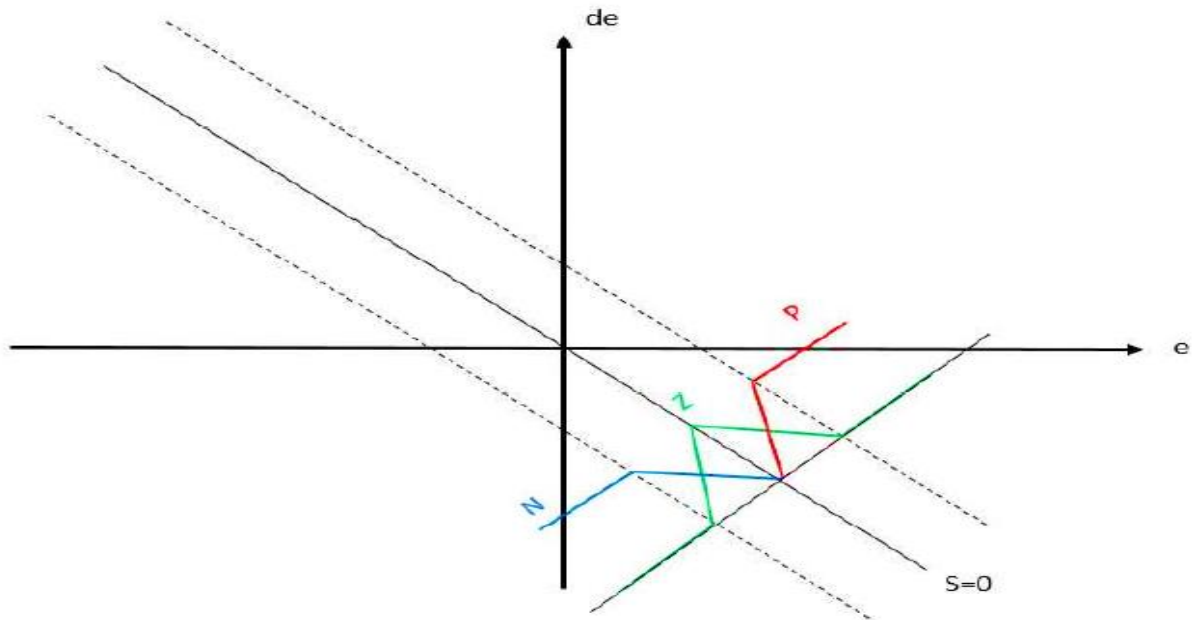


Figure IV.7. Partition floue de l'espace autour de la surface de glissement.

Le contrôleur flou ayant une entrée s de cinq fonctions d'appartenance et une sortie un de cinq fonctions d'appartenance qui sont représentées dans le figure (IV.1)

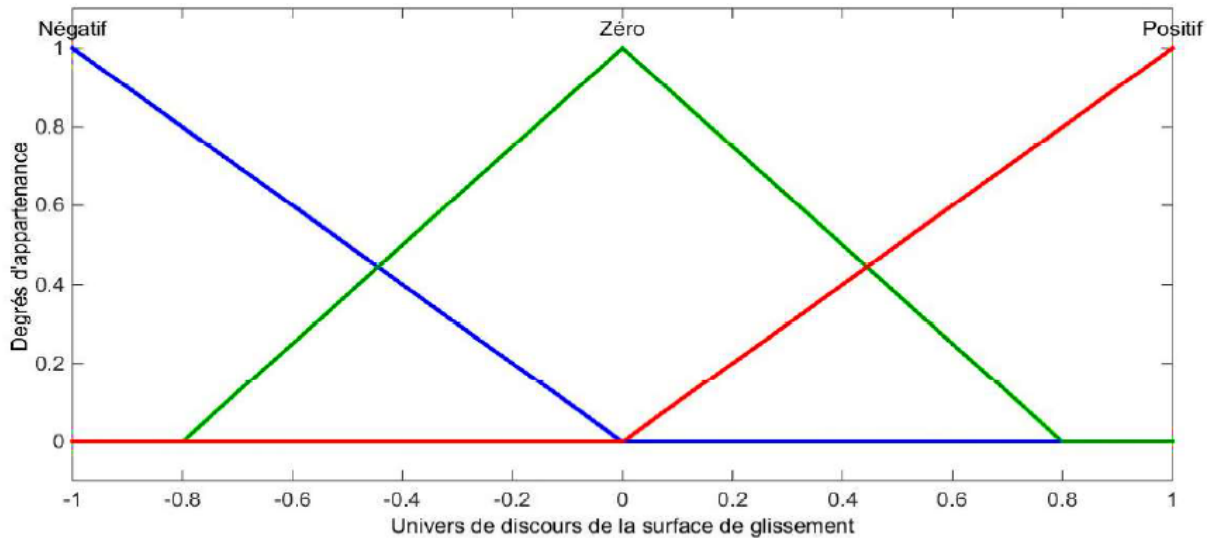


Figure IV.8. Les fonctions d'appartenances d'entrées.

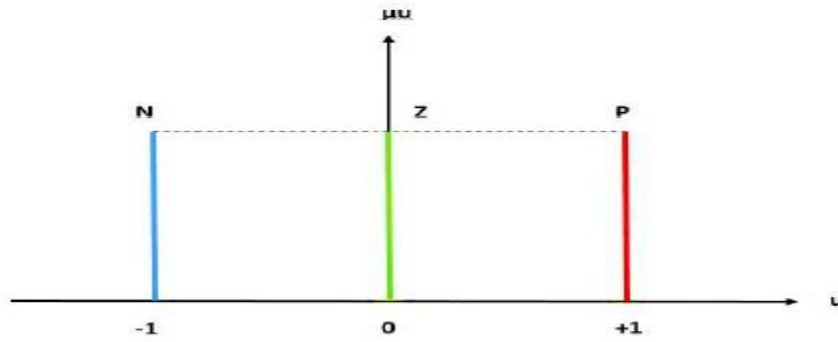


Figure IV.9. Les fonctions d'appartenances d'entrée u.

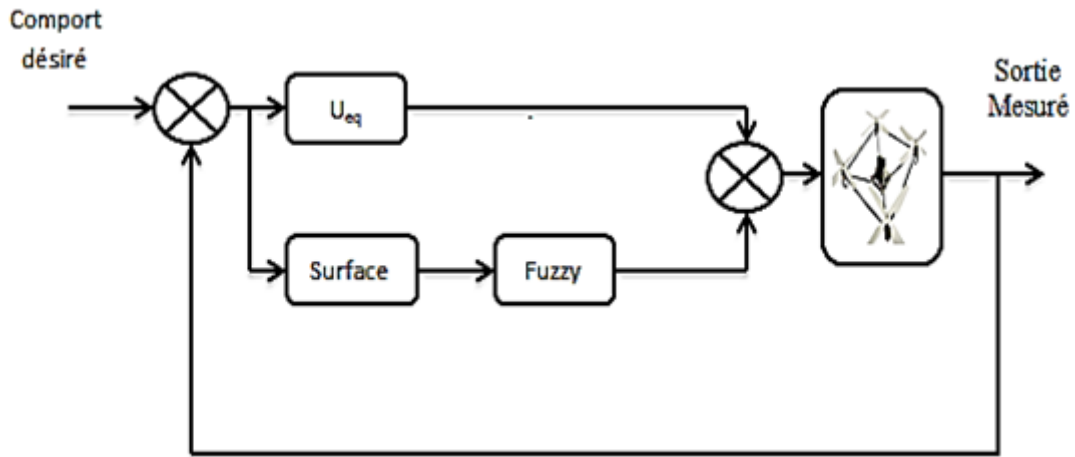
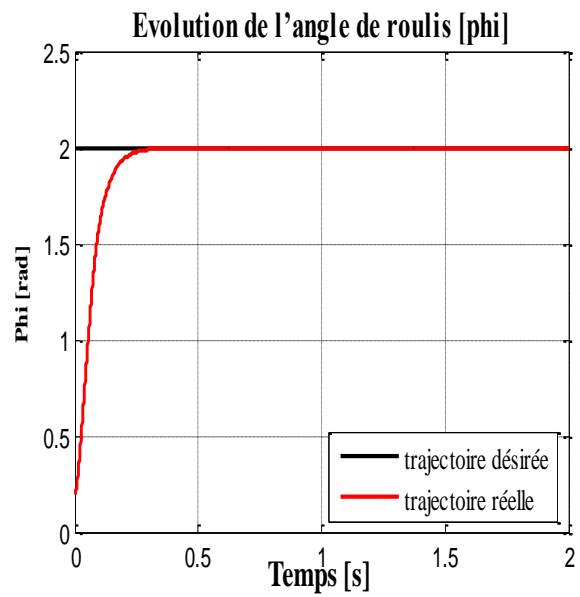
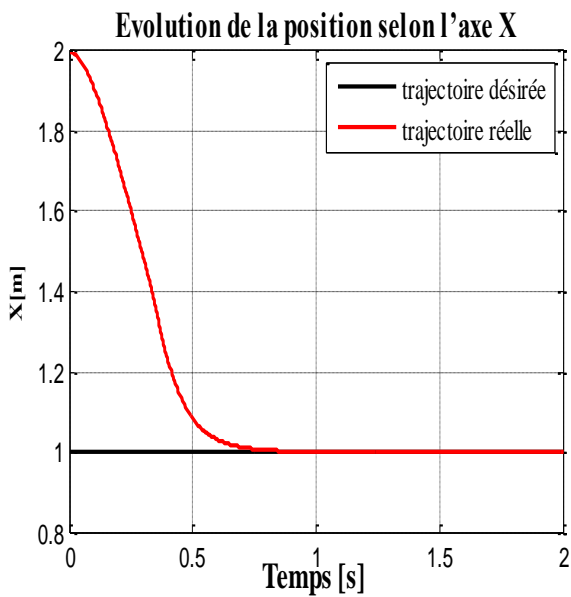


Figure IV.10. Structure du régulateur flou-glissant.

IV.13.1. Les résultats de simulation

Dans cette section, on va présenter les résultats de simulation issus de l'application de la structure de la commande par mode flou glissant:

IV.13.1.1. Stabilisation (sans bruit)



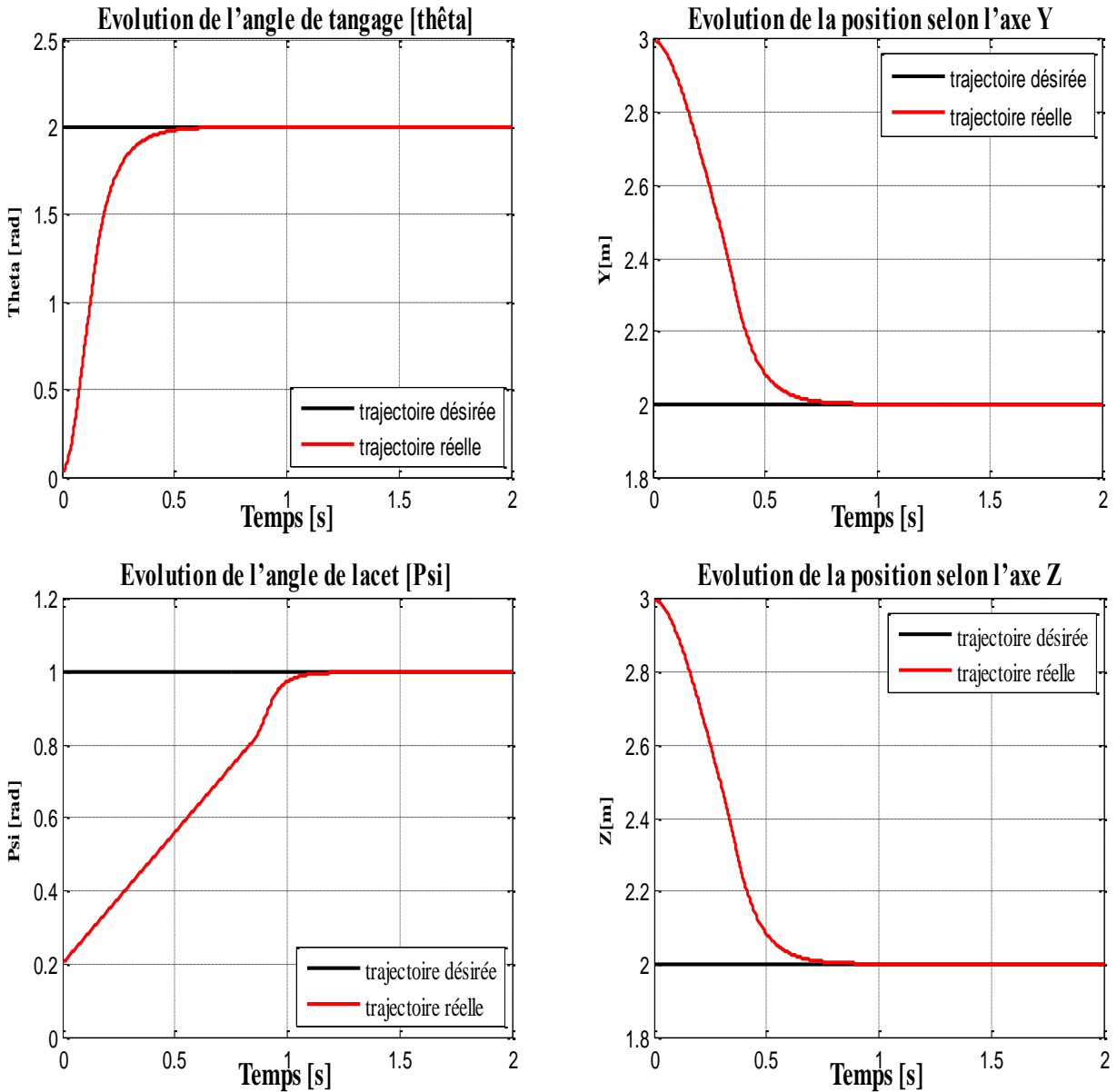
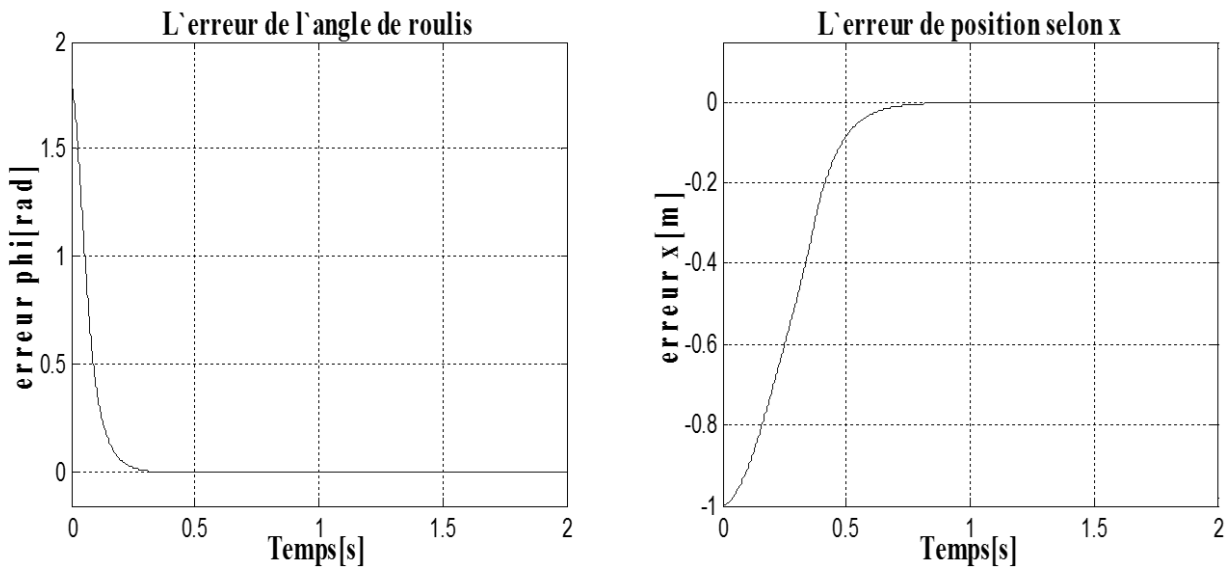


