

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR,
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID TLEMCEN



FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

LABORATOIRE D'AUTOMATIQUE DE TLEMCEN LAT

THÈSE

Présentée pour l'obtention du grade de DOCTEUR LMD

En : Automatique

Spécialité : Automatique

Par : Mouad KAHOUADJI

Commande robuste et synthèse d'observateur pour un UAV
- Mise en œuvre expérimentale et passage de singularité

Soutenue devant le jury :

M. Amine HADJ ABDELKADER	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mme Amal CHOUKCHOU-BRAHAM	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
M. Rida MOKHTARI	MCB	ESSA Tlemcen	Co-Directeur de thèse
M. Abdallah MOKHTARI	Professeur	Univ. Oran 2	Examineur
M. Boumediene BENYAHIA	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur
M. Abdelaziz BENALLEGUE	Professeur	Univ. Versailles, France	Invité
M. Brahim CHERKI	Professeur	Univ. Tlemcen	Invité

Année Universitaire : 2020-2021

“La science, c’est ce que le père enseigne à son fils. La technologie, c’est ce que le fils enseigne à son papa...”

Michel Serres

Résumé

Les travaux présentés dans cette thèse concernent l'étude de robots mobiles aériens, particulièrement le drone à voilure tournante à quatre moteurs : le quadrotor.

L'objectif étant de synthétiser des lois de commande et d'observation robustes pour cet engin volant permettant une navigation stable de haute performance voire acrobatique en présence de perturbations externes ou d'incertitudes paramétriques. Ces lois sont principalement conçues à partir de l'approche des modes glissants et de l'algorithme de Super Twisting.

Dans un premier temps, nous avons considéré le modèle du quadrotor exprimé en fonction des angles d'Euler qui représentent l'orientation du drone dans l'espace. Au système d'attitude, nous avons appliqué une première loi de commande basée sur l'algorithme de Super Twisting modifié pour garder la performance de robustesse tout en éliminant le principal inconvénient du chattering. Cette loi est validée expérimentalement sur la plateforme 3 DOF Hover de Quanser disponible à notre laboratoire. Par la suite, nous proposons un deuxième schéma de contrôle pour le système d'attitude. Ce schéma est une association d'une commande Super Twisting adaptatif dont les gains varient pour réduire l'effort de commande et d'un différenciateur continu robuste pour estimer les vitesses et les accélérations angulaires afin de réduire les bruits et les retards causés par les fonctions dérivées. Ce schéma est aussi validé sur le 3 DOF Hover. Nous proposons ensuite, une commande hiérarchique qui divise la dynamique globale de translation et de rotation du système en deux boucles en cascade : interne et externe. Cette commande est basée sur un observateur à état étendu et une commande PD. L'observateur estime les perturbations aérodynamiques inconnues qui vont être rejetées par la commande hiérarchique durant le vol.

Dans un deuxième lieu, nous avons considéré la dynamique du drone exprimée en fonction des quaternions afin de relaxer les hypothèses sur les variations des angles d'Euler nécessaires pour éviter les singularités de toutes les commandes citées précédemment. Cette procédure permet ainsi le passage à travers les singularités mais introduit le problème de blocage dans le

sens de rotation. Pour résoudre ce problème nous proposons une commande hybride qui commute entre deux commandes robustes.

La stabilité de toutes les lois de commande et d'observation proposées est établie moyennant la théorie de Lyapunov.

Mots clés : Quadrotor, commande robuste, Super Twisting, commande adaptative, commande hiérarchique, commande robuste hybride , différentiateur robuste, observateur à état étendu, singularité, quaternions,

Abstract

Abstract

The work presented in this thesis concerns the study of aerial mobile robots, particularly the four-motor rotary wing UAV : the quadrotor. The objective is to synthesize robust control and observation laws for this flying vehicle, enabling stable and high-performance, even acrobatic, navigation in the presence of external disturbances or parametric uncertainties. These laws are mainly based on the sliding mode approach and the Super Twisting algorithm.

First, we considered the quadrotor model expressed by Euler angles which represent the orientation of the UAV in space. For the attitude system, we applied a first control law based on a modified Super Twisting algorithm to keep the robustness performance while eliminating the main disadvantage of chattering. This law is experimentally validated on Quanser's 3 DOF Hover platform available in our laboratory. Thereafter, we propose a second control scheme for the attitude system. This scheme is a combination of an adaptive Super Twisting control with varying gains to reduce control effort and a robust continuous differentiator to estimate speeds and angular accelerations in order to reduce noise and delays caused by derivative functions. This scheme is also validated on the 3 DOF Hover.

Subsequently, we propose a hierarchical control that divides the global dynamics of the system into two cascaded loops : internal and external. This control is based on an extended state observer and a PD control. The ob-

server estimates unknown aerodynamic disturbances that will be rejected by the hierarchical control during the flight.

In a second place, we considered the UAV dynamics expressed in terms of quaternions in order to relax the hypotheses on the variations in Euler angles necessary to avoid the singularities of all the previously mentioned commands. This procedure thus allows the passing through the singularities but introduces the problem of blocking in the direction of rotation. To solve this problem we propose a hybrid control that switches between two robust controls.

The stability of all the proposed control and observation laws is established using the Lyapunov theory.

Keywords : Quadrotor, robust control, Super Twisting, adaptive control, hierarchical control, hybrid robust control, robust differentiator, extended state observer, singularity, quaternions.

Remerciement

Les travaux présentés dans cette thèse ont été réalisés conjointement dans le Laboratoire d'Automatique de Tlemcen LAT, Algérie et le Laboratoire d'Ingénierie des Systèmes de Versailles LISV, France. Je remercie les directeurs des laboratoires Monsieur le professeur Lotfi BAGHLI et Monsieur le professeur Luc CHASSAGNE de m'avoir accueilli au sein de leurs laboratoires et d'avoir mis à ma disposition l'équipement et l'espace nécessaires au bon déroulement de cette thèse.

Une partie de cette thèse a été financée dans le cadre du projet de coopération PROFAS B+, je remercie le ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique de m'avoir accordé cette bourse.

Je tiens à remercier mon encadrante Madame **Amal CHOUKCHOU-BRAHAM**, Professeur à l'Université de Tlemcen, qui m'a encadré tout au long de cette thèse, je la remercie aussi pour ses conseils et disponibilité.

Je voudrais remercier mon co-encadrant Monsieur **Mohammed Rida MOKHTARI**, Maître de conférences à l'École Supérieure des Sciences Appliquées de Tlemcen pour avoir bien voulu encadrer ce travail ainsi que pour sa riche contribution et ses précieux conseils.

Je tiens aussi à remercier Monsieur **Abdelaziz BENALLEGUE**, Professeur à l'université de Versailles, qui m'a accueilli pendant ma période de stage. C'est grâce à lui que j'ai pu concilier avec bonheur recherche théo-

rique et appliquée pendant cette thèse.

Avec un immense plaisir, je trouve l'occasion sur cette page afin de rendre hommage et exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur le professeur **Brahim CHERKI** qui nous a honoré toute la période de cette thèse avec son aide et son soutien scientifique.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur **Amine HADJ ABDELKADER**, Professeur à l'Université de Tlemcen, qui me fait l'honneur d'accepter de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur **Abdallah MOKHTARI**, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, qui me fait l'honneur d'accepter d'être membre du jury de cette thèse et de l'examiner.

Je remercie Monsieur **Boumediène BENYAHIA**, Maître de conférences à l'Université de Tlemcen, qui me fait également l'honneur d'accepter d'être membre du jury de cette thèse et de l'examiner.

Finalement je profite de l'occasion pour exprimer mes meilleures expressions de remerciement à ma famille et spécialement à mes parents de m'avoir toujours soutenu durant tous les moments hauts et bas de cette période de thèse.

Table des matières

Introduction générale	13
Liste de la production scientifique	19
1 Drones : État de l’art et stratégies de commande	21
1.1 Introduction	21
1.2 Les drones et leurs pratiques	21
1.2.1 Classification des drones	21
1.2.2 Les domaines d’applications	28
1.3 Modélisation du drone quadrotor	35
1.3.1 Dynamique de translation et de rotation	36
1.4 Stratégies des commandes dans la littérature	41
1.4.1 Les commandes linéaires	42
1.4.2 Les commandes non-linéaires	44
1.5 Conclusion	46
2 Super Twisting modifié pour la commande d’attitude	47
2.1 Introduction	47
2.2 Description du système 3DOF Hover	48
2.3 Synthèse de la commande	50
2.3.1 Algorithme de Super Twisting Modifié (MSTW)	52
2.4 Résultats expérimentaux	57
2.4.1 Expérience de stabilisation	58
2.4.2 Expérience de Suivi de trajectoire	59
2.4.3 Robustesse et rejet de perturbations	61
2.5 Conclusion	63

3	Super Twisting adaptatif basé sur un différenciateur pour la commande d'attitude	64
3.1	Introduction	64
3.2	Conception du contrôle	65
3.2.1	Dynamique	65
3.2.2	Super Twisting Adaptatif (ASTW)	67
3.2.3	Différenciateur continu	68
3.3	Stabilité de la boucle fermée	69
3.4	Résultats Expérimentaux	70
3.4.1	Test de stabilisation	70
3.4.2	Suivi de trajectoire	71
3.4.3	Test de Robustesse	72
3.5	Conclusion	75
4	Commande hiérarchique basée sur un observateur à état étendu pour un quadrotor	80
4.1	Introduction	80
4.2	Commande non linéaire hiérarchique	81
4.2.1	Contrôleur de Position	83
4.2.2	Dynamique des erreurs de l'observateur	87
4.2.3	Conception du contrôleur d'attitude	89
4.3	Résultats de Simulation	91
4.3.1	Cas a : Vol sans perturbations	92
4.3.2	Case b : Vol avec perturbations	93
4.4	Conclusion	94
5	Commande hybride d'un UAV à base de quaternion	95
5.1	Introduction	95
5.2	Modèle mathématique	96
5.2.1	Propriétés essentielles des quaternions	97
5.2.2	Rotation vectorielle à l'aide d'un produit de quaternion	99
5.2.3	Rotation vectorielle à l'aide d'une multiplication par la matrice de rotation	100
5.2.4	Equation cinématique correspondante au drone	100
5.3	Synthèse de la commande	101
5.4	Analyse de la stabilité	104

5.5	Résultats des Simulations	107
5.5.1	Test de stabilisation	108
5.5.2	Test de suivi de trajectoire	109
5.5.3	Test de Robustesse	111
5.5.4	Conclusion	114
6	Conclusion Générale	116
A	Rappel sur les commandes modes glissants	119
A.1	Introduction	119
A.2	Conception de la commande par mode glissant ordre 1 : . . .	120
A.3	Choix de la surface de glissement	120
A.4	Conditions de l'existence et de convergence :	121
A.4.1	Fonction discrète de commutation	121
A.4.2	Fonction de Lyapunov :	121
A.4.3	Explication du phénomène du glissement	122
A.4.4	Calcul de la commande	122
A.4.5	La commande équivalente	123
A.4.6	Commande de commutation	123
A.5	Convergence en temps fini	124
A.6	Algorithme du Super Twisting	125
A.6.1	Stabilité et Convergence en temps fini	126
B	Présentation du système 3 DOF Hover de Quanser	129
B.1	Moteur DC	129
B.2	Les hélices	133
B.3	Encodeur	133
B.4	Spécification du système	133

Table des figures

1.1	Nano Hummingbird drone	22
1.2	AGRASMG-1 drone développé par DJI	23
1.3	Falco Xplorer développé par LEANARDO company	24
1.4	Le Global Hawk américain	25
1.5	ANKA of Turkish Aerospace Industries at IDEF 2015	26
1.6	Drone à voilure fixe MICROB	27
1.7	Drone abeille de l'université de Harvard	27
1.8	Drones à voilures tournantes	28
1.9	Black Hornet 3 de prox Dynamics	29
1.10	HMI relié au drone	29
1.11	Drone MQ-9	30
1.12	Le phantom Eye de boeing	30
1.13	Le K-Max de Lockheed	31
1.14	Image prise par un drone	31
1.15	Image prise par un drone	32
1.16	Drone agricole AGRAS T16	33
1.17	Livreur de produits médicaux	34
1.18	Les repères du drone	36
1.19	Schéma de contrôle de drone	42
2.1	La plateforme Quanser 3 DOF Hover	50
2.2	Trajectoires des angles d'Euler pour le STW et le MSTW : cas de stabilisation	59
2.3	Les sigaux des entrées pour le cas de stabilisation	59
2.4	Test de suivi de trajectoire pour le STW et le MSTW : Angles désirés et réels	60
2.5	Erreurs du STW et du MSTW pour le test de suivi de trajectoire	60

2.6	Tensions pour le test de suivi de trajectoires	61
2.7	Trajectoires des angles d'Euler avec MSTW pour un moteur arrêté	62
2.8	Trajectoires des angles d'Euler avec MSTW avec perturba- tions : Force extérieure et une variation de masse	62
2.9	Trajectoires des angles d'Euler avec STW avec un moteur ar- rêté	63
2.10	Trajectoires des angles d'Euler avec STW en présence de per- turbations : Force extérieure et variation de masse	63
3.1	Schéma de contrôle et d'estimation pour le Quanser 3 DOF Hover	66
3.2	Angles d'Euler pour le test de stabilisation ASTW	71
3.3	Voltages appliqués aux moteurs pour le test de stabilisation ASTW	72
3.4	Gains adaptatifs du test stabilisation ASTW	73
3.5	Angles d'Euler estimés pour le test de stabilisation ASTW . .	73
3.6	Vitesses angulaires estimées pour le test de stabilisation ASTW	74
3.7	Angles d'Euler pour le test de suivi de trajectoire ASTW . . .	74
3.8	Voltages appliqués aux moteurs pour le test de suivi de tra- jectoire ASTW	75
3.9	Gains adaptatifs de test de suivi de trajectoire ASTW	75
3.10	Estimation de l'attitude test de suivi de trajectoire	76
3.11	Vitesses angulaires estimées pour le test de suivi de trajectoire ASTW	76
3.12	Angles d'Euler pour le test de robustesse ASTW	77
3.13	Voltages appliqués aux moteur pour le test de robustesse ASTW	77
3.14	Gains adaptatifs pour le test de robustesse ASTW	78
3.15	Estimation de l'attitude pour le test de robustesse ASTW . .	78
3.16	Vitesses angulaires estimées pour le test de robustesse ASTW	79
4.1	Structure de la boucle interne-externe du contrôleur	84
4.2	Positions en 3D de translation sans perturbations	92
4.3	Positions de translation : vol en présence de perturbations . .	93
4.4	Trajectoires de Roulis et tangage	94
4.5	Les signaux de contrôle Ω_1 , Ω_2 , Ω_3 et Ω_4	94

5.1	Représentation graphique d'un quaternion unitaire	98
5.2	Test de stabilisation pour la commande hybride	108
5.3	Erreurs de Quaternion $\tilde{Q}$ basé sur la commande hybride . . .	109
5.4	Erreurs de Quaternion $\tilde{Q}$ basé sur la commande de la surface $s = \tilde{\omega} + \lambda \tilde{q}$	109
5.5	Trajectoires des quaternions pour le test de suivi de trajectoire	110
5.6	Erreurs des quaternions pour le test de suivi de trajectoire . .	110
5.7	Couples appliqués pour le test de suivi de trajectoire	111
5.8	Vitesses angulaires pour le test de suivi de trajectoire	111
5.9	Erreurs des quaternions pour le test de changements paramé- triques	112
5.10	Vitesses angulaires pour le test de suivi de trajectoire	113
5.11	Quaternions pour le test de robustesse : cas des perturbations extérieures	113
5.12	Vitesses angulaires pour le test de robustesse : cas des pertur- bations extérieures	114
5.13	Couples pour le test de test de robustesse : perturbations ex- térieures	114
A.1	Démonstration du mode de glissement.	122
A.2	Commande équivalente	123
A.3	Trajectoire dans le plan de phase ($s\dot{s}$) du système commandé par l'algorithme du Super-Twisting	126
B.1	Plateforme 3 DOF Hover Quanser	130
B.2	Composants de la base du Quanser 3 DOF Hover	130
B.3	Dispositifs du plan Quanser 3 DOF Hover	131
B.4	Montage d'une hélice du Quanser 3 DOF Hover	131
B.5	Carte d'acquisition Q8-Usb	135

Liste des tableaux

2.1	Paramètres du 3 DOF Hover Quanser [25]	49
2.2	Gains du contrôleur	58
2.3	Erreurs quadratiques moyennes pour le MSTW et le STW . .	61
3.1	Paramètres de l’ASTW et du différenciateur continu	70
4.1	Paramètres réels d’un quadrotor [73]	91
B.1	Les composants du 3 DOF Hover Quanser	132
B.2	Caractéristiques du moteur et l’encodeur du 3 DOF Hover Quanser	134
B.3	Valeurs de la masse, de la longueur et de l’inertie du 3 DOF Hover Quanser	134

Introduction générale

Dans l'ère du développement technologique et de la recherche avancée, le domaine de la robotique a connu une expansion remarquable, spécialement les robots mobiles aériens. Cette révolution électronique et informatique a contribué à améliorer les performances de ces engins. En effet, les drones sont devenus très utilisés car ils facilitent la vie quotidienne en vue de leurs nombreuses performances : leurs formes et tailles différentes, la capacité de certains à effectuer des décollages et atterrissages verticaux et des vols stationnaires à basse altitude, leur autonomie de plus en plus grande et leur grande maniabilité leur permettent d'effectuer différentes missions et déplacements en des endroits difficiles à explorer.

Les domaines d'utilisation des drones sont divers et variés. On trouve les drones militaires pour accomplir différentes missions telles que la surveillance des frontières, l'espionnage et le lancement des missiles. Les drones de l'agriculture pour la récolte de fruits, l'application de produits de traitements : insecticide et pesticide et la collecte d'informations : niveau d'azote, de chlorophylle, biomasse, taux d'humidité, stress hydrique, etc. Les drones sont aussi utilisés dans d'autres domaines tels que la cartographie, la modélisation de sol et des milieux urbains, la détection d'incendies et l'exploitation de monuments historiques pour ne citer que quelques applications. Le vaste champ d'utilisation de ces machines volantes nécessite une diversité de type et une variété de conception pour être compatibles avec chaque mission et être adaptées avec chaque environnement. Dans ce sens, ces machines peuvent être catégorisées selon l'altitude de croisière, le rayon d'action, l'endurance, la taille ou le type de voilure : à ailes fixes, à ailes battantes et à voilures tournantes.

Le pilotage manuel pour l'utilisation des engins volants dans cette diversité d'applications est entouré par des contraintes extérieures liées à la nature et au comportement physique de ces machines. La mise en marche de ces engins volants et leur mise en place dans des missions opérationnelles en présence de ces contraintes, nécessitent l'automatisation de pilotage pour assurer la réussite et la sécurité de la mission. Cette étape d'automatiser le pilotage a besoin de lois de commande très fiables pour garantir les performances souhaitées. Pour cela, les recherches se sont principalement intéressées au développement des lois de commande dans le but d'améliorer le rendement de ces robots volants et garantir leur efficacité. Les algorithmes de contrôle synthétisés sont nombreux et variés, à savoir les commandes linéaires qui ont été développées pour des vols stationnaires avec des petites rotations et vitesses dans des conditions très spécifiques comme l'absence des perturbations extérieures. Les autres modes de vol nécessitent l'application d'algorithmes non linéaires afin de tenir compte de la dynamique complexe du système, de régler l'influence de toutes perturbations et de pouvoir effectuer des vols agressifs avec une grande vitesse et précision.