Figure IV.11. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon $(\varphi, \theta, \psi, x, y, z)$.



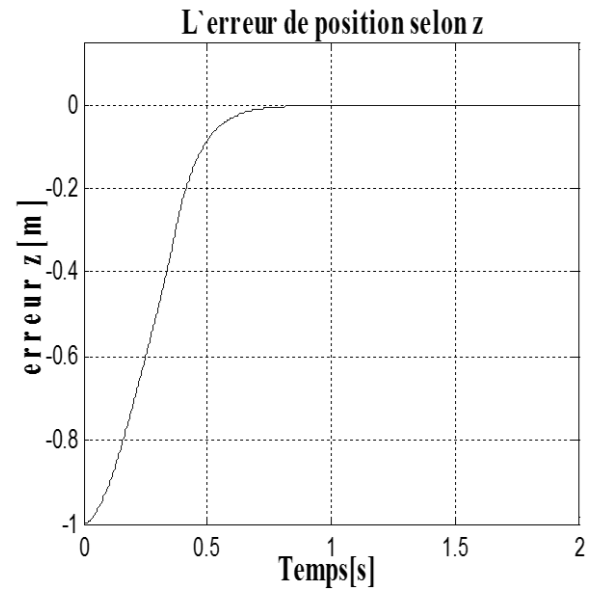
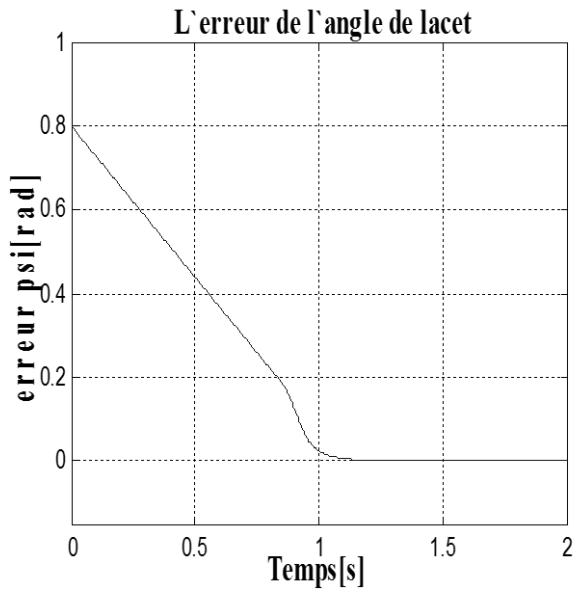
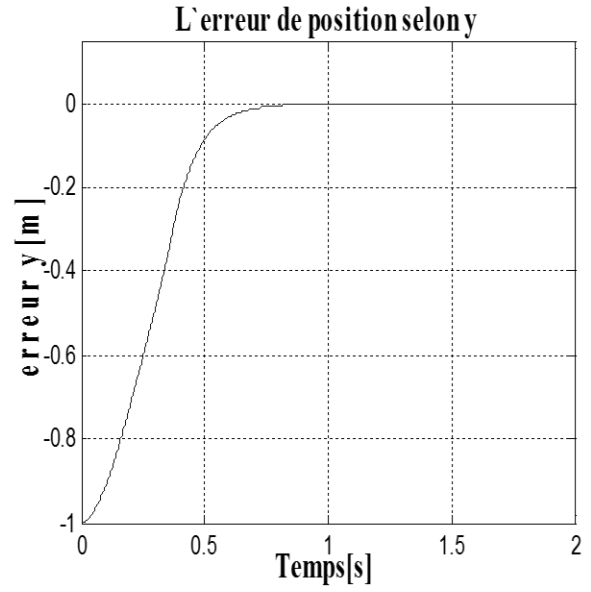
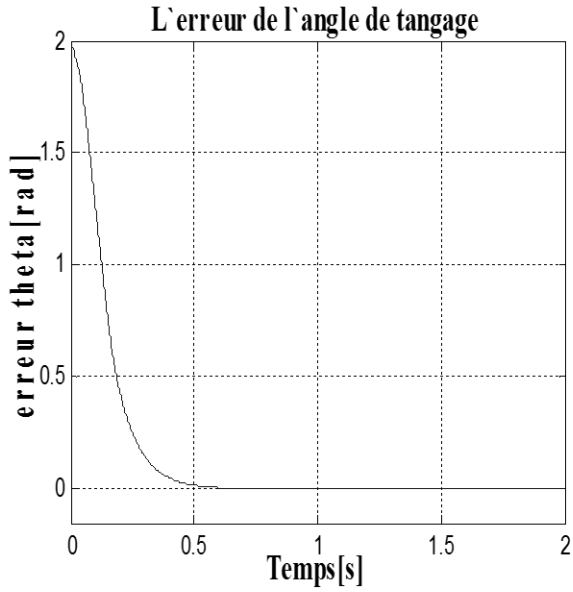
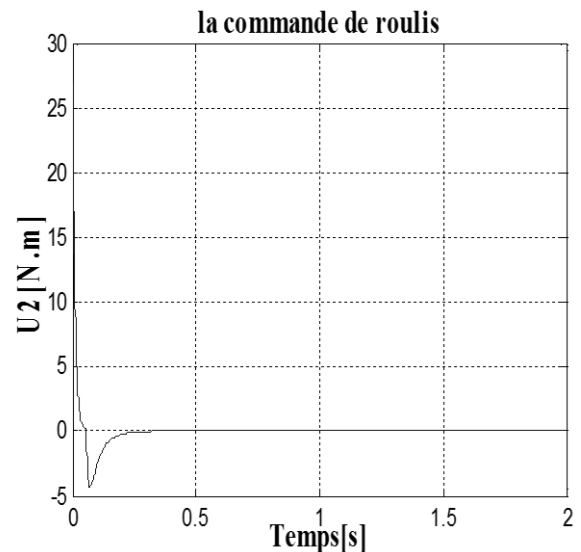
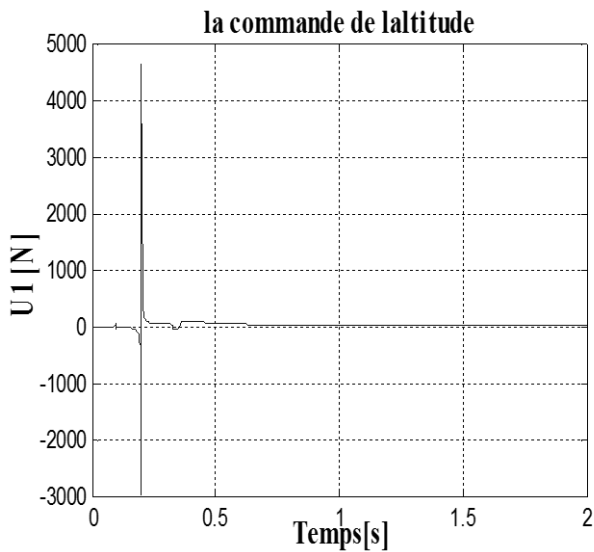


Figure IV.12. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et les angles (φ , θ , ψ) .



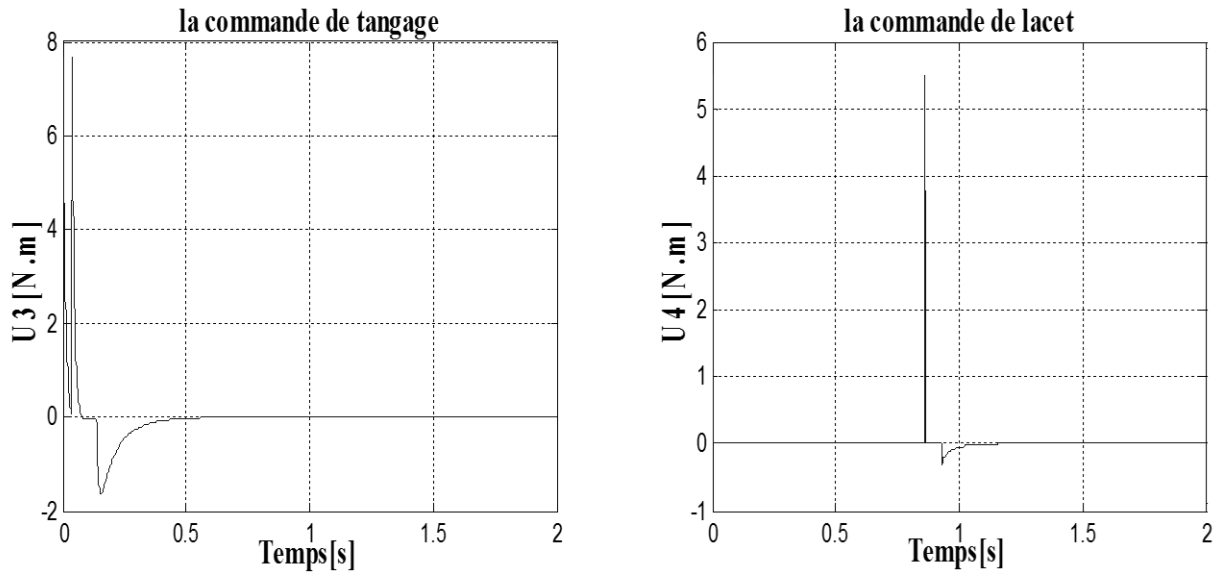


Figure IV.13. Les commandes (u_1, u_2, u_3, u_4).

IV.13.1.2. Commentaires sur les résultats

Nous avons appliqué, en premier lieu, une commande Floue-glissante dont le but était de montrer l'intérêt de faire une hybridation entre la commande floue et la commande glissante pour remédier au problème de broutement

Les figures ci-dessous montrent que la commande par la logique floue est satisfaite pour la stabilisation d'attitude du Quadrirotor au n'importe quelle point désiré et au même temps il a un bon temps de réponse, et pas de broutement (chattering) sur les états du système cette méthode ne consomme pas beaucoup d'énergie dans la commande. Dans la poursuite de trajectoire, la commande par la logique floue assure la poursuite de trajectoire parfaitement.

IV.13.2. Étude de la robustesse

IV.13.2.1. Stabilisation (avec bruit)

Si on applique une force perturbatrice a l'instant $t=1s$ suivant (x,y,z) on obtient les figures suivantes:

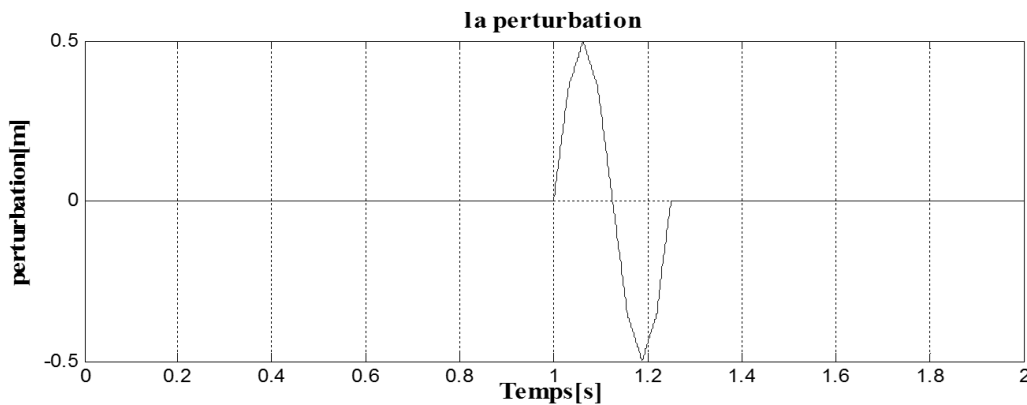


Figure IV.14. Perturbation.