La variété des domaines d'utilisations et les défis du pilotage automatique ont incité les chercheurs à s'investir dans le développement des drones sur plusieurs aspects technologiques, de synthèse et de programmation tels que le développement de nouveaux prototypes, des matières de conception, d'actionneurs, de capteurs, de protocoles de communications et d'algorithmes de commande. Malgré la haute technologie et les nombreuses recherches développées, les engins volants restent encore un sujet de recherche d'actualité auquel sont encore liés certaines problématiques telles que les problèmes de matériels concernant les composantes des drones, à savoir les limitations sur les capteurs pour fournir les données nécessaires à la commande ou des informations précises, l'incapacité des cartes de contrôle à supporter des calculs lourds pour des traitements en temps réel, l'autonomie des vols liée aux limitations sur les batteries surtout pour les mini drones, l'échauffement et l'impuissance des actionneurs à supporter des poids importants pour de petits drones. D'autre part, on trouve des problèmes liés au modèle physique comme l'incertitude sur la matrice de rotation, l'absence des méthodes pour modéliser toutes les forces extérieures, et des problèmes liés à la partie du contrôleur. Ces problématiques de commande se manifestent surtout dans la

robustesse dépendante des conditions extérieures réelles telles que le vent, l'échauffement des moteurs et panne d'actionneurs ou par rapport à une modélisation incomplète dans laquelle certaines dynamiques sont négligées ou approximées et où certains paramètres et coefficients sont mal connus. Dans ces cas la tendance est de synthétiser des commandes à partir d'approches robustes. Toutefois l'utilisation de telles méthodes de commande génère à son tour d'autres problèmes en relation avec la discontinuité des commandes robustes qui se représentent dans le phénomène de chattering, ce dernier a un grand impact sur le comportement des drones et sur le fonctionnement des actionneurs, car il cause de fortes vibrations qui peuvent endommager les actionneurs.

D'autre part, les singularités causées par les contraintes attachées à la matrice de rotation représentée par les angles d'Euler empêche le bon fonctionnement des drones pour accomplir des missions à haute performance. En d'autres termes, pour de grandes rotations avec une vitesse importante les vecteurs internes de la matrice de rotation se superposent et le drone perd un degré de liberté ce qui a pour effet de provoquer des singularités de commande qui causent le crash du drone.

L'objectif de notre travail est de répondre à quelques problématiques notées précédemment pour améliorer la sécurité et les performances de vol lorsque le drone évolue dans un milieu perturbé ou est soumis à des incertitudes paramétriques. Notre but est de développer des stratégies de commande robustes pour le rejet de perturbations extérieures et intérieures et le passage des singularités pour un type de ces engins volants qui est le quadrotor.

Notre première contribution s'inscrit dans le cadre de continuité des travaux de recherche au sein de l'équipe " commande" de notre laboratoire où nous avons réussi à valoriser une commande robuste type mode glissant Super Twisting modifiée développée dans une thèse précédente dans la même équipe [1]. Notre premier objectif est de mettre en œuvre expérimentalement cette loi de commande sur la plateforme de quadrotor : le 3 DOF Hover de Quanser disponible à notre laboratoire. Les résultats expérimentaux obtenus montrent l'efficacité de cette loi de commande vis à vis des perturbations extérieures et des incertitudes paramétriques sans subir l'effet du chattering

causé par la discontinuité des modes glissants.

Notre deuxième contribution consiste en la proposition d'une stratégie de commande robuste adaptative basée sur l'algorithme du Super Twisting pour la stabilisation et le suivi de trajectoire du 3 DOF Hover. La loi de commande est conçue de telle sorte que toute perturbation liée aux incertitudes paramétriques ou à un changement de paramètres au cours de fonctionnement soit rejetée. Les gains de la commande sont adaptatifs ce qui permet de réduire la valeur des tensions fournies. De plus, cette loi est associée à un différenciateur continu robuste que nous proposons pour résoudre le problème de limitations des capteurs et des bruits de mesure en estimant les états nécessaires pour la loi de commande.

Dans notre troisième contribution, nous présentons une stratégie de commande originale basée sur l'observateur à état étendu pour le contrôle de la position et orientation d'un quadrotor sujet à des effets aérodynamiques inconnus. Une approche de contrôle hiérarchique est appliquée en séparant la boucle de commande en une boucle interne de rotation et une boucle externe de translation en se basant sur la propriété d'échelle de temps de chaque sous système. Cette stratégie en cascade et l'observateur à état étendu permettent d'estimer les perturbations aérodynamiques inconnues et de les rejeter pendant le vol continu du drone.

Pour toutes les commandes proposées, des hypothèses sur les variations des angles roulis ϕ , tangage θ et lacet ψ sont nécessaires en supposant que $(-\pi/2 < \phi < \pi/2, -\pi/2 < \theta < \pi/2, -\pi < \psi < \pi)$ pour éviter les problèmes de singularité.

Notre quatrième contribution vient relaxer ces hypothèses restrictives par rapport aux modes de vol, et ce en représentant le modèle du drone avec les quaternions. Les contraintes sur les variations des angles de rotations ne sont plus nécessaires et le vol dans tous les sens est autorisé. Par contre l'utilisation des quaternions introduit un nouveau problème à savoir le blocage dans le sens de rotation dit Unwinding. Pour résoudre ce problème nous proposons alors un schéma de commande hybride qui commute entre deux commandes robustes.

Organisation de la thèse

Notre travail est composé de cinq chapitres qui sont décrits dans la suite :

Chapitre 1 : présente un état de l'art sur les différents type et classes des drones, leurs applications et les stratégies de commande qui leur sont appliquées. En premier lieu, nous décrivons les classifications des drones selon deux critères, le premier est le poids et l'altitude où nous trouvons des Nano drones, Mini drones, les drones tactiques, etc. Le deuxième critère est la configuration de la propulsion qui divise les engins volants en trois catégories : voilures fixes, ailes battantes et voilures tournantes. Ensuite, nous définissons quelques domaines d'applications des machines volantes. Les principaux domaines décrits sont le domaine militaire, l'agriculture et la santé. Nous décrivons par la suite brièvement la modélisation des drones quadrotor en définissant les équations des mouvements et les notations adoptées tout au long de la thèse. Finalement, nous citons une recherche bibliographique sur les stratégies de commande qui ont été développées dans la littérature pour la commande de ces engins.

chapitre 2 : décrit le développement d'une commande robuste basée sur la commande Super Twisting, synthétisée en utilisant les angles d'Euler. L'algorithme proposé est un Super Twisting modifié (MSTW) pour contrôler l'attitude de drone. Le but de cette technique est de résoudre le principal inconvénient du Super Twisting classique (STW) qui est le chattering en gardant la robustesse. La validation expérimentale de cette commande sur une plateforme Quanser prouve les hautes performances de cette technique en termes de robustesse et suppression de chattering.

chapitre 3 : présente la synthèse d'une commande basée sur un estimateur dans le but d'estimer les accélérations et les vitesses angulaires, cette commande est combinée avec une commande Super Twisting adaptatif dont les gains varient selon les perturbations extérieures et les changements paramétriques ce qui réduit l'effort de commande en absence de perturbation. La validation expérimentale sur la plateforme Quanser a prouvé le bon fonctionnement de notre algorithme proposé.

chapitre 4 : traite du développement d'une commande en cascade basée sur un observateur à état étendu et une commande PD. Cet observateur est proposé pour estimer les états étendus du système qui représentent les perturbations extérieures. Il permet de réduire le nombre de capteurs nécessaires pour la conception de la commande. Le principe de cette commande est de séparer la dynamique de translation de la dynamique de rotation et d'intégrer une commande linéaire PD pour générer une loi de commande continue afin d'obtenir une robustesse en présence d'effets aérodynamiques inconnus. L'avantage de cette technique est d'estimer et rejeter les perturbations même sans une bonne connaissance des paramètres.

chapitre 5 : présente une nouvelle méthode de commande basée sur les quaternions, afin de résoudre le problème de singularité. Cette approche est une commande hybride combinée de deux sous commandes robustes. Le principe de l'algorithme est de faire une commutation entre deux commandes où chaque commande intervient dans un intervalle pour éviter un autre problème appelé unwinding. C'est un phénomène lié au quaternions et qui signifie un blocage dans un seul sens de rotations où pour faire une rotations de θ_d , le drone fait une rotation de $-2\pi + \theta_d$.

Liste de la production scientifique

Publication

- * **M. KAHOUADJI**, M.R. MOKHTARI, A. CHOUKCHOU-BRAHAM, B. CHERKI, “Real-Time Attitude Control of quadrotor UAVs using Modified Super Twisting Algorithm. ” Journal of the Franklin Institute, Volume 357, Issue 5, March 2020, Pages 2681–2695.
[DOI :10.1016/j.jfranklin.2019.11.038](https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2019.11.038)

Communications Internationales avec comité de lecture et acte dans le WOS

- * **M. KAHOUADJI**, A. CHOUKCHOU-BRAHAM, I. MESLOULI, M.R. MOKHTARI, B. CHERKI, Robust Attitude Control based on Continuous Differentiator and Adaptive Super Twisting for 3 DOF quadrotor, 6th International Conference on Control Engineering and Information Technology, CEIT 2018, Istamboul, Turkey, 25-27 October 2018,
[DOI : 10.1109/CEIT.2018.8751796](https://doi.org/10.1109/CEIT.2018.8751796)
- * **M. KAHOUADJI**, A. CHOUKCHOU-BRAHAM, M.R. MOKHTARI, B. CHERKI, Super Twisting Control for Attitude Tracking using Quaternion, 6ème Conférence Internationale en Automatique & Traitement de signal, ATS 2018, Tanger, Maroc, 28-30 Mars 2018, Proceedings of Engineering and Technology – PET Vol.36 pp.35-39,
[ISSN 2356-5608](https://doi.org/10.1016/j.pet.2018.03.001)
- * **M. KAHOUADJI**, A. CHOUKCHOU-BRAHAM, I. MESLOULI, M.R. MOKHTARI, B. CHERKI, Adaptive Super Twisting Control for Attitude

Tracking based on Quaternion, 3rd International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb, CISTEM'18, Algiers, Algeria, 28-31 October 2018,

[http ://www.usthb.dz/CISTEM2018/sites/default/files/Program](http://www.usthb.dz/CISTEM2018/sites/default/files/Program)

- * M.R. MOKHTARI, **M. KAHOUADJI**, A. CHOUKCHOU-BRAHAM, B. CHERKI, Extended State Observer based Hierarchical Control for quadrotor UAV, 7th International Conference on Systems and Control, ICSC 2018, Valencia, Spain, 24-26 october 2018,

[DOI : 10.1109/ICoSC.2018. 8587636](https://doi.org/10.1109/ICoSC.2018.8587636)

- * I. MESLOULI, **M. KAHOUADJI**, A. CHOUKCHOU-BRAHAM, C. BENSALAH, M.R. MOKHTARI, B. CHERKI, Experimental Validation of Quaternion based Integral Backstepping Design for Attitude Tracking, 6th International Conference on Control Engineering and Information Technology, CEIT 2018, Istamboul, Turkey, 25-27 October 2018,

[DOI : 10.1109/CEIT.2018.8751761](https://doi.org/10.1109/CEIT.2018.8751761)

- * I. MESLOULI, R. MESLI, **M. KAHOUADJI**, A. CHOUKCHOU-BRAHAM, B. CHERKI, Quadrotor Design Procedure and PID Control for Outdoor Free Flight, 3rd International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb, CISTEM'18, Algiers, Algeria, 28-31 October 2018,

[DOI : 10.1109/CISTEM.2018. 8613367](https://doi.org/10.1109/CISTEM.2018.8613367)

Chapitre 1

Drones : État de l'art et stratégies de commande

1.1 Introduction

Les robots mobiles aériens sont devenus un sujet de l'actualité, la diversité des applications de ces machines volantes s'est élargie et devient jour après jour vaste.

Les drones sont des aéronefs sans pilote dont le pilotage est automatique car ils contiennent des contrôleurs embarqués. Le mot "drone" est un mot anglais signifiant faux-bourdon. La diversité de prototype et de design dans le domaine du drone nécessite une classification, dans ce qui suit, nous présentons une classification des drones et les différents domaines d'utilisation.

1.2 Les drones et leurs pratiques

1.2.1 Classification des drones

Les drones peuvent être classés selon plusieurs critères, notamment le poids, l'envergure, la charge alaire, l'autonomie, l'altitude maximale, la vitesse, l'endurance et les coûts de production. Ces éléments sont des paramètres de conception importants qui permettent de distinguer les différents types de drones et de fournir des systèmes de classification avantageux.

Le classement des drones est une étape importante et difficile à réaliser vu la diversité des types de ces machines. Nous allons faire des classifications selon quelques critères :

Selon le poids et l'altitude :

La catégorisation des drones en fonction de leur poids et domaine de vol a été la base de plusieurs travaux, On trouve les types suivants :

* **Nano drones** Ce sont des véhicules de très petite taille avec un poids compris entre 0 et 200 grammes. L'autonomie de ces véhicules est très faible (de 10 à 30 minutes). Ces types de drones ont une portée inférieure à 1 km et une altitude de vol maximale autour de 100 m [130,132]. Il existe différentes configurations pour les nano drones selon le type de voilure, telles que les ailes fixes, les ailes tournantes et les ailes battantes. La figure 1.1 représente un exemple de ce type qui est Nano Hummingbird lancé par le groupe technologique californien AeroVironment, il pèse 19 grammes avec une envergure de 16 cm qui ressemble et vole comme un vrai colibri. Ses deux ailes battantes lui procurent toute sa propulsion et son contrôle et il est capable de voler de haut en bas ainsi que de se mettre en vol stationnaire et en tangage.



FIGURE 1.1 – Nano Hummingbird drone

* **Mini drones** Il sont des drones avec une taille de l'ordre de 50 cm jusqu'à 1 m avec un poids de l'intervalle $[1kg\ 20kg]$, ils ont une autonomie importante qui est supérieure à 30 min. Les domaines d'applications de ce type sont variés vu leur facteur de taille/autonomie/maniabilité. Les missions qui se basent sur l'évolution à basse altitude en environnement encombré, rend nécessaire une capacité de vol stationnaire et de décollage et d'atterrissage verticaux. Les configurations à voilure tournantes sont donc privilégiées pour ces véhicules.

La figure 1.2 représente un mini drone, le AGRASMG-1 est un drone d'agriculture développé par DJI, il peut transporter jusqu'à 10 kg de charges liquides, y compris des pesticides et des engrais. La combinaison de la vitesse et de la puissance permet de couvrir une surface de 4 000 à 6 000 m^2 en seulement 10 minutes. Le système de pulvérisation intelligent ajuste automatiquement sa pulvérisation en fonction de la vitesse de vol, de sorte qu'une pulvérisation uniforme est toujours appliquée. Ainsi, la quantité de pesticide ou d'engrais est régulée avec précision pour éviter la pollution et économiser les opérations.



FIGURE 1.2 – AGRASMG-1 drone développé par DJI

* **Les drones tactiques** Les drones tactiques (Tactical Unmanned Aerial Vehicle) ont un poids énorme, ils peuvent atteindre jusqu'à 2000 kg.

Leurs grande autonomie de 24 heures et leur altitude opérationnelles qui peut aller jusqu'à 5 km ont fait que le domaine militaire est leur principale domaine d'utilisation. Il y a plusieurs exemples de ce type, nous pouvons décrire le Falco Xplorer montré dans la figure 1.3 qui pèse 1300 kg. Le système est destiné aux besoins à double usage, fournissant une surveillance régionale permanente 24 heures sur 24, 7 jours sur 7, par tous les temps, couvrant un large éventail de missions et complétant les rôles militaires typiques par des missions gouvernementales. Avec une endurance de plus de 24 heures, le Falco Xplorer recueille des informations à l'horizon, relayées en temps réel par une connexion satellite sécurisée vers des centres C4I.



FIGURE 1.3 – Falco Xplorer développé par LEANARDO company

* **Les drones Lourds** Cette classe contient différents types, on note le **HALE** : mot anglais qui signifie drones volant à haute altitude et de longue endurance. On atteint dans cette catégorie les dimensions d'un avion civil pour des autonomies de plusieurs milliers de kilomètres parcourues en volant largement au dessus des trafics aériens courants, tant civils que militaires jusqu'à 20 000 m d'altitude. Les moteurs sont des turboréacteurs. L'exemple le plus connu de HALE est le Global Hawk américain, de Northrop Grumman, qui, en avril 2001, a volé depuis la Californie jusqu'en Australie. Peu après, en octobre 2003, dans le cadre de l'initiative allemande Euro Hawk et en

coopération avec EADS, un drone du même type a effectué un vol transatlantique, depuis la Californie jusqu'au nord de l'Allemagne, afin d'effectuer des vols de démonstration à partir de ce pays.



FIGURE 1.4 – Le Global Hawk américain

En plus, on a la catégorie **MALE** (Moyenne Altitude Longue Endurance). L'altitude de vol est, pour cette catégorie, comprise entre 5000 et 12000 mètres, ce qui permet de parcourir jusqu'à 1000 km, à des vitesses relativement faibles, de 220 à 360 km/h (induites par des moteurs à pistons ou des turbopropulseurs). La masse peut cette fois atteindre 3,5 tonnes, et l'envergure est généralement comprise entre 10 et 20 mètres. Un exemple de drone MALE on trouve TAI Anka avec plusieurs version qui sont

- Anka-A : Drone de surveillance, peut grimper à 30 000 pieds avec une autonomie de 24h.
- Anka-A+ : Drone MALE à capacité renforcée, moteur turbopropulseur.
- Anka-S : Drone d'attaque, pouvant emporter deux missiles UMTAS, liaison de données à vue par satellite (SATCOM), sera plus lourde que les deux premières variantes, pourra grimper à 45 000 pieds, autonomie de 24 heures.
- Anka-C/TP : Drone de surveillance SAR et d'attaque de longue autonomie et avec des moteurs turbo-compressé peut grimper à 50 000 pieds, était prévu pour 2016.



FIGURE 1.5 – ANKA of Turkish Aerospace Industries at IDEF 2015

Selon la configuration de la propulsion

* **Voilure fixe** sont des drones constitués principalement d'une paire d'aile permettant de se déplacer rapidement grâce à leurs vitesses prises du mouvement du véhicule et nécessitent des pistes préparées pour le décollage et l'atterrissage. Ils couvrent de longues distances et de hautes altitudes. L'inconvénient principal de cette configuration est qu'elle n'autorise pas le vol stationnaire, des vols à basse vitesse et à basse altitude.

* **Avec ailes battantes** sont de drones avec un mode de vole inspirés des insectes ou des oiseaux, Ces configurations permettent des manœuvres agiles avec des mouvements plus discrets que les voilures tournantes, ce qui représente un avantage pour les missions de reconnaissance ou de surveillance, on trouve ce type beaucoup plus dans des applications militaires grâce à leurs petit taille, on note comme exemple le drone abeille de l'université de Harvard montré dans la figure 1.8.