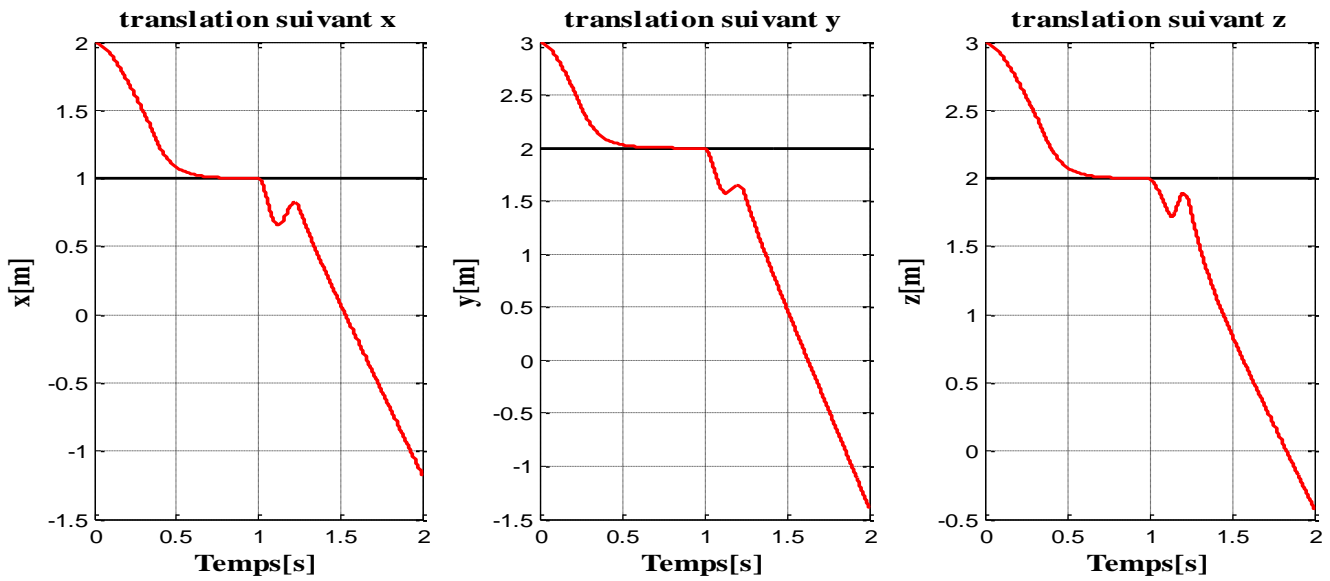


Figure IV.15. L'influence de la perturbation selon (x,y,z).

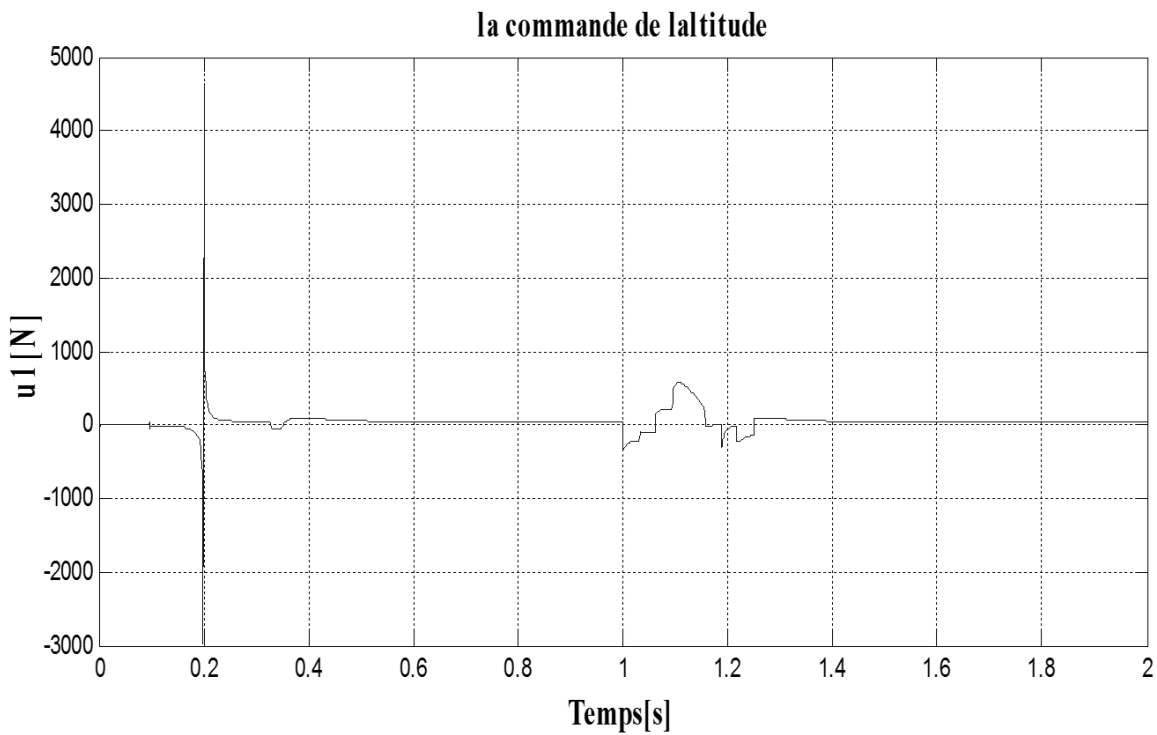


Figure IV.16. L'influence de la perturbation selon la commande d'altitude u_1 .

IV.13.2.2. Commentaires sur les résultats

Dans le test de la robustesse, nous pouvons remarquer un mauvais rejet de la perturbation avec la commande par mode glissant flou

IV.14. Contrôleur PI flou par mode glissant

Dans le but d'améliorer la robustesse de la commande flous-glissant déterminée au paragraphe précédent, un contrôleur PI basé sur la théorie des modes de glissement est présenté. On prenant en considération tous les non linéarités de notre système.

La commande développée dans cette section se compose de deux termes :

- un premier terme correspondant à la commande équivalente.
- un deuxième terme correspondant à un PI synthétisé par la méthode du mode glissant, avec des gains bien déterminer en prenant en considération toutes les non linéarités et les caractéristiques du système.

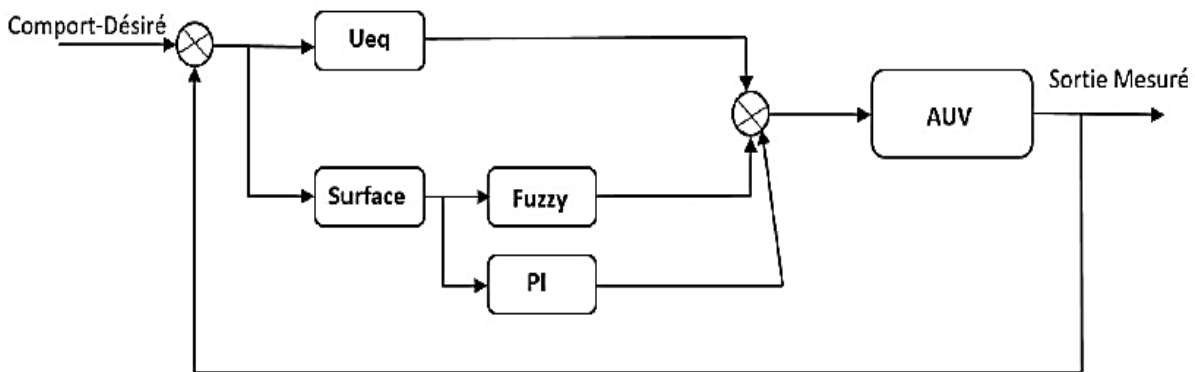


Figure IV.17. Structure du régulateur PI-flou-glissant.

C'est-à-dire

$$u = u_{eq} + u_{glis} = u_{eq} + u_n + u_{pi} \tag{IV.10}$$

Un correspond à la commande floue du terme $ksign(s)$ qui est remplacé par le bloc flou, et u_{pi} désigne le contrôleur PI. On a:

$$u_{pi} = k_p s(x, t) + k_i \int s(x, t) dt \tag{IV.11}$$

Où k_i et k_p désignent respectivement le gain d'intégration et le gain proportionnel

IV.14.1. Les paramètres de contrôleur PI

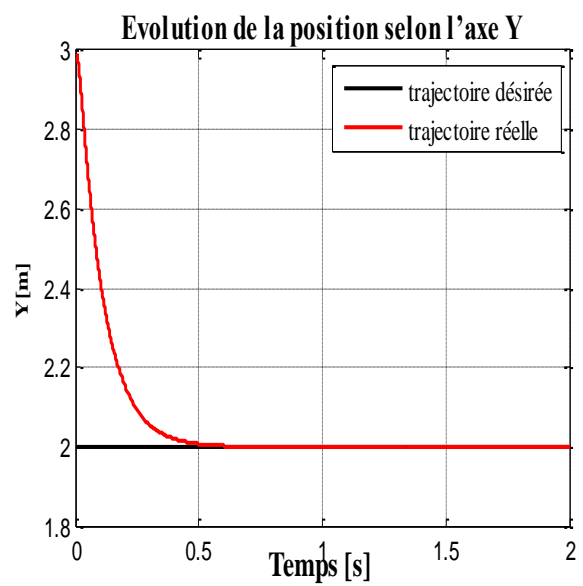
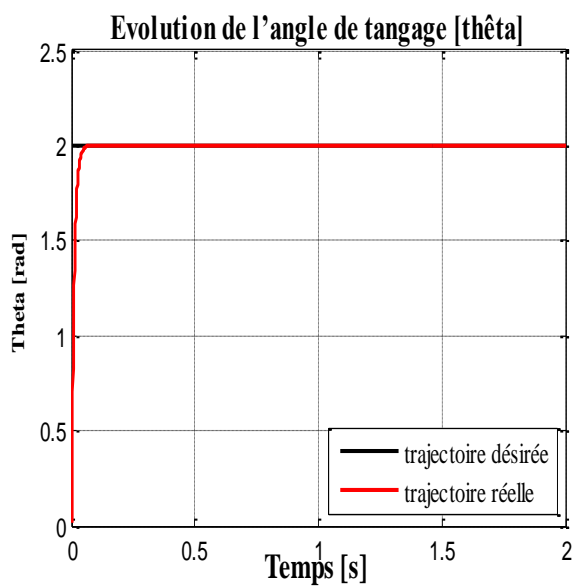
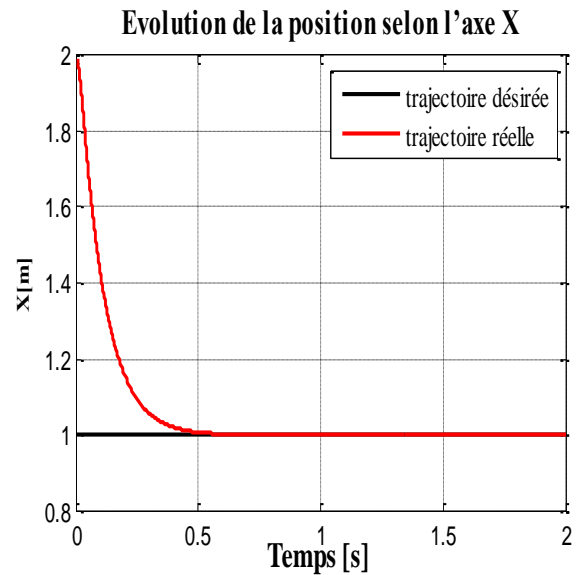
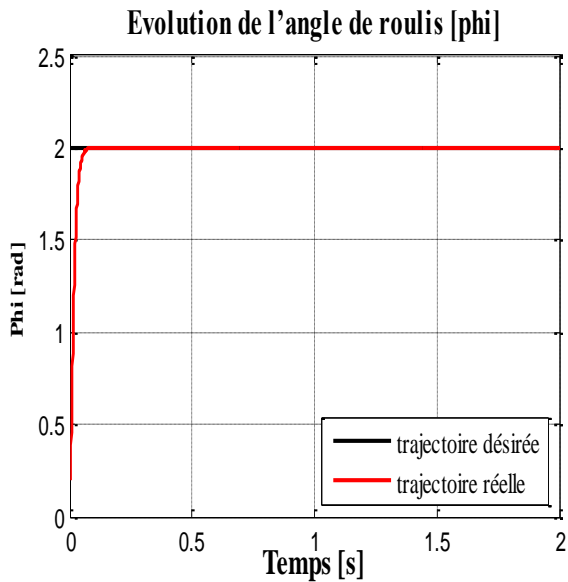
Paramètre	Valeur de P	Valeur de I
φ	0,1	0,01
θ	0,1	0,01
ψ	0,1	0,01
x	1,2	0,3
y	1,2	0,3
z	1,5	0,01

Tableau IV.1. Les paramètres de contrôleur PI.

IV.14.2. Les résultats de simulation

Dans cette section, on va présenter les résultats de simulation issus de l'application de la structure de la commande par mode flou glissant plus le contrôleur PI.