* **Voilure tournante** les drones à voilures tournantes ou VTOL (vertical take OFF and Landing) sont capables de décoller et d'atterrir verticalement sur n'importe quel terrain, donc ils n'ont pas besoin de piste de



FIGURE 1.6 – Drone à voilure fixe MICROB

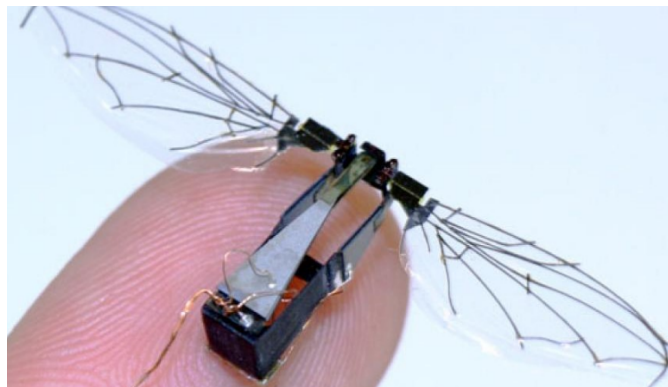


FIGURE 1.7 – Drone abeille de l'université de Harvard

décollage ou d'atterrissage. Ils sont utilisés généralement dans la surveillance, la récolte de données et plusieurs applications grâce à leurs vol stationnaire à basse vitesse et à faible altitude. Ce type de drone regroupe plusieurs autres classes qui peuvent être catégorisées selon le nombre de rotors : le coaxiale, le birotor, le quadrotor, etc.



FIGURE 1.8 – Drones à voilures tournantes

1.2.2 Les domaines d'applications

De nos jours, on retrouve différents types de drone avec plusieurs fonctionnalités. Cette technologie a permis de faciliter plusieurs aspects de la vie humaine. Nous allons voir maintenant les différentes utilisations des drones dans la vie courante (militaire, agriculture et santé).

* **Militaire** Les premiers drones remontent à la première guerre mondiale. Le mot drone est anglais qui signifie bourdonnement car les premiers prototypes de ces engins étaient bruyants et lents. Ces machines volantes ont beaucoup évolué. Elles sont devenues plus silencieuses et plus rapides avec une multitude de fonctionnalités adaptées à chaque mission militaire. Ces engins ont connu un essor remarquable que depuis une vingtaine d'année car l'utilisation des drones dans le domaine militaire a été gardée secrète jusqu'à depuis 20 ans. Dans le domaine militaire, les drones étaient des outils d'espionnage.

On retrouve différentes formes de drones, des petits dit nanodrone utilisé comme des outils mis à disposition à tous les soldats leur permettant d'avoir plus d'informations sur le lieu de l'affrontement. A titre d'exemple le Black Hornet 3 qui est utile pour des missions de reconnaissance des environs figure 1.17.

Ce drone est accompagné d'une tablette qui suit en temps réel les mouvements de drone (et de sa caméra) pour avoir une vision meilleure de l'environnement.



FIGURE 1.9 – Black Hornet 3 de prox Dynamics



FIGURE 1.10 – HMI relié au drone

On retrouve aussi de grands drones comme le reaper drone MQ-9 qui est un outil efficace à l'attaque. Le drone MQ-9 a des caractéristiques variées (missile guidés et largage de bombe) lui permettant d'être des outils très efficaces.

D'autre part, on retrouve des drones avec une grande capacité de vol sur les hautes altitudes. A titre d'exemple, le phantom Eye de boeing qui peut voler durant 36 heures sur une altitude maximale de 7000 mètres :

De plus, les drones peuvent être utilisés comme transporteur de cargaisons sur les champs de batailles. A titre d'exemple, le K-Max de Lockheed qui a servi comme un engin de transport des cargaisons depuis 2007 pour le ravitaillement des troupes en équipements lourds avec une capacité maximale de 2,7 tonnes.



FIGURE 1.11 – Drone MQ-9



FIGURE 1.12 – Le phantom Eye de boeing

En guise de conclusion, l'utilisation des drones dans le domaine militaire est multiple et variée. Le domaine militaire étant un champ sensible qui lie politique et armée, l'utilisation des drones dans ce contexte est très utile.

Agriculture Les drones sont utilisés aussi dans le domaine agricole. Cet engin vient apporter des solutions à d'anciens problèmes. Avant l'utilisation des drones, l'agriculture était dépendante de la météo ainsi qu'à des méthodes d'arrosage et de distribution d'engrais non optimale (manuelle



FIGURE 1.13 – Le K-Max de Lockheed

principalement) avec une faible visibilité sur le terrain et sur ses besoins. Aujourd'hui, les drones équipés de caméra permettent de faire une cartographie du terrain. Certains drones peuvent surveiller la biomasse et les autres besoins des plantes et du terrain.

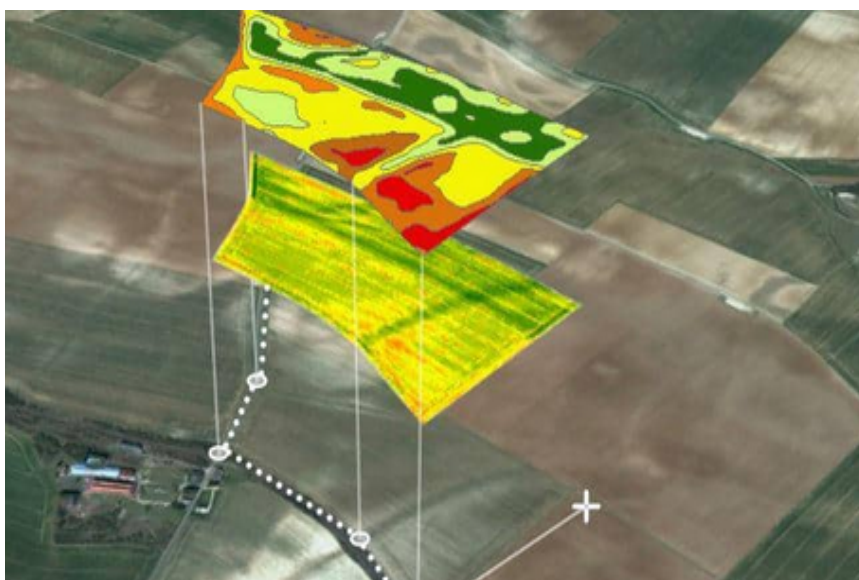


FIGURE 1.14 – Image prise par un drone

L'agriculture connaît une évolution remarquable grâce au drone. A titre d'exemple la rentabilité liée à la production agricole a augmenté et les coûts de productions ont baissé. Cette rentabilité a permis le développement d'entreprise (comme l'entreprise Airinov) apportant leur expertise sur l'utilisation des drones dans le domaine agricole. Cette précision apportée par le drone permet de connaître plusieurs informations : le taux d'humidité du terrain ou encore les zones infectées. Ainsi, l'agriculteur peut savoir la quantité d'engrais à utiliser ainsi que déterminer les zones à arroser. Cela est possible grâce au GPS intégré dans le drone, qui permet d'apporter une plus grande précision sur l'état du terrain. En fin de compte le drone, permet de mieux cibler la production et surtout améliorer la qualité de la surface plus rapidement avec un moindre coût :

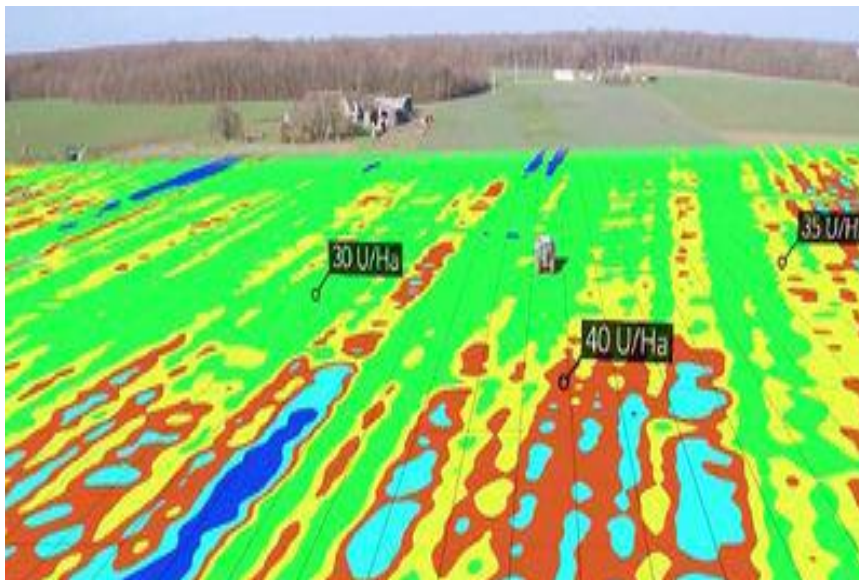


FIGURE 1.15 – Image prise par un drone

On parle aujourd'hui de l'agriculture connectée grâce aux drones qui apportent précisions et facilitent la prise de décision plus optimale. Cette agriculture connectée s'est transformée en activité de management qui lie rentabilité et économie. Aussi, en terme environnemental, un drone produit moins de CO₂ et permet de mieux protéger les terrains agricoles.

La technologie des drones dans le domaine agricole s'élargit puisque aujourd'hui il est possible de détecter les maladies de manière précoce. A titre

d'exemple L'IRSTEA (L'institut national de recherche en sciences et technologies pour l'environnement et l'agriculture), a réalisé un projet de recherche pour effectuer une modélisation en 3D des plantes grâce à un drone. Cette modélisation permet d'avoir une vision plus précise des plantes et donc de détecter le potentiel maladie de plante.

IL y a plusieurs entreprises commerciales qui travaillent sur les drone utilisé dans l'agriculture, On peut trouver en tête de liste, DJI avec les différents types qui ont été mis en marche dans ce domaine, IL y a les drones pour l'at-tache d'épandage et pulvérisation, on trouve le AGRAS T16, Il est équipé d'un radar de haute précision permettant de suivre le terrain à distance constante et d'éviter le moindre obstacle et d'un GPS RTK pour un positionnement centimétrique.



FIGURE 1.16 – Drone agricole AGRAS T16

* **La santé** Après l'utilisation des drones dans le domaine agricole, sa pratique dans l'activité médicale connaît un essor remarquable avec les drones transporteurs de médicament ou de balise de premier soin.