IV.14.2.1. Stabilisation (sans bruit)



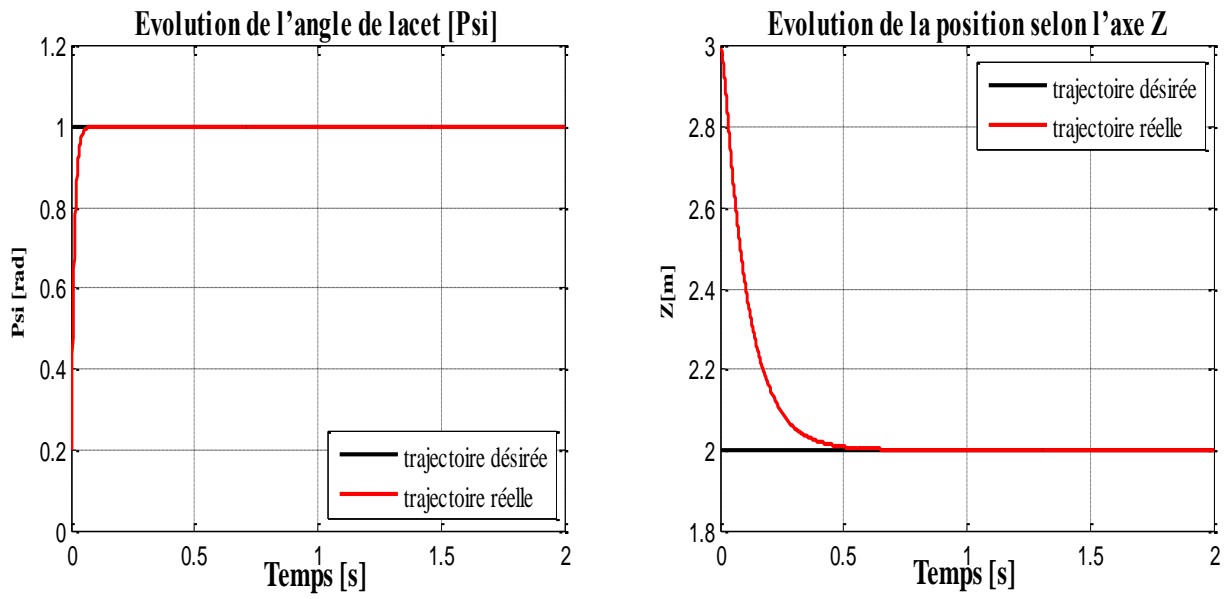
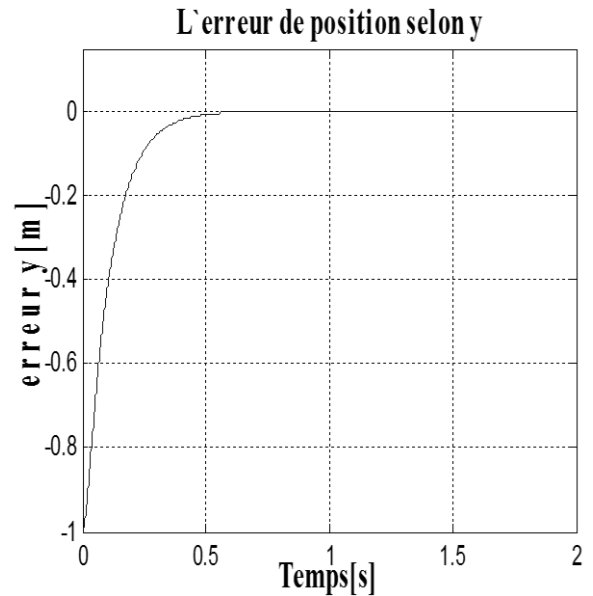
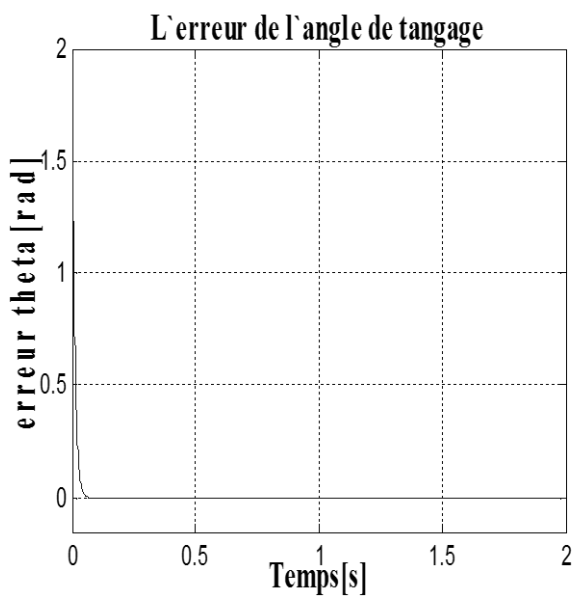
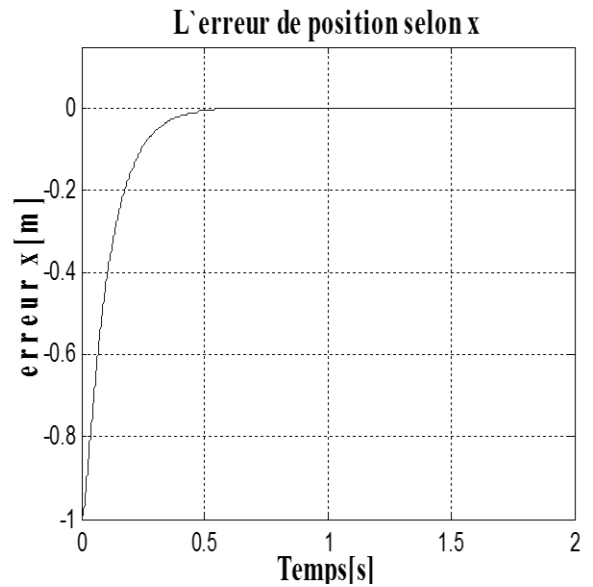
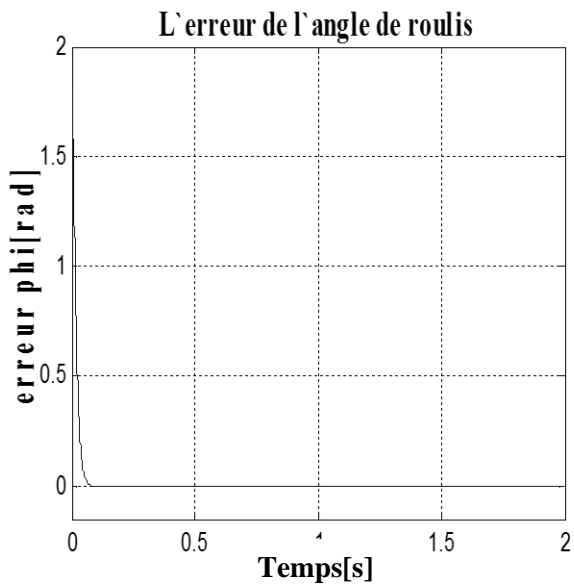


Figure IV.18. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon $(\varphi, \theta, \psi, x, y, z)$.



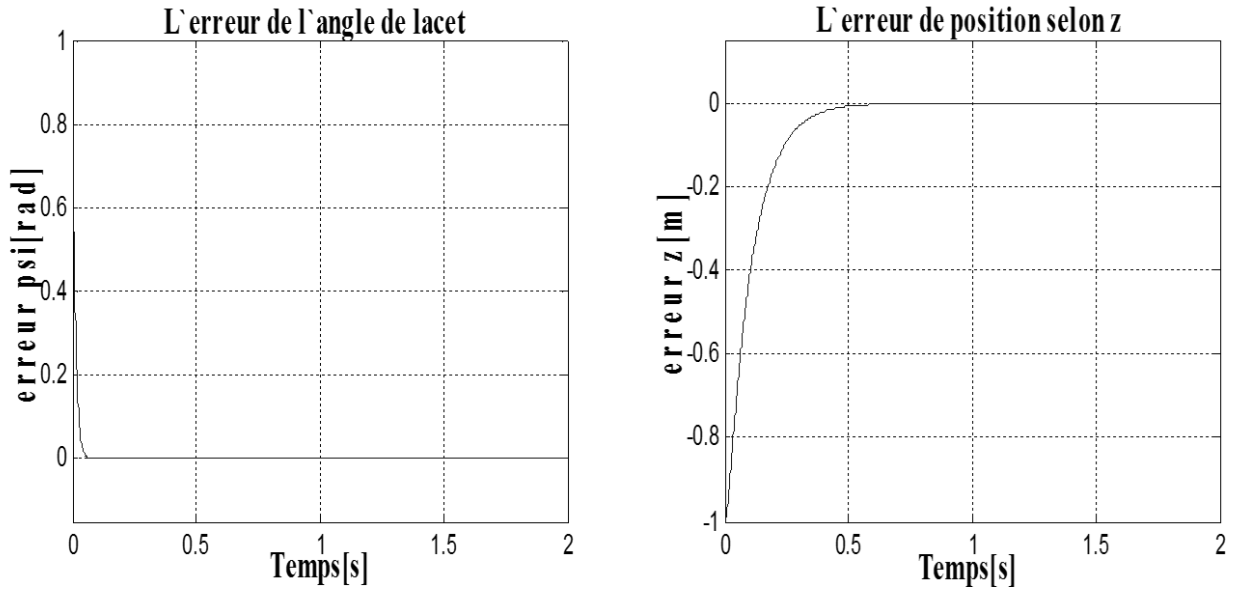


Figure IV.19. Les erreurs de déplacements suivant (x, y, z) et les angles (φ, θ, ψ) .

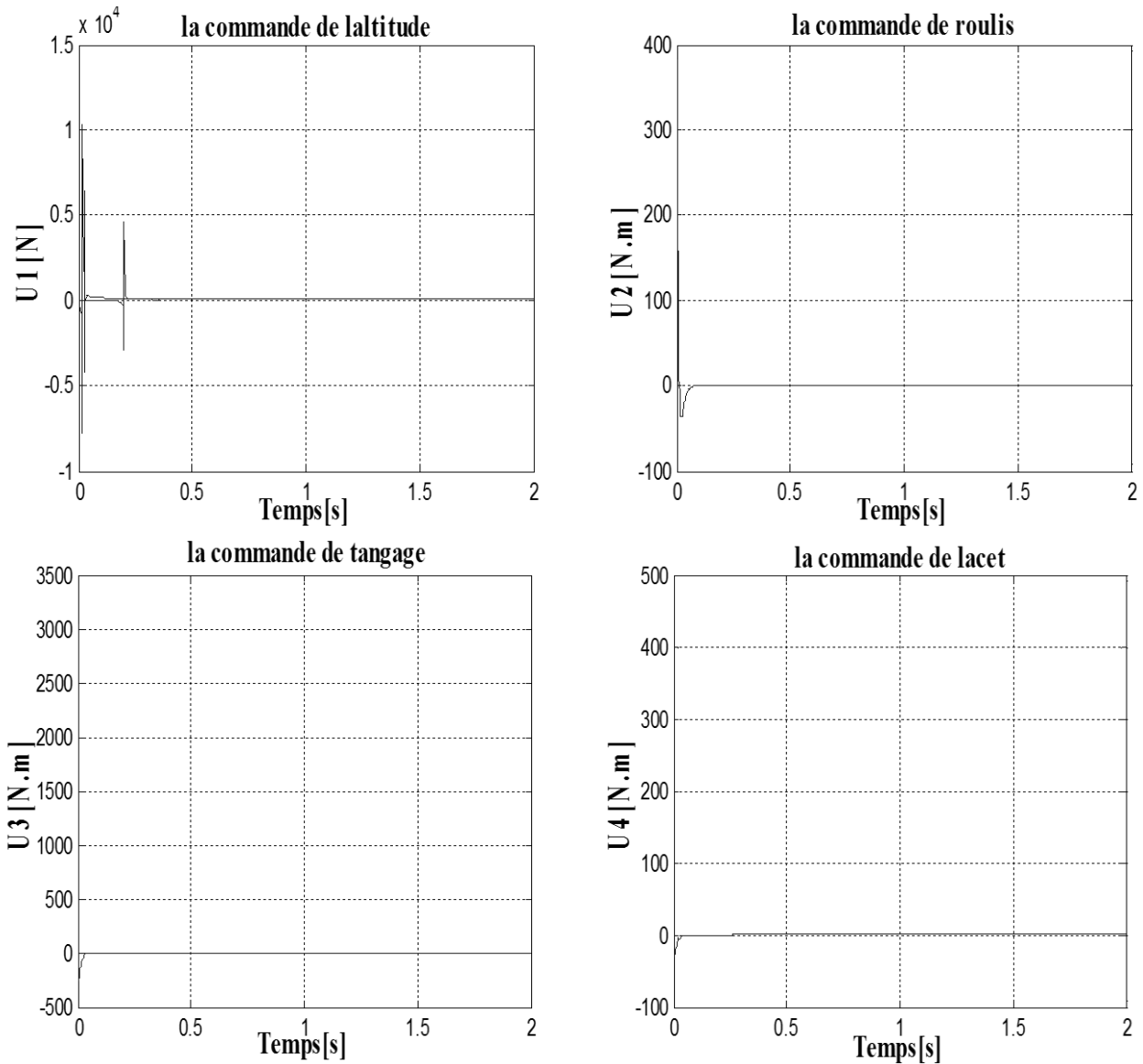


Figure IV.20. Les commandes (u_1, u_2, u_3, u_4) .

IV.14.2.2. Commentaires sur les résultats

Les figures ci-dessus montrent que la commande par mode PI glissant floue. Est satisfaite pour la stabilisation d'attitude du Quadrirotor au n'importe quelle point désiré et au même temps il a un très rapide pas rapport d'autre commandes (commande par mode glissant, commande par mode glissant floue)

Dans la poursuite de trajectoire, la commande par la logique floue assure la poursuite de trajectoire parfaitement.