Ce type de drone présente plusieurs capacités : GSP, caméra HD et thermique et émetteurs-récepteur radio. Il est rapide dans le transport et permet



FIGURE 1.17 – Livreur de produits médicaux

de réaliser la mission de sauvetage rapidement. Un exemple de drone “secourreur” est celui développé par un étudiant de l’Université de Technologie de Delft aux Pays-Bas appelé “drone ambulance”. Ce dernier est équipé d’un défibrillateur servant au sauvetage de personne ayant un arrêt cardiaque. On retrouve aussi des drones qui participent au dépistage de maladies. par exemple en Malawi, le ministère de santé en partenariat avec UNICEF ont conçu un drone permettant de dépister le VIH. la technologie consiste en une prise de sang sur des “papier buvard” et de les transporter des milieux ruraux vers les laboratoires.

D’autres drones livrent les produits de santé. une telle technologie permettra de mieux distribuer les médicaments vers les hôpitaux et cliniques ainsi que de faire face aux enjeux de santé de manière plus optimale. A titre d’exemple, le Rwanda dispose depuis 2016 d’une base de livraison pour moins de 30 min de poche de sang par drone vers 21 cliniques de l’ouest du pays. Pour la même affaire, l’entreprise flash biologicistic développe un drone appelé “drone for life” qui transporte les produits de santé. Ce drone est équipé par un packaging isotherme permettant de conserver les produits. Enfin, les drones sont aussi utilisés pour les opérations de greffes d’organes. le but de cette opération est l’optimisation du transport des organes avant la greffe. Au Etat-Unis, en avril 2019, le transport d’un rein réfrigéré a été transporté de

Baltimore vers l'hôpital universitaire du Maryland.

1.3 Modélisation du drone quadrotor

La modélisation est une étape importante pour la conceptions des commandes. Dans cette partie nous présentons brièvement le modèle complet du drone avant d'entamer un état de l'art sur les stratégies de commande disponibles en littérature, et nous renvoyons le lecteur vers les références [1], [50] et [68] pour une modélisation détaillée.

Le drone représenté par la figure 1.18 est constitué de quatre moteurs BLdc qui garantissent le vol stationnaire et les déplacements dans l'espace. Les moteurs 1 et 3 tournent dans le même sens, les moteurs 2 et 4 tournent dans le sens inverse.

Pour avoir le modèle du drone nous définissons les repères, dans lesquels le mouvement du drone est décrit montrés dans la figure 1.18, les paramètres cinétiques, cinématiques et les forces agissant sur le drone :

- $E_I = \{X_I \ Y_I \ Z_I\}$ est le repère fixe lié à la terre où X_I est dirigé vers le nord, Y_I vers l'est et Z_I vers le haut.
- $E_B = \{X_B \ Y_B \ Z_B\}$ est le repère mobile attaché au centre de gravité CG du drone comme il est illustré dans la figure 1.18.
- $\epsilon = [x \ y \ z]^T$ est le vecteur position de CG par rapport à E_I exprimé dans le repère inertiel E_I .
- $\Theta = [\phi \ \theta \ \psi]^T$ est le vecteur de la position angulaire du repère mobile E_B par rapport à E_I et exprimé dans le repère inertiel E_I .
- $v = [v_x \ v_y \ v_z]^T$ est le vecteur de la vitesse linéaire du CG par rapport à E_I et exprimé dans E_I .
- $w = [p \ q \ r]^T$ est le vecteur de la vitesse de rotation entre E_I et E_B et exprimé dans le repère E_B .

Il existe plusieurs forces agissant sur le drone qui sont :

- La force de gravité $P = -mg$, dirigée selon l'axe Z et définie dans le repère E_B .
- La force de poussée T , générée par la propulsion du véhicule.
- La force de traînée aérodynamique du véhicule F_a causée par le frottement de l'air sur le fuselage.

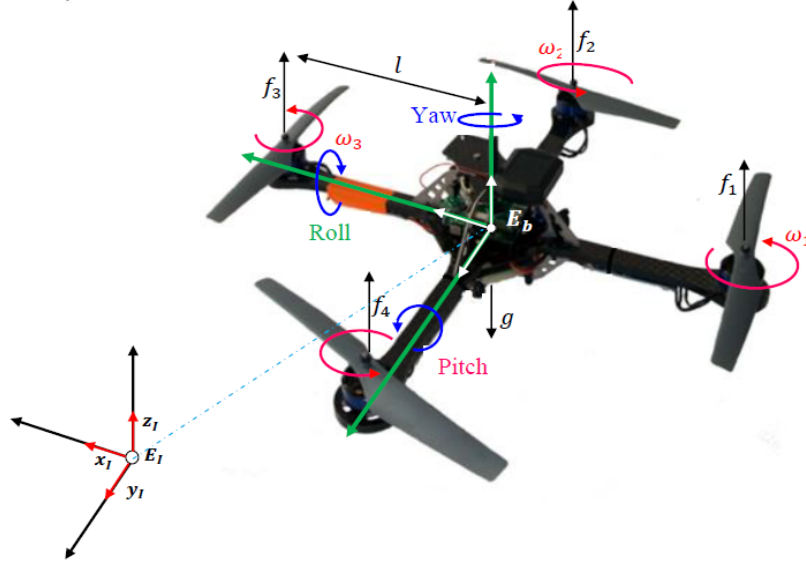


FIGURE 1.18 – Les repères du drone

- La résultante des forces de perturbations aérodynamiques extérieures (rafale de vent), exprimées dans E_I par F_{ext} .

Pour assurer le vol suivant l'axe Z il suffit que les quatre moteurs tournent avec une vitesse qui produit une force de poussée supérieure à la force de gravité P .

Les moments et couples appliqués au drone sont les suivants :

- Γ_p : le couple de commande généré par les actionneurs du drone.
- Γ_a : le couple généré par les phénomènes aérodynamiques et gyroscopiques produits par la rotation des rotors.
- Γ_{ext} : regroupe tous les moments engendrés par la résultante des forces extérieures de perturbation

1.3.1 Dynamique de translation et de rotation

En utilisant le formalisme de Newton-Euler, on définit dans E_B , les équations de mouvement du centre de gravité du drone considéré comme un corps

rigide, comme suit :

$$\begin{aligned}\sum F_i &= ma_{CG} \\ \sum \Gamma_i &= J\dot{w}_{CG}\end{aligned}\tag{1.1}$$

où

— F_i représente les forces agissantes sur le centre de gravité du drone :

$$\sum F_i = P + T + F_a + F_{ext}$$

On notera F , la force définie par :

$$F = T + F_a$$

— m est la masse du drone supposée constante.

— a_{CG} est l'accélération de centre de gravité par rapport à E_I et exprimée dans E_B , s'écrit donc :

$$a_{CG} = \dot{v} + S(w)v$$

.

— $S(w)$ est la matrice antisymétrique donnée par :

$$S(w) = \begin{bmatrix} 0 & -r & q \\ r & 0 & -p \\ -q & p & 0 \end{bmatrix}$$

— Γ_i représente les moments agissant sur le drone :

$$\sum \Gamma_i = \Gamma_p + \Gamma_a + \Gamma_{ext}$$

On notera Γ le couple défini par :

$$\Gamma = \Gamma_p + \Gamma_a$$

— w_{CG} est le vecteur des vitesses angulaires du centre de gravité de véhicule par rapport à E_I et exprimé dans E_B , il est donné par :

$$J\dot{w}_{CG} = J\dot{w} + S(w)Jw$$

- J est la matrice inertielle exprimée au point (CG) dans le repère mobile.
- La structure du quadrotor est supposée rigide et symétrique, ce qui induit que la matrice d'inertie J sera supposée diagonale, donnée par :

$$J = \begin{bmatrix} J_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & J_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & J_{zz} \end{bmatrix}$$

Nous pouvons écrire (1.1) sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \sum F_i &= m\dot{v} + mS(w)v \\ \sum \Gamma_i &= J\dot{w} + S(w)Jw \end{aligned} \quad (1.2)$$

Ainsi, nous pouvons écrire les dynamiques de translation et de rotation respectivement comme suit :

$$\begin{aligned} m\dot{v} &= -mS(w)v + F - mg|_{E_B} + F_{ext} \\ J\dot{w} &= -S(w)Jw + \Gamma + \Gamma_{ext} \end{aligned} \quad (1.3)$$

La poussée totale $F = [0, 0, T_z]^T$ (pour F_a négligée ou prise en compte avec F_{ext}), présente la somme des poussées de chaque rotor :

$$T_z = \sum_{i=1}^4 T_i = \sum_{i=1}^4 \kappa_t \Omega_i^2 \quad (1.4)$$

où κ_t est le coefficient aérodynamique de poussée et Ω_i est la vitesse de rotation du rotor i

Nous allons maintenant déterminer les relations de passage entre les repères inertiel E_I et mobile E_B à travers la représentation des angles d'Euler, ceci pour les vitesses linéaires et angulaires du drone. La matrice de passage $\mathcal{R}_\Theta$ du repère engin E_B au repère inertiel E_I est paramétrisée par les angles d'Euler décrivant les trois rotations d'angles ϕ (roulis), θ (tangage) et

ψ (lacet) suivantes :

$$\mathcal{R}_{x,\phi} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix}, \mathcal{R}_{y,\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{R}_{z,\psi} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Le produit de ces trois matrices permet d'exprimer le passage du repère E_B au repère E_I c'est-à-dire

$$\mathcal{R}_\Theta = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \sin \phi \sin \theta \cos \psi - \cos \phi \cos \psi & \cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi \\ \cos \theta \sin \psi & \sin \phi \sin \theta \sin \psi + \cos \phi \cos \psi & \cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi \\ -\sin \theta & \sin \phi \cos \theta & \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

La matrice $\mathcal{R}_\Theta$ appartient au sous-espace des matrices orthogonales, appelé groupe orthogonal spécial, dénoté par $SO(3)$ et défini par :

$$SO(3) = \{\mathcal{R}_\Theta \in R^{3 \times 3} / \mathcal{R}_\Theta^T \mathcal{R}_\Theta = I_{3 \times 3} \text{ et } \det(\mathcal{R}_\Theta) = 1\}$$