IV.14.3. Étude de la robustesse

IV.14.3.1. Stabilisation (avec bruit)

Si on applique une force perturbatrice a l'instant $t=1s$ suivant (x,y,z) on obtient les figures suivantes:

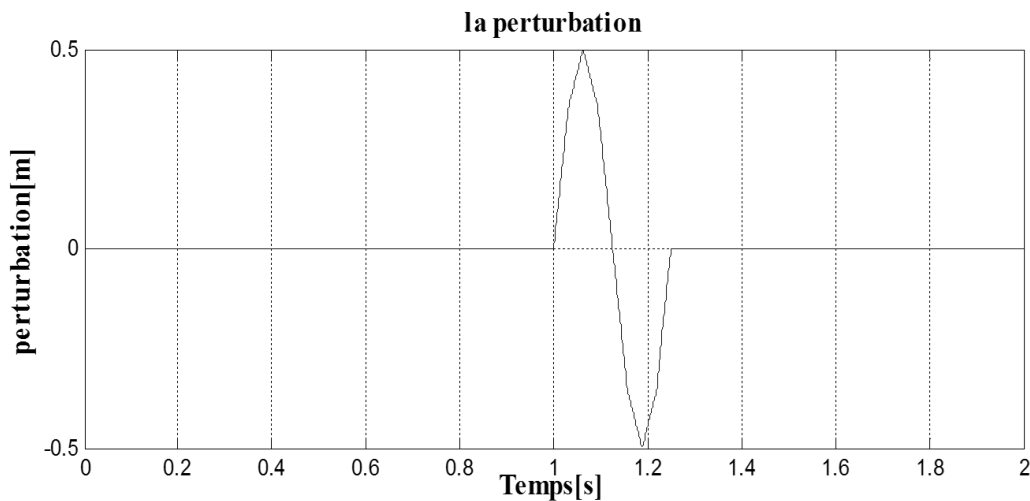


Figure IV. 21. Perturbation.

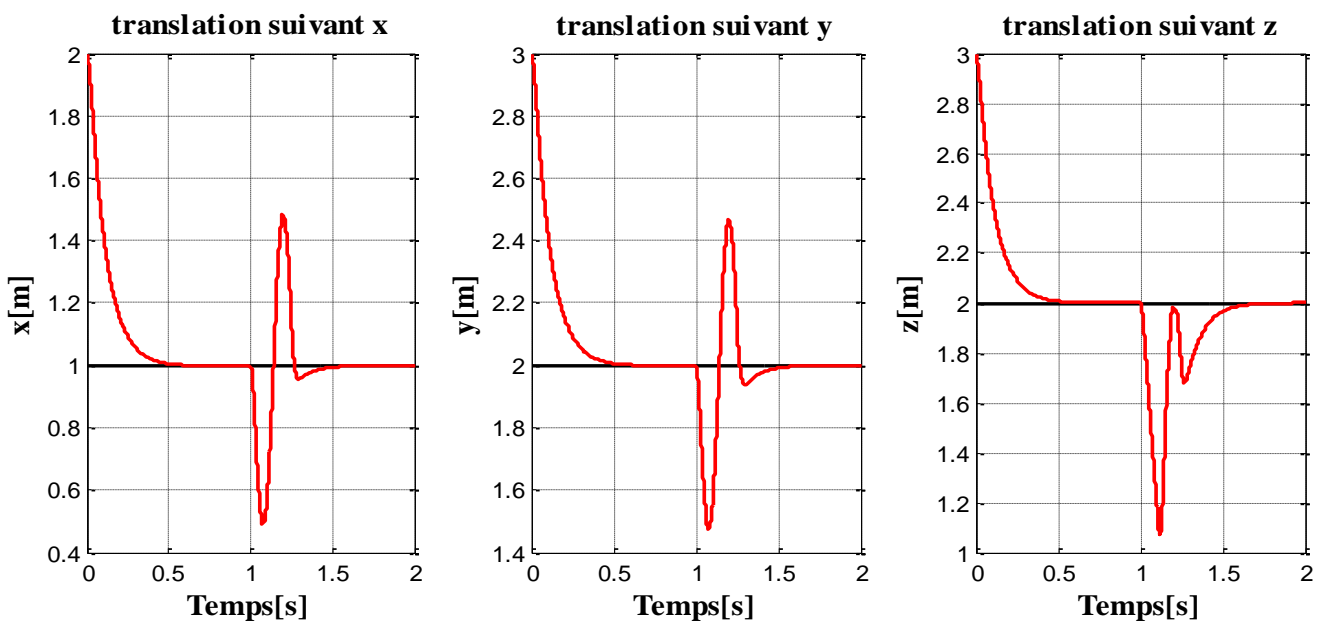


Figure IV.22. L'influence de la perturbation selon (x,y,z) .

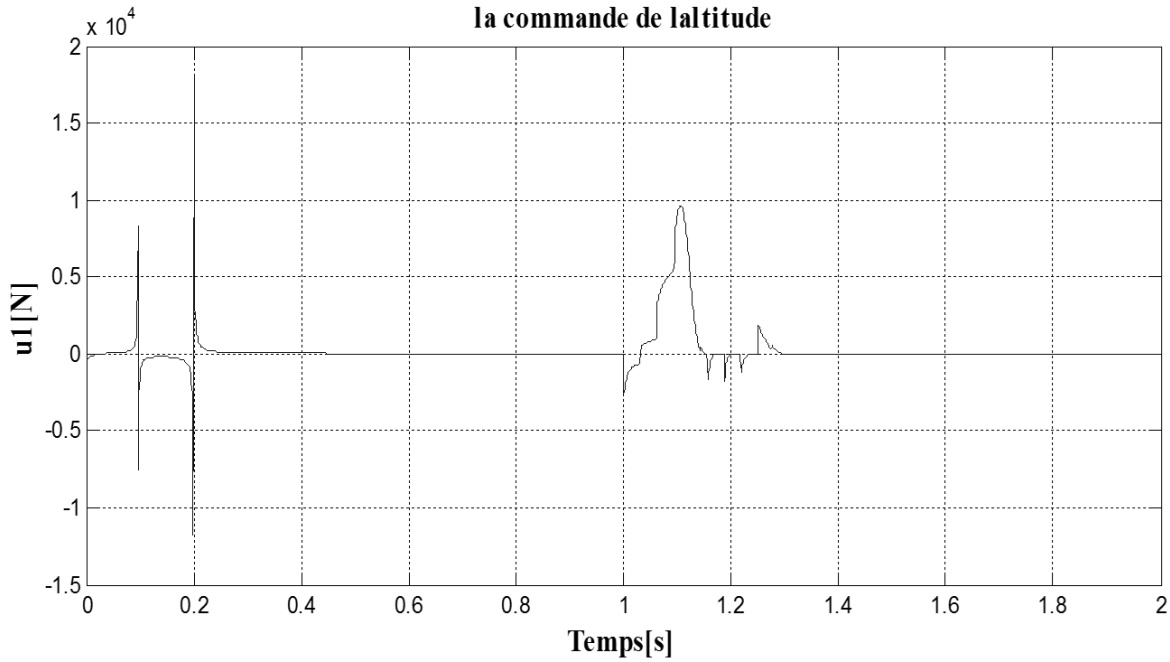


Figure IV.23. L'influence de la perturbation plus PI selon la commande d'altitude u1.

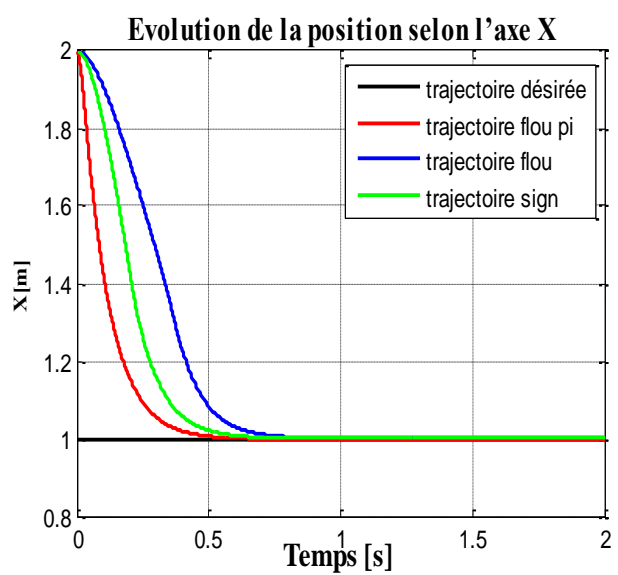
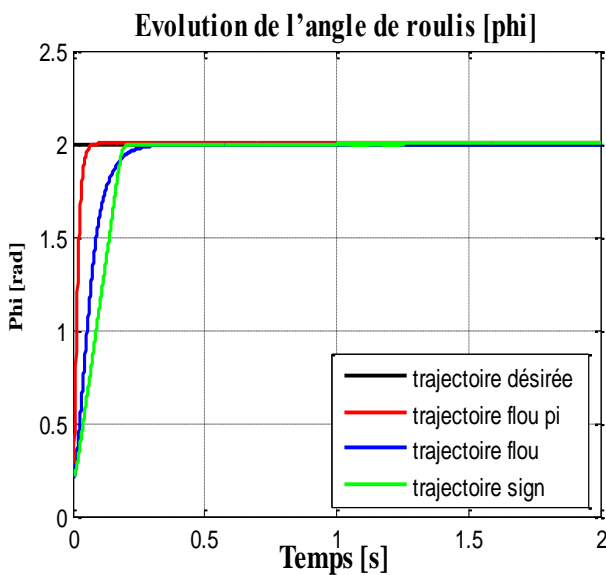
IV.14.3.2. Commentaires sur les résultats

Les figures ci-dessus montrent que la commande par mode PI glissant floue. Est satisfaite pour la stabilisation d'attitude du Quadrirotor et réponde positivement à ces tests et surtout dans le bruit en sortie.

IV.15. Étude comparative des résultats de simulations

Dans cette section, on va présenter les résultats de simulation de toute les commandes qui nous avons utilisé précédemment.

IV.15.1. Stabilisation (sans bruit)



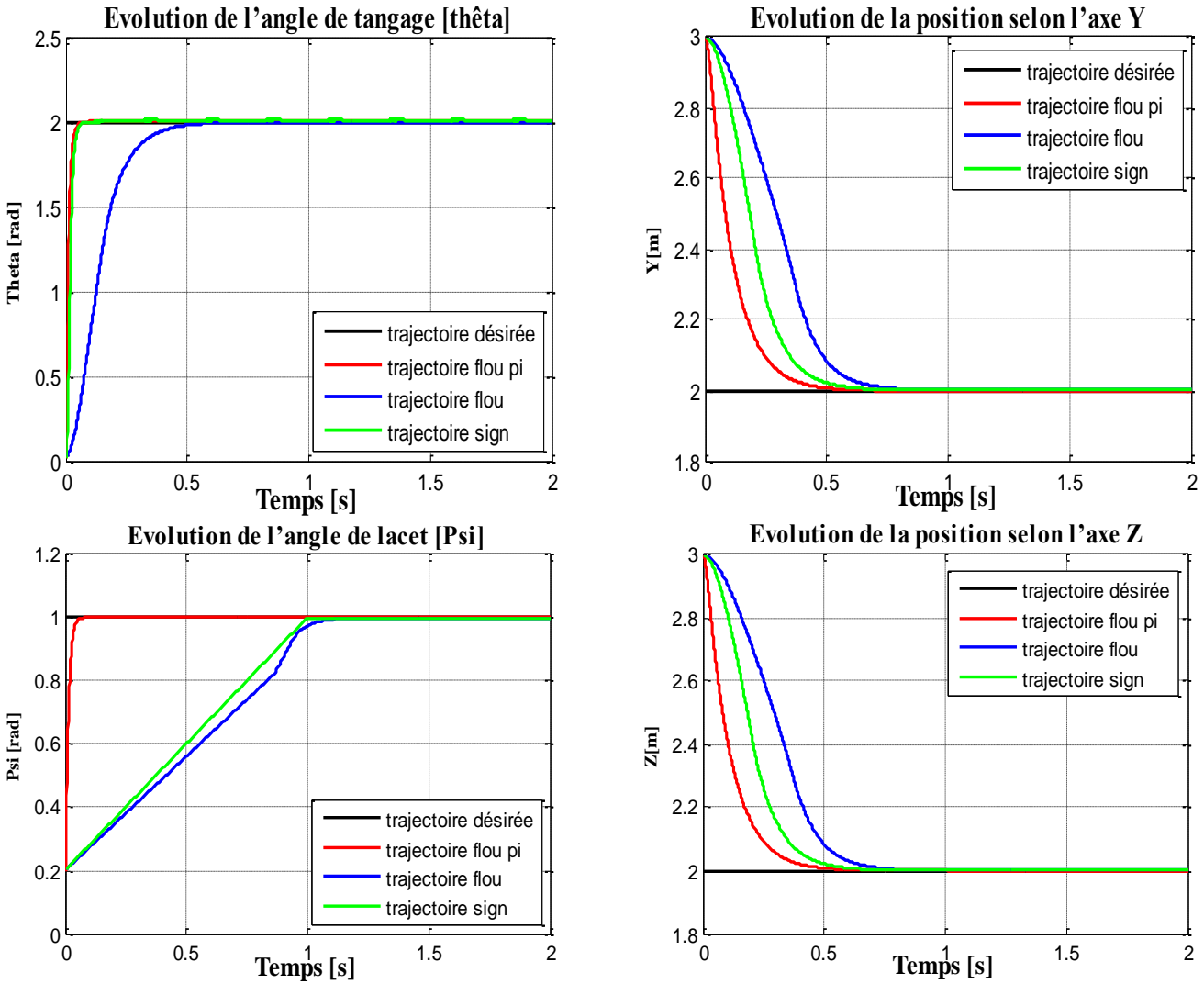
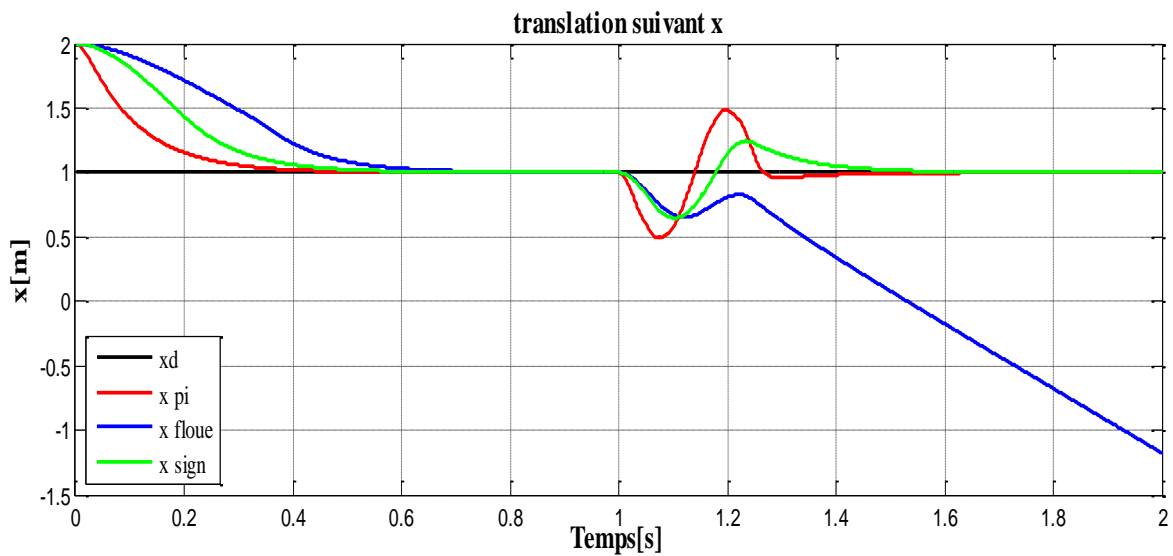


Figure IV .24. Résultats de poursuite des trajectoires désirées selon $(\varphi, \theta, \psi, x, y, z)$.

IV.15.2. Stabilisation (avec bruit)



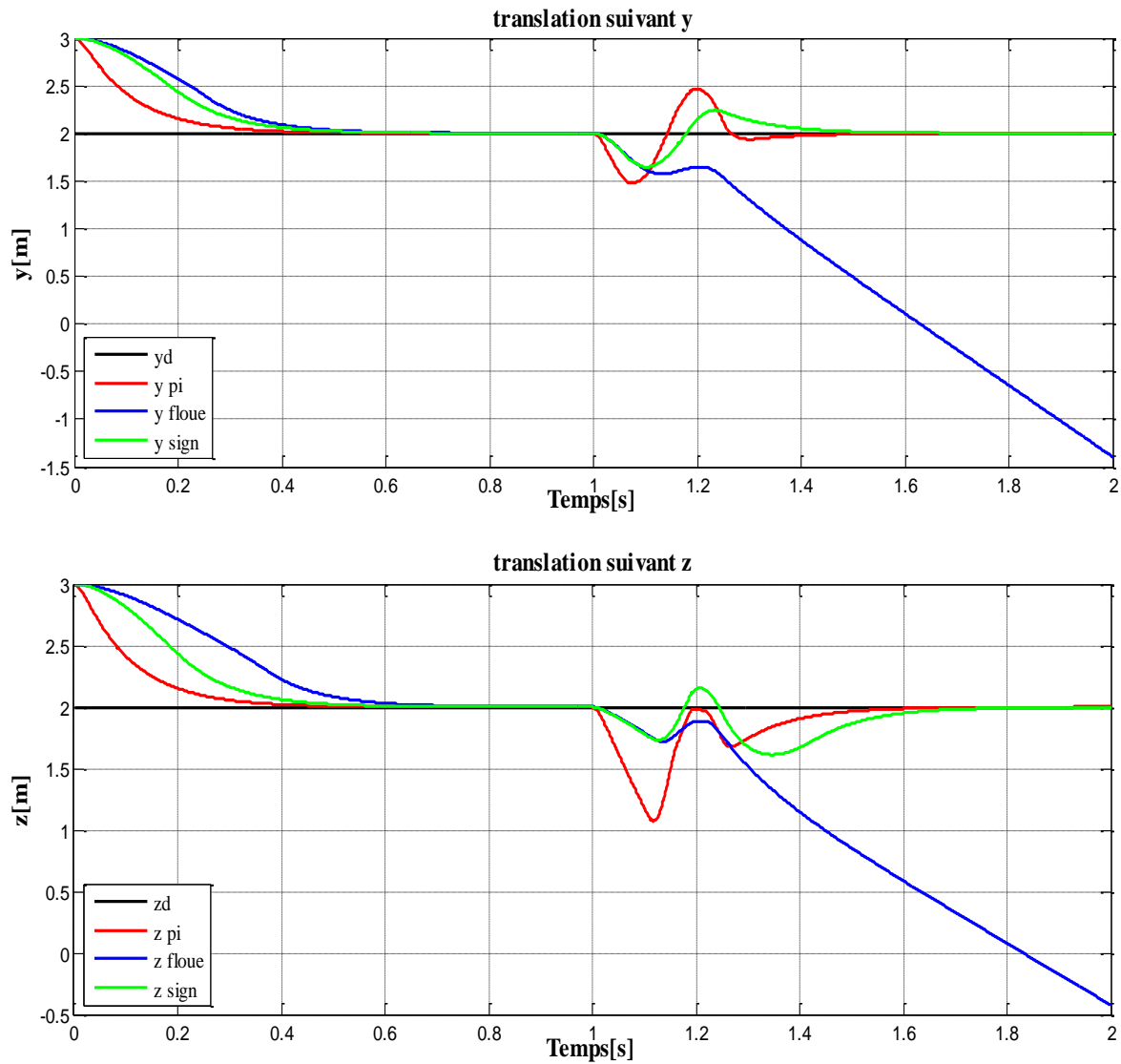


Figure IV.25.L'influence de la perturbation selon (x,y,z).

IV.15.3. Commentaires sur les résultats

Dans les figures ci-dessus on remarque que le drone devient plus rapide dans la convergence vers ces états désirés avec la commande par PI mode glissant flou, si on compare avec les autres commandes. Concernant le test de robustesse, la commande par pi mode glissant flou représente un rejet acceptable des perturbations.

IV.16. Conclusion

Dans ce chapitre des commandes par la logique floue et floue-glissante et floue-glissante-régulateur PI ont été développées et testées aussi bien en simulation. Ceci a permis de résoudre le problème du broutement de la commande par mode de glissement appliqué au Quadrirotor. En plus l'hybridation de la commande à présenter des très bonnes robustesses contre les variations paramétriques du modèle ainsi que la dynamique désirée du système en boucle fermée est définie par les surfaces de glissement proposé au préalable. Pour voir les performances de chaque loi de commande proposé dans ce travail.

Conclusion générale

Conclusion générale

Avec la croissance de l'intérêt des UAV, celui des avions à atterrissage et à décollage verticaux et le besoin d'une instrumentation discrète et surtout légère, le quadrirotor a connu une grande popularité ces dernières années. Cela dit, la principale motivation pour ce travail de recherche était la synthèse de lois de commande stabilisantes pour ce type d'appareils.

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

Souvent la commande de tels systèmes évoque de près les problèmes de la modélisation dynamique ainsi que le problème de la fidélité du modèle au comportement dynamique du système, dans tous les modes de vol. Ce travail m'a conduit à défricher plusieurs domaines, au lieu d'en explorer un à fond comme c'est le cas pour certaines mémoires. Une caractérisation aérodynamique complète du véhicule eût suffi à elle seule à motiver plusieurs travaux. Cependant, apporter une solution complète à un problème de robotique nécessite de considérer simultanément des problèmes de perception, de décision et de commande. C'est pourquoi les sujets traités sont multiples et s'articulent tous autour d'un fil conducteur omniprésent : l'expérimentation sur le mini drone de type quadrirotor.

Dans ce travail nous avons présenté le modèle mathématique du drone de type quadrirotor. Le modèle de système est non linéaire et fortement couplé.

Et après on a appliqué la commande par mode glissant avec fonction signe sans et avec bruit mais on remarque que il y a de chattering. Pour éliminer ce dernier on a utilisé la fonction tanh qui a donné des résultats meilleurs

Dans une deuxième étape on a remplacé la fonction signe par un bloc de commande floue. Cette dernière ont à donner un meilleure résultat mais leur inconvenants c'est que elle ne rejet pas bien les perturbations. Pour résoudre ce problème on a ajouté un régulateur PI et on a obtenu des meilleurs résultats par rapport à les autres commandes soit dans la convergence vers les états désiré ou dans le rejet des perturbations.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] D.poinsot « Commande d'un drone en vue de la conversion vol rapide – vol stationnaire » doctora de l'université de toulouse,25 novembre 2008
- [2] C.A. Patel, « Building a Test Bed for mini Quadrirotor Unmanned Aerial Vehicle with protective Shroud », a thesis submitted to the department of Mechanical Engineering and the faculty of the Graduate School of Wichita State University in partial fulfilment the requirements for the degree of Master of science, July (2006) .
- [3] Austin, Reg. 2011. Unmanned Aircraft Systems: UAVS Design, Development and Deployment. John Wiley & Sons.
- [4] Steven Rasmussen and Tal Shima, Uav cooperative decision and control, Society for Industrial Mathematics, first edition (December 16, 2008).
- [5] Leishman, J.G., 2000, “*The Breguet Richet Quad-Rotor Helicopter of 1907*”, [On line], accessed in Apr.2006. Available: <http://www.ena.eumd.edu/AGRC/Aero/Breguet.pdf>
- [6] European Aeronautic Defence and Space Company, EADS N.V. http://www.eads.net/1024/fr/eads/history/airhist/1900-1909/Breguet1_1907.html
- [7] All the world's Rotorcraft, www.aviastar.org.
- [8] *National Museum of the United States Air Force*. Retrieved: 17 June 2012.
- [9] C.A. Patel,”Building a Test Bed for mini Quadrirotor Unmanned Aerial Vehicle with protective Shroud “, Master Thesis of Science, Graduate School of Wichita, USA July 2006.
- [10] S. Bouabdallah, “Design and control of quadrirotors with application to autonomous flying “, thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, suisse, 2007.
- [11] A. Dzul P. Castillo and R. Lozano. “Real-time stabilization and tracking of a four-rotor mini rotorcraft”. IEEE Transaction on Control System Technology, 12(4):510 – 516, USA, July 2004. 2.
- [12] R. Lozano P. Castillo and A. Dzul.”Stabilization of a mini rotorcraft having four rotors”. Proceedings of 2004 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, pages 2693 – 2698, JAPAN, 2004.
- [13] S. Bouabdallah, A. Noth and R. Siegwart, “PID vs LQ Control Techniques Applied to an Indoor Micro Quadrirotor “, Autonomous Systems Laboratory Swiss Federal Institute of Technology Lausanne, Switzerland,2004.
- [14] S.J.MC Gilvray, “Attitude stabilization of a quadrirotor aircraft “, A thesis of Master Science, Lakhead University, Canada, June 2004.
- [15] Tommaso Bresciani, “Modelling, Identification and Control of a Quadrirotor Helicopter”, Master Thesis, Lund University, Sweden,October 2008.