La transposée de $\mathcal{R}_\Theta$ représente la matrice de passage entre le repère E_I et E_B . Pour un vecteur $u \in R^3$ donné, le changement de coordonnées d'un référentiel à un autre est donnée par les relations :

$$[u]_{E_I} = \mathcal{R}_\Theta [u]_{E_B} \quad [u]_{E_B} = \mathcal{R}_\Theta^T [u]_{E_I} \quad (1.7)$$

Dans le cas où le repère engin E_B tourne par rapport au repère inertiel E_I avec une vitesse angulaire w , la matrice de rotation varie au cours du temps, cela se traduit par la relation cinématique d'attitude :

$$\dot{\mathcal{R}}_\Theta = \mathcal{R}_\Theta S(w) \quad (1.8)$$

La dynamique de translation est définie par l'évolution de la position et de la vitesse du véhicule. Dans le repère inertiel E_I , la vitesse du centre de gravité CG du drone est donnée par la relation cinématique de position suivante :

$$\dot{e} = v \quad (1.9)$$

La projection de la dynamique de translation dans le repère inertiel, nous permet d'avoir

$$m\dot{v} = \mathcal{R}_\Theta \sum F_i|_{E_B} \quad (1.10)$$

La cinématique de rotation exprime la relation entre la variation des angles d'Euler $\Theta = [\phi \ \theta \ \psi]^T$ et les composantes du vecteur vitesse de rotation instantanée w , elle est donnée sous la forme :

$$\dot{\Theta} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & -\frac{\sin \phi}{\cos \theta} & \frac{\cos \phi}{\cos \theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \mathcal{W}_\Theta w \quad (1.11)$$

Il est important de noter que la matrice est singulière pour les valeurs extrêmes $\theta = \pm\pi/2$ (voir l'expression 1.11), ce qui est physiquement réaliste puisque l'engin ne doit pas se retourner selon ses angles de roulis ou de tangage.

La matrice $\mathcal{W}_\Theta$ peut être inversée et sera notée par Ψ_Θ , ce qui permet d'écrire :

$$w = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta \\ 0 & \cos \phi & \cos \theta \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \Psi_\Theta \dot{\Theta} \quad (1.12)$$

En différenciant l'expression (1.11) et tenant compte de (1.3), nous trouvons la relation suivante [1] :

$$\ddot{\Theta} = \dot{\mathcal{W}}_\Theta \Psi_\Theta \dot{\Theta} - \mathcal{W}_\Theta J^{-1} S(\Psi_\Theta \dot{\Theta}) J \Psi_\Theta \dot{\Theta} + \mathcal{W}_\Theta J^{-1} \Gamma + \mathcal{W}_\Theta J^{-1} \Gamma_{ext} \quad (1.13)$$

La multiplication par $M(\Theta) = \Psi_\Theta^T J \Psi_\Theta$ de l'équation (1.13), nous permet d'avoir

$$M(\Theta) \ddot{\Theta} + C(\Theta, \dot{\Theta}) \dot{\Theta} = \Psi_\Theta^T \Gamma + \Psi_\Theta^T \Gamma_{ext} \quad (1.14)$$

La matrice auxiliaire $M(\Theta) = \Psi_\Theta^T J \Psi_\Theta$ est définie positive, à condition que $(\theta \neq k\pi/2)$. La matrice des couples de coriolis et centrifuges $C(\Theta, \dot{\Theta}) \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ est donnée par la relation suivante :

$$C(\Theta, \dot{\Theta}) = -M(\Theta) \dot{\Psi}_\Theta^{-1} \Psi_\Theta + \Psi_\Theta^T S(\Psi_\Theta \dot{\Theta}) J \Psi_\Theta \quad (1.15)$$

Par conséquent, le système global peut être réécrit sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ m\dot{v} \\ \dot{\Theta} \\ M(\Theta)\dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v \\ \mathbf{T}_z \mathcal{R}_{\Theta} z_e - mgz_e + F_{ext} \\ \omega \\ -C(\Theta, \omega)\omega + \Psi_{\Theta}^T \mathbf{\Gamma} + \Psi_{\Theta}^T \mathbf{\Gamma}_{ext} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

avec $\mathbf{\Gamma} = [\tau_{\phi} \quad \tau_{\theta} \quad \tau_{\psi}]^T$ et

$$\begin{pmatrix} \mathbf{T}_z \\ \tau_{\phi} \\ \tau_{\theta} \\ \tau_{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \kappa_t & \kappa_t & \kappa_t & \kappa_t \\ 0 & -l\kappa_t & 0 & l\kappa_t \\ -l\kappa_t & 0 & l\kappa_t & 0 \\ \kappa_d & -\kappa_d & -\kappa_d & -\kappa_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Omega_1^2 \\ \Omega_2^2 \\ \Omega_3^2 \\ \Omega_4^2 \end{pmatrix}$$

l est la distance entre les rotors et le centre de masse de la plate-forme, Ω_j sont la vitesses de rotations de chaque rotor j et (κ_d, κ_t) sont respectivement les facteurs de poussée et de traînée qui sont des constantes positives caractérisant l'aérodynamique des hélices. Les valeurs des paramètres utilisés dans le dispositif expérimental sont indiquées dans le tableau 2.1

1.4 Stratégies des commandes dans la littérature

L'autonomie des véhicules volants est basée sur des cartes de contrôle embarquées équipées avec des capteurs et des systèmes de navigation très développés. Ce système de pilotage consiste aussi en des algorithmes de commande qui assurent la stabilisation et la grande maniabilité de ces engins. La conception de contrôleur pour les machines volantes est difficile vue la complexité de son modèle, car les drones sont des systèmes sous-actionnés où il faut commander 6 degrés de liberté avec 4 actionneurs. Afin de synthétiser une commande pour piloter cet objet volant il est nécessaire de décrire les dynamiques de son modèle qui sont la dynamique de translation et de rotation, on peut noter qu'il y a deux boucles de commande : une boucle extérieure qui est la boucle de l'altitude et une boucle intérieure qui est la boucle d'attitude comme il est montré dans la figure 1.19.

Les stratégies des commandes utilisées dans la littérature et appliquées sur les UAV sont variées, dans la suite nous présentons un état de l'art sur quelques commandes développées pour contrôler ces engins volants.

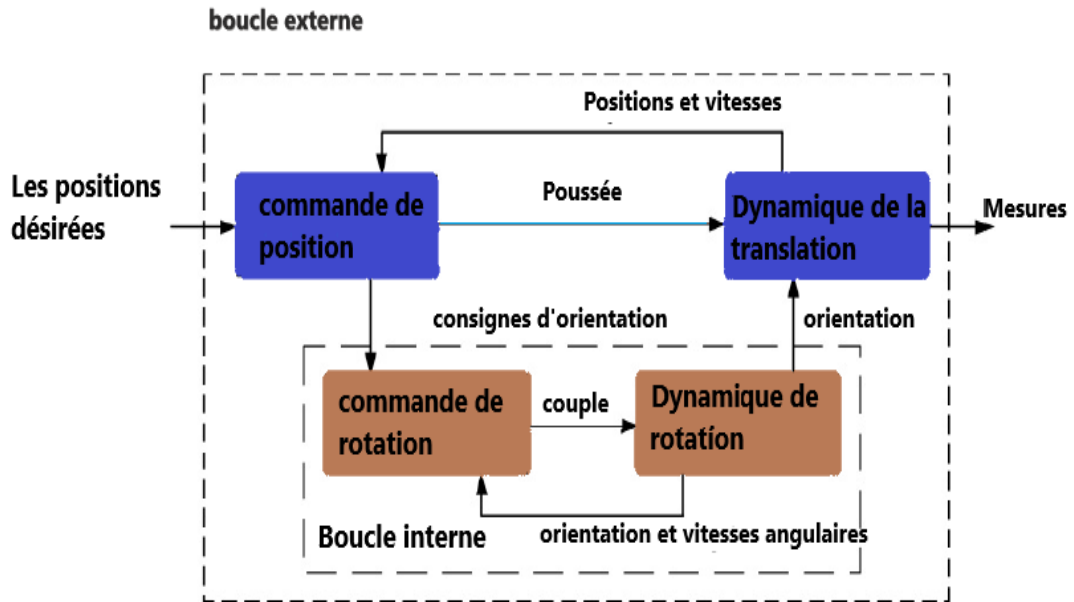


FIGURE 1.19 – Schéma de contrôle de drone

1.4.1 Les commandes linéaires

Le modèle de drone est non-linéaire, donc la conception des commandes linéaires nécessite une linéarisation autour d'un point de fonctionnement ou un point d'équilibre. Les commandes linéaires ont des avantages localement autour du point de linéarisation, mais sont peu robustes vu que la dynamique des perturbations extérieures telles que le vent ou des changements paramétriques ou des termes non linéaires liés à une modélisation précise tenant compte de tous les phénomènes ne sont pas inclus dans le modèle linéarisé. Il y a différents types de commande linéaire, nous mentionnons les suivantes :

Commande PID

La commande PID est la commande la plus classique connue dans ce domaine, il y a deux architectures de conception de ce type de commande : en parallèle et en série. La facilité de cette commande réside dans le fait qu'elle n'est pas basée sur le modèle. Le calcul des gains est par contre compliqué car il n'existe pas des méthodes théoriques fiables à cent pour cent. La méthode

la plus utilisée est celle des essais/erreurs, mais il existe des méthodes théoriques qui donnent des résultats approximatifs sur les gains en se basant sur un cahier de charge, nous citons parmi elles la méthode de ziegler Nichols. Il y a plusieurs chercheurs qui ont contribué dans la synthèse et le développement de cette commande. S.Bouabdallah et al [2] ont comparé la performance des contrôleurs PID classiques avec des contrôleurs synthétisés avec la technique de contrôle optimal LQ (commande linéaire quadratique) pour le contrôle de l'attitude d'un quadrotor miniature. De plus il y a d'autres travaux tels que [3], [4], [5] et [6].