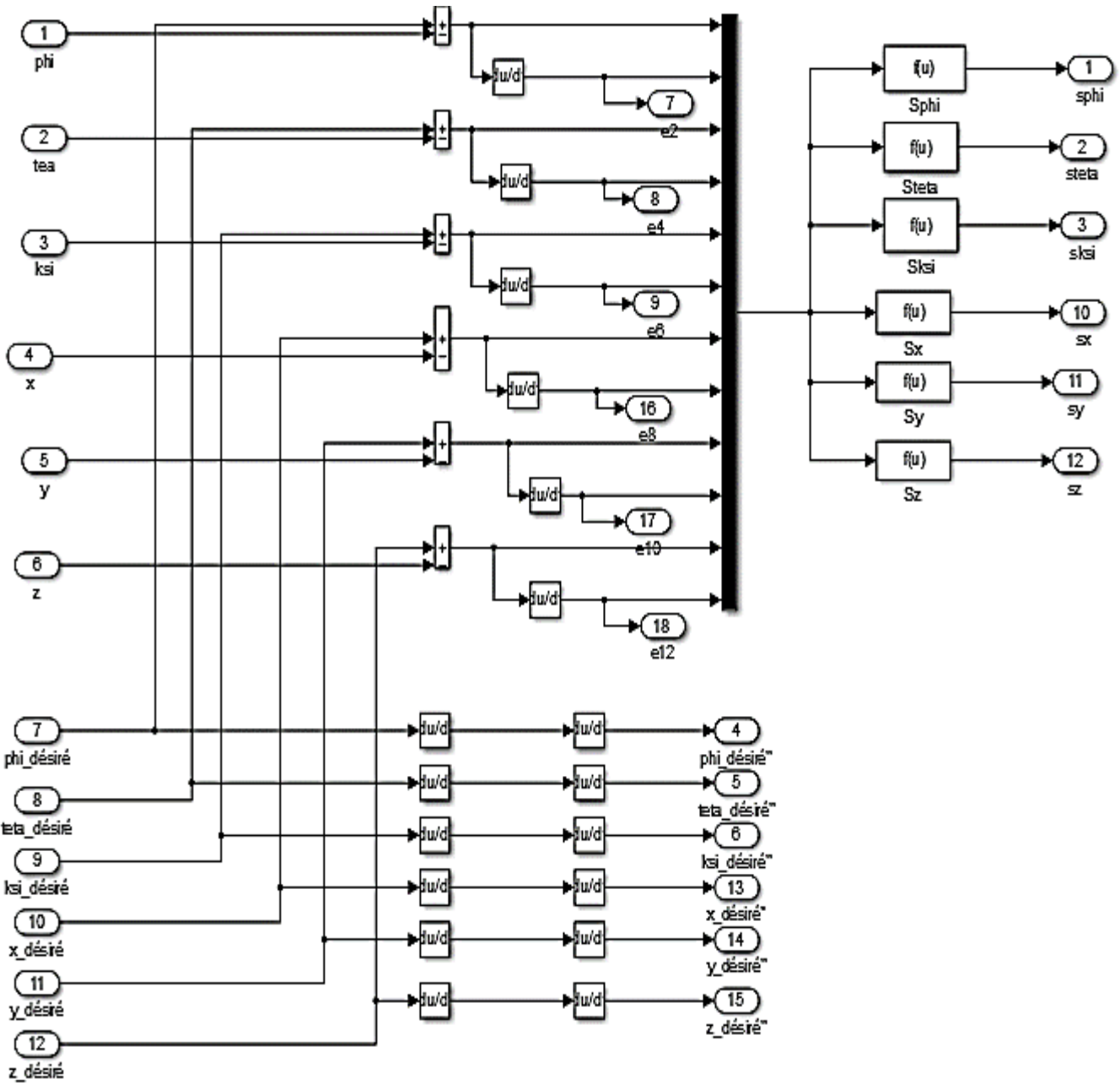
- [16] Abdellah Mokhtari and A. Benallegue, "Dynamic Feedback Controller of Euler Angles and Wind parameters estimation for a Quadrirotor Unmanned Aerial Vehicle "International Conference on Robotics and Automation, USA, April 2004.
- [17] Erdinç Altuğ, "Vision based control of unmanned aerial vehicles with applications to an autonomous four rotor helicopter, Quadrirotor", the degree of Doctor of Philosophy, the University of Pennsylvania, USA, 2003.
- [18] J. Dunfied, M. Tarbouchi, G. Labonte, "Neural Network Based control of a Four Rotor Helicopter", IEEE International Conference on Industrial Technology
- [19] D.yacine « commande par mode glissant-floue pour la stabilisation d'attitude d'un uav de type quadrirotor » universite de m'sila faculte de technologie departement d'electronique,2011
- [20] H. Bouadi, M. Bouchoucha, and M. Tadjine "Sliding Mode Control Based on Backstepping Approach for an UAV Type-Quadrirotor", International Journal of Applied Mathematics and Computer Sciences, Barcelona, Spain, Vol. 4, No. 1, pp. 12-17, 2007.
- [21] H. Bouadi, M. Bouchoucha, and M. Tadjine "Modelling and Stabilizing Control Laws Design Based on Backstepping for an UAV Type-Quadrirotor" Proceeding of 6 th IFAC Symposium on IAV, Toulouse, France, 2007.
- [22] H. Bouadi, M. Bouchoucha, and M. Tadjine "Modelling and Stabilizing Control Laws Design Based on Sliding Mode for an UAV Type-Quadrirotor" Engineering Letters, London, England, Vol. 15, No. 2, pp. 15-24, 2007.
- [23] H. Bouadi, and M. Tadjine "Nonlinear observer design and sliding mode control for four rotors helicopter" Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology, Venice, Italy, Vol. 25, pp. 225-230, 2007.
- [24] T. Hamel, R. Mahony, R. Lozano, and J. Ostrowski, "Dynamic modeling and configuration stabilization for an X4-flyer", IFAC World Congress, Spain 2002.
- [25] N. Guenard, T. Hamel, and V. Moreau "modélisation et élaboration de commande de stabilisation de vitesse et de correction d'assiette pour un drone" CIFA, 2004
- [26] N. Guenard, T. Hamel, and R. Mahony "A Practical Visual Servo Control for an Unmanned Aerial Vehicle", IEEE Transactions on Robotics, Vol. 24, No. 2, pp. 331-340, April 2008.
- [27] M. Bouchoucha, M. Tadjine, A. Tayebi, and P. Müllhaupt "Step by Step Robust Nonlinear PI for Attitude Stabilisation of a Four-Rotor Mini-Aircraft", 16th Mediterranean Conference on Control and Automation Congress Centre, Ajaccio, France, June 2008
- [28] P. Castillo, A. Dzul, and R. Lozano "Real-Time Stabilization and Tracking of a Four-Rotor Mini Rotorcraft", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 12, No. 4, pp. 510-516, July 2004.

- [29] S. Bouabdallah, and R. Siegwart “Backstepping and sliding-mode techniques applied to an indoor micro quadrirotor”, IEEE International Conference on Robotics and Automation ICRA, Barcelona, Spain, 2005.
- [30] L. Derafa, T. Madani, and A. Benallegue “Dynamic modelling and experimental identification of four rotor helicopter parameters”, IEEE-ICIT Mumbai, India, pp. 1834-1839, 2006.
- [31] T. Madani, and A. Benallegue “Sliding Mode Observer and Backstepping Control for a Quadrirotor Unmanned Aerial Vehicles”, Proceedings of American Control Conference Marriott Marquis Hotel at Times Square New York City, USA, July 2007.
- [32] A. Mokhtari, A. Benallegue, and B. Daachi “Robust Feedback Linearization and $G H_{\infty}$ Controller For a Quadrirotor Unmanned Aerial Vehicle”, Journal of Electrical Engineering, Vol. 57, No. 1, pp. 20-27, 2006.
- [33] F. Yacef, O. Bouhali, H. Khebbache, and F. Boudjema “Takagi -Sugeno Model for Quadrirotor Modelling and Control Using Nonlinear Stat Feedback Controller”, International Journal of Control Theory and Computer Modeling Vol. 2, No. 3, pp. 9 -24, May 2012.
- [34] F. Yacef, H. Boudjedir, O. Bouhali, H. Khebbache, and F. Boudjema “Quadrotor Attitude Stabilization Using State Feedback Controller: an LMI Approach”, In Proceeding of International Confer International Conference on Electrical Engineering (ICEE'12), May 7-9, 2012, Algeria.
- [35] W.Khalil, Dombre « **modelling, identification and control of robots** » HPS edition, (2002).
- [36] S.V. Emelyanov “Variable structure control systems”, Moscow. Nauka, 1967.
- [37] V.I. Utkin “Variable structure systems with sliding modes”, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 22, No. 2, pp. 212-222, 1977.
- [38] Mouloud Bouchoucha “Conception d’un contrôleur a logique floue basée sur la théorie des modes glissantes”, Thèse Magister, Ecole Militaire Polytechnique, septembre 1999.
- [39] R.A. Decarlo, S.H. Zak, G.P. Matthews, « Variable structure control of nonlinear multivariable systems», Proc. IEEE. CODEN IEEPAD, Vol.76, pp.212-232, (1988).
- [40] J.E. Slotine and W. Li, « Applied nonlinear control», Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, (1991).
- [41] V.I. Utkin, « Sliding modes in control optimization», Communication and control Engineering series, Springer Verlag, (1992).

Annexes

Annexes

- Bloc des surfaces



$$S_{\text{phi}} = u[2] + \text{landa1} * u[1]$$

$$S_{\text{teta}} = u[4] + \text{landa2} * u[3]$$

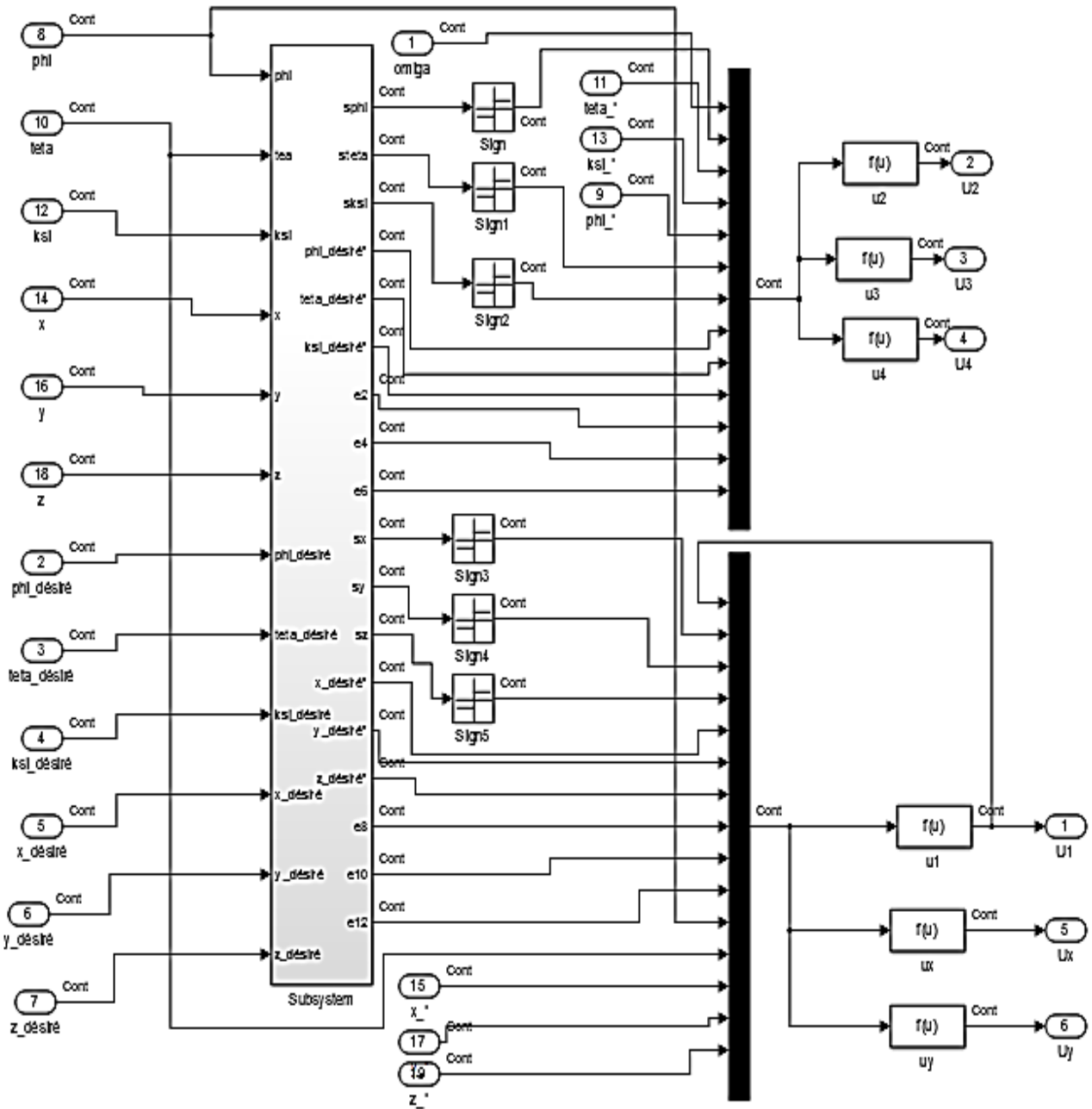
$$S_{\text{psi}} = u[6] + \text{landa3} * u[5]$$

$$S_{\text{xi}} = u[8] + \text{landa4} * u[7]$$

$$S_{\text{y}} = u[10] + \text{landa5} * u[9]$$

$$S_{\text{zi}} = u[12] + \text{landa6} * u[11]$$

• Bloc des commandes



$$U1 = (m/(\cos(u[11])\cos(u[12])))\cdot(k6\cdot u[4]-a11\cdot u[15]+u[7]+landa6\cdot u[10]+g)$$

$$U2 = (1/b1)\cdot(k1\cdot u[2]-a1\cdot u[3]\cdot u[4]-a2\cdot u[5]^2-a3\cdot u[3]\cdot u[1]+u[8]+landa1\cdot u[11])$$

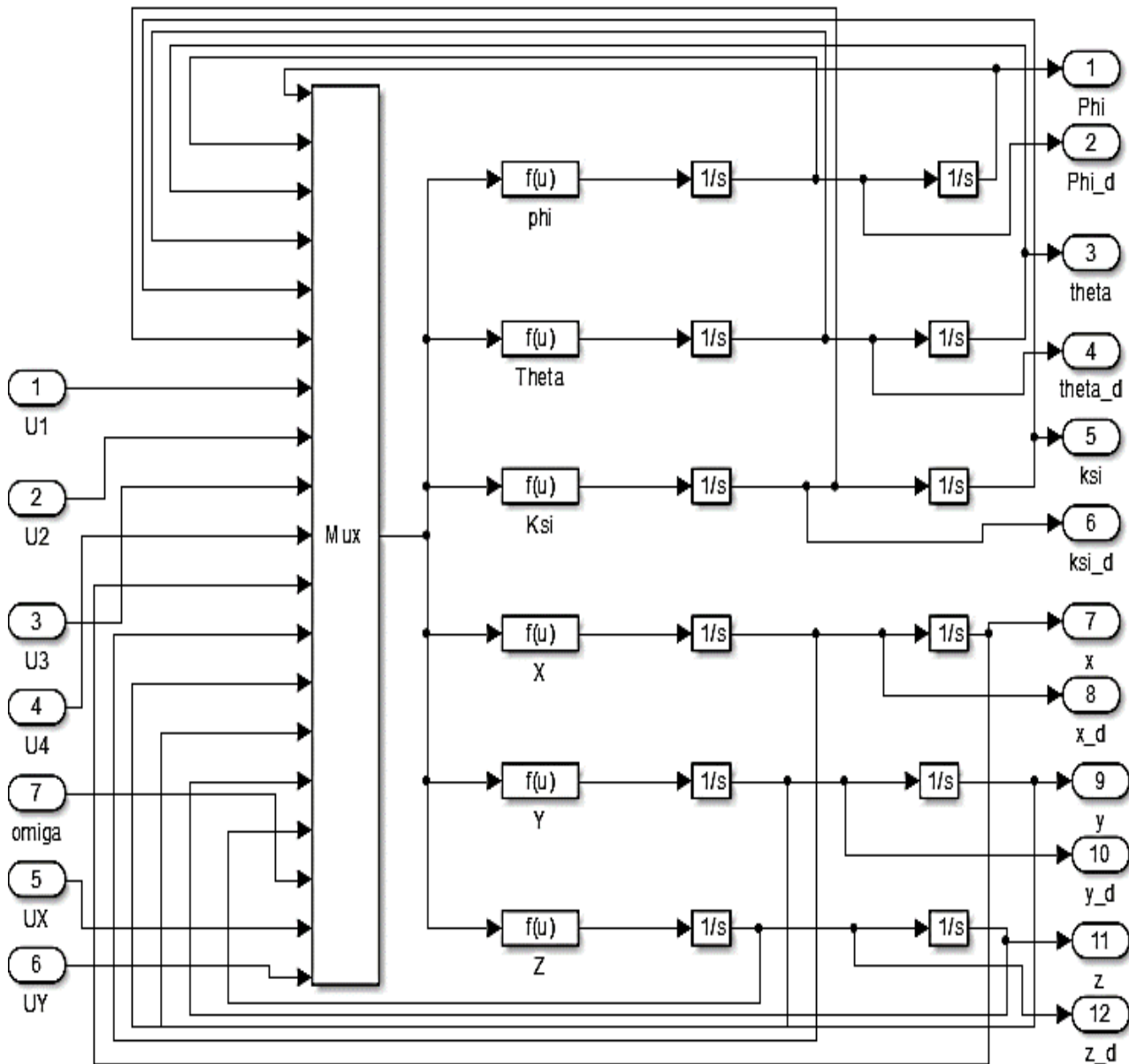
$$U3 = (1/b2)\cdot(k2\cdot u[6]-a4\cdot u[5]\cdot u[4]-a5\cdot u[3]^2-a6\cdot u[5]\cdot u[1]+u[9]+landa2\cdot u[12])$$

$$U4 = (1/b3)\cdot(k3\cdot u[7]-a7\cdot u[5]\cdot u[3]-a8\cdot u[4]^2+u[10]+landa3\cdot u[13])$$

$$Ux = (m/u[1])\cdot(k4\cdot u[2]-a9\cdot u[13]+u[5]+landa4\cdot u[8])$$

$$Uy = (m/u[1])\cdot(k5\cdot u[3]-a10\cdot u[14]+u[6]+landa5\cdot u[9])$$

- Bloc de système réels



$$\ddot{\varphi} = a_1 * u[4] * u[6] + a_2 * u[2] + a_3 * u[17] * u[4] + b_1 * u[8]$$

$$\ddot{\theta} = a_4 * u[2] * u[6] + a_5 * u[4] + a_6 * u[17] * u[2] + b_2 * u[9]$$

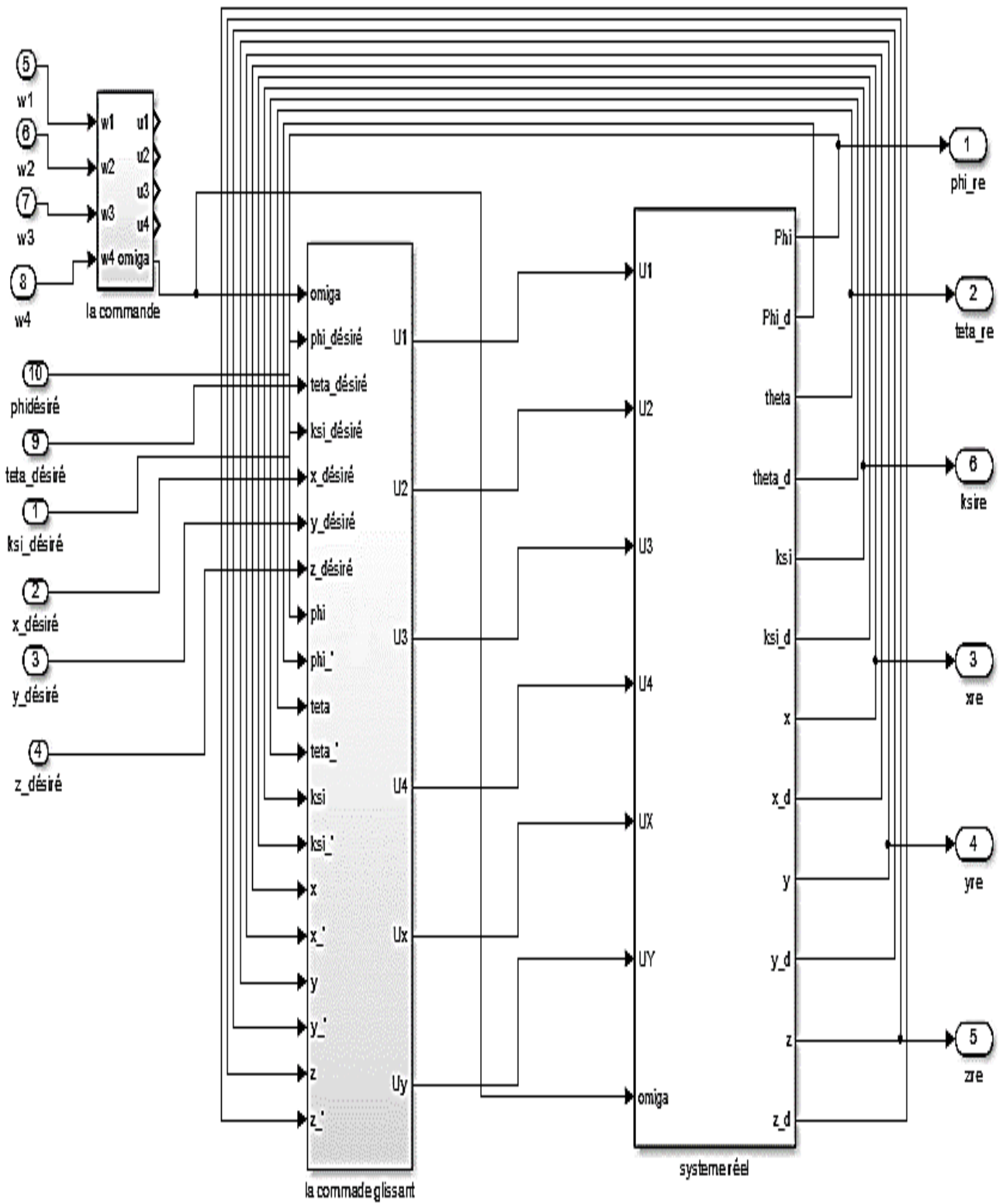
$$\ddot{\psi} = a_7 * u[4] * u[2] + a_8 * u[6] + b_3 * u[10]$$

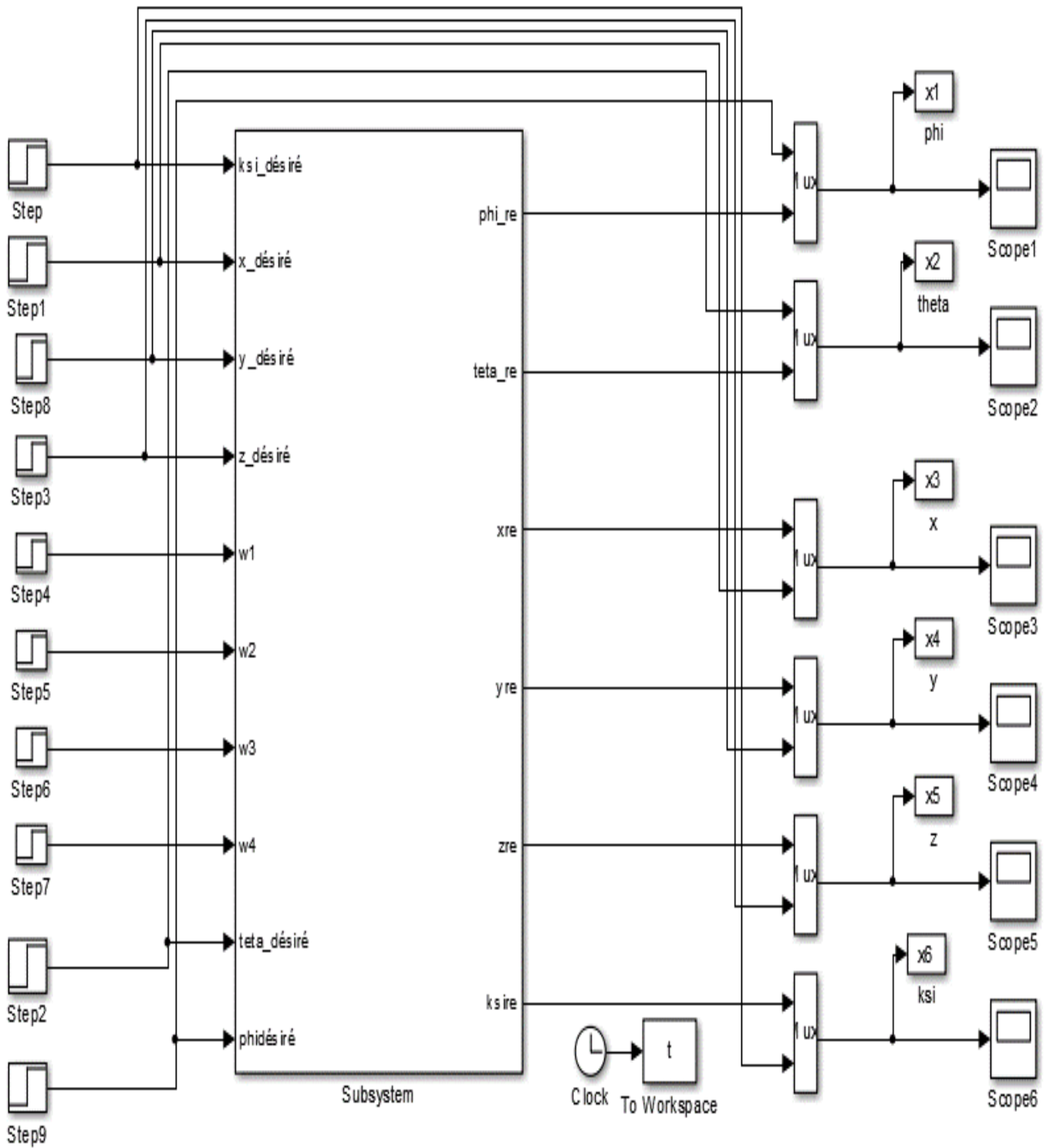
$$\ddot{x} = (u[18] * u[7])/m + a_9 * u[12]$$

$$\ddot{y} = (u[19] * u[7])/m + a_{10} * u[14]$$

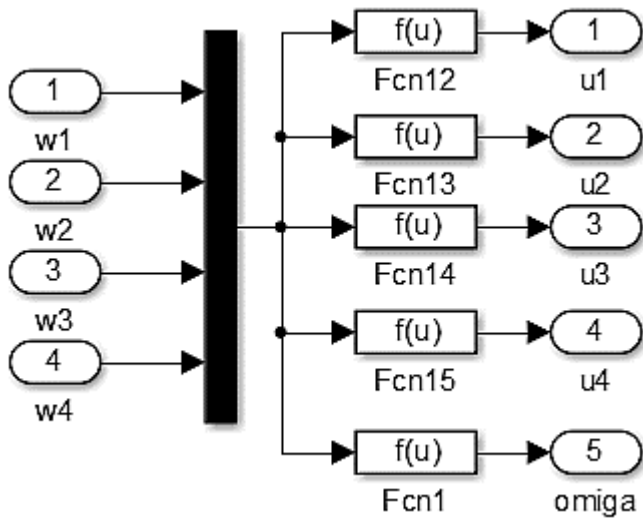
$$\ddot{z} = -g + ((\cos(u[1]) * \cos(u[3]))/m) * u[7] + a_{11} * u[16]$$

• Bloc de système réel et désirée





Paramètre	Valeur désirée	Paramètre	Valeur désirée
ϕ	2°	x	1 m
θ	2°	y	2 m
ψ	1°	z	2 m



$$U1 = Kp*(u[1]^2+u[2]^2+u[3]^2+u[4]^2)$$

$$U2 = Kp*d*(u[3]^2-u[1]^2)$$

$$U3 = Kp*d*(u[4]^2-u[2]^2)$$

$$U4 = Kd*(u[1]^2-u[2]^2+u[3]^2-u[4]^2)$$

$$\Omega = (u[1]-u[2]+u[3]-u[4])$$

Résumé

Aujourd'hui, il existe de nombreuses applications des drones développées pour effectuer des tâches de manière autonome. Dans ce travail de fin d'étude nous présentons l'état de l'art du drone et ces différents types, par la suite nous établissons la modélisation dynamique du drone quadrirotor tenant compte des divers phénomènes physiques, qui peuvent influencer la dynamique d'une structure volante et nous avons étudié le contrôleur par mode glissant (SMC). Le signal de commande obtenu par le SMC présente des variations brusques dues au phénomène de broutement. Afin de réduire les effets du phénomène de broutement et d'améliorer davantage les performances de contrôle de quadrirotor, une hybridation, entre la logique floue, le mode de glissement et le PI a été proposée. Ces contrôleurs sont appliqués à la commande de quadrirotor.

Mots clés

Drone quadrirotor , commande par mode glissant , commande hybride par mode glissant flou.

المخلص

اليوم هناك العديد من التطبيقات لطائرات بدون طيار وضعت لتنفيذ المهام بشكل مستقل. في هذا العمل لنهاية الدراسة نقدم الحالة الفنية لطائرة بدون طيار ومختلف انواعها ومجالات استعمالها. قمنا بإنجاز نموذج ديناميكي لطائرة بدون طيار ذو أربعة محركات في الاعتبار مختلف الظواهر الفيزيائية التي يمكن أن تؤثر على هيكل والذي يسمح لنا بدراسة استجاباتها في مختلف حالات وشروط العمل. بعد ذلك استعرضنا الاسس النظرية لتقنيتين في التحكم: التحكم عن طريق النمط الانزلاقي والتحكم الهجين للمنطق الغامض والنمط الانزلاقي بالإضافة الى التحكم تكامل النسبي المقترح.

كلمات مفتاحية

روبوت طائر ذو أربع مروحيات، تحكم الخطي، المنطق الغامض، تحكم الهجين.