Commande par retour d'état

Cette méthode consiste à modifier le comportement en boucle fermée d'un système dynamique. Cette approche est basée sur le modèle du système supposé connu. La commande par retour d'état est conçue pour répondre à un cahier de charge par exemple temps de réponse, pourcentage de dépassement,....

Parmi les méthodes pour concevoir la commande par retour d'état, le placement de pôles a été développé par des chercheurs pour la commande des drones, en [7] le placement de pôles a été utilisé pour un drone coaxial, son but était d'améliorer la stabilité et la rapidité de la boucle fermée du système en plaçant les valeurs propres de la matrice d'état du système corrigé dans la demi-sphère négative. L'implémentation du contrôleur basé sur le placement de pôles pour un quadrotor a été étudiée en [8], [9], [10]. Les auteurs ont utilisé cette commande sur un hélicoptère et un drone à voilure fixe respectivement.

Une deuxième méthode élaborée pour la commande par retour d'état est LQR (Linear Quadratic Regulator). Le principe de fonctionnement de cette dernière est de placer les valeurs propres du système en boucle fermée en se basant sur un critère d'optimisation quadratique, c'est à dire, on choisit des matrices de pondération pour résoudre une équation de Riccati dans le but de trouver les gains optimaux qui garantissent le comportement souhaité du système en boucle fermée. Vu l'avantage de cette approche en terme de robustesse, elle a été utilisée pour le pilotage des UAV dans certaines travaux tels que [11], [12] et [13].

La commande H_∞

La commande H_∞ est une commande très recommandée pour la stabilisation des systèmes aériens autonomes à cause de ses performances très élevées, elle est considérée comme une commande linéaire robuste. Elle consiste à minimiser l'effet de perturbations sur le comportement du système, autrement dit, elle garantit les comportements souhaités du système en boucle fermée en tenant en compte les perturbations externes et internes. Dans les travaux [14], [15] et [17] la commande H_∞ a prouvé ses hautes performances en termes de robustesse et stabilisation, mais ces performances restent locales autour du point de fonctionnement.

1.4.2 Les commandes non-linéaires

Les approches linéaires adressées pour la commande des véhicules aériens autonomes prouvent leurs efficacités et performances. En revanche, l'utilisation des commandes linéaires reste limitée et locale. Elles ne sont pas utilisables qu'autour d'un point d'équilibre prédéfini avec des conditions bien choisies : faible vitesse, des petites rotations...ect. En plus, la conception de commandes linéaires est basée sur l'hypothèse que le modèle des drones est connu et que les perturbations sont négligées. Pour pallier à ces problèmes, les chercheurs se sont intéressés aux commandes non-linéaires qui sont plus robustes pour un domaine de validité plus large. Dans ce qui suit nous présentons des commandes non-linéaires conçues pour des UAV :

La commande backstepping

L'idée de base de la commande par Backstepping est de décomposer le système bouclé en des sous-systèmes en cascade d'ordre un stable au sens de Lyapunov, ce qui implique des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi-étapes. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse [18].

Plusieurs chercheurs se sont intéressés à cette commande pour l'appliquer sur les systèmes volants autonomes, nous citons [19], [20] qui ont travaillé sur

l'hélicoptère, aussi [21] pour le quadrotor, et aux drones à rotors coaxiaux nous citons [22] et [23].

La commande mode glissant

C'est la commande la plus réputée dans la littérature et elle fait partie de la famille des commandes à structure variable. La commande mode glissant est, par sa nature, une commande non linéaire, elle est basée sur la commutation de fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [24].

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande appelée chattering et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Il existe différentes méthodes pour diminuer ce phénomène dont l'une consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue au voisinage de la surface de glissement, et l'autre à utiliser des modes glissants d'ordre supérieur comme le super-twisting pour réduire ce phénomène. Le mode glissant a été utilisé par plusieurs chercheurs à cause de sa supériorité en terme de robustesse et sa facilité d'implémentation, nous trouvons dans [25] et [26] une application des modes glissants sur un quadrotor, d'autres applications sur un hélicoptère [27] et le birotor coaxial [28], [29] ont été réalisées. Nous trouvons aussi l'application de super twisting qui est une version développée de mode glissant inventé par Levant [30] dans le but de résoudre le problème de "chattering" et d'améliorer les performances de la commande, nous notons des travaux réalisés sur des quadrotors, des coaxiaux et des hélicoptères [31], [32] et [28].

La commande hybride

C'est une commande discontinue à commutation, son avantage est la combinaison entre deux commande pour éviter les limitations de chaque commande. Le principe de cette stratégie est de faire intervenir chaque commande dans un intervalle bien défini pour avoir une stabilité globale de la boucle fermée. Par exemple combiner une commande linéaire dans intervalle autour de 0 avec une commande non-linéaire qui a des singularité dans cet intervalle. Il y a beaucoup de recherches qui ont été réalisées dans cet aspect, nous citons à titre d'exemple [41] et [42].

D'autres variétés de commandes linéaires et non-linéaires non mentionnées précédemment, ont été développées et utilisées dans la littérature pour les véhicules aériens autonomes. a titre informatif, nous pouvons citer dans le cas des commandes linéaires, la commande prédictive [33] et [34], et pour les commandes non-linéaires nous avons la commande par extension dynamique [35], la commande hiérarchique [36, 37, 38], et d'autres commandes qui se basent sur l'intelligence artificiel [39, 40]

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude sur les différentes classes de drone selon plusieurs critères tels que le poids et le type de voilure. Nous avons présenté aussi les applications les plus connues des drones et leurs utilités dans la vie quotidienne, nous avons mentionné l'importance des UAV dans le domaine militaires et leurs contributions dans le développement de plusieurs autres domaines tels que l'agriculture qui a connu une révolution nommée par l'agriculture de précision grâce au drones. Nous avons décrit brièvement par la suite, le modèle du drone, particulièrement, du quadrotor et avons présenté un schéma de commande général. Ensuite, une recherche bibliographique a été présenté sur les commandes utilisées sur les véhicules aériens sans pilotes, nous avons fait un classement des commandes disponibles dans la littérature en deux classes : commandes linéaires et commandes non-linéaires. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter une première stratégie de commande synthétisée pour un drone et validée sur la plateforme 3-DOF Hover de Quanser.

Chapitre 2

Super Twisting modifié pour la commande d'attitude

2.1 Introduction

La dynamique complexe des drones, leurs non linéarités et le degré élevé de couplage entre les entrées de contrôle et les variables d'état nécessitent le développement de contrôleurs non linéaires. En outre, en raison des incertitudes et des perturbations externes, des contrôleurs robustes sont nécessaires pour assurer un positionnement de haute précision. À cet égard, les contrôleurs à base de mode glissant sont utilisés pour les drones à petits giravions [48, 49]. La conception d'un contrôleur d'attitude de vol autonome et fiable est une question importante car elle permet la navigation du véhicule dans des environnements confinés, et donc, empêche le véhicule de se retourner et de s'écraser lorsque le pilote effectue les manoeuvres souhaitées [52, 53]. Le problème du contrôle d'attitude peut généralement être classé en deux catégories : le problème de contrôle de la trajectoire et le problème de stabilisation. En pratique, deux types d'incertitudes sont largement étudiées dans le système d'attitude ; l'une résulte de l'effet des rafales de vent et du moment gyroscopique généré par la rotation de l'engin volant et des rotors et l'autre représente les incertitudes du modèle existant dans la matrice d'inertie du corps qui réduisent toujours l'effet de contrôle et rendent le problème de contrôle d'attitude plus difficile et plus compliqué [[54, 55]. L'algorithme de contrôle de super twisting -STW- [51, 56, 57] est l'un des plus puissants algorithmes de contrôle en mode glissant du second ordre pour les systèmes

dont le degré relatif est égal à un. Il génère une fonction de contrôle qui amène la variable glissante et sa dérivée à zéro en temps fini en présence de perturbations et d'incertitudes lisses et limitées. Les principaux avantages du STW sont ses caractéristiques attrayantes : convergence en temps fini, robustesse aux incertitudes et simplicité de mise en œuvre. Bien que l'algorithme STW contient une fonction discontinue lissée par intégration qui réduit considérablement le phénomène de chattering mais ne l'élimine pas complètement.

La principale contribution de ce chapitre est de proposer un contrôle par mode glissant Super Twisting modifié robuste -MSTW- pour résoudre le problème du suivi d'attitude du quadrotor soumis à des perturbations et des incertitudes. Les contrôleurs classiques de mode glissant -SMC- et les contrôleurs de mode glissant du second ordre -SOSM-, y compris l'algorithme de contrôle STW, peuvent traiter de manière robuste ce problème de perturbations. Toutefois, le principal inconvénient du SMC classique est l'introduction d'un broutement indésirable dans le signal de commande, alors que les contrôleurs SOSM sont capables de l'atténuer. Dans ce chapitre, nous recherchons un algorithme STW modifié et continu qui soit capable de résoudre ce problème en générant un signal de commande continu et en éliminant le chattering. Le schéma de commande proposé peut traiter le phénomène dit de "chattering" et donc empêcher les actionneurs de s'endommager. Le MSTW est conçu en étendant le STW dans [58] et la théorie de la convergence en temps fini dans [55, 59, 60]. La fonction de contrôle discontinue est remplacée par une fonction continue afin de générer un signal de contrôle continu, d'éliminer l'effet de chattering, d'effectuer un suivi précis et d'obtenir une bonne robustesse/sensibilité. Une étude comparative entre le STW et le MSTW est entreprise. Les résultats expérimentaux montrent la bonne performance de l'algorithme proposé par rapport au Super Twisting classique.

2.2 Description du système 3DOF Hover

La plateforme 3DOF Hover de Quanser, utilisée dans cette expérience, est représentée sur la Fig.2.1. Le quadrotor est considéré comme un solide corps incorporant un processus de génération de force et de moment. Soit $E_I = (X_e, Y_e, Z_e)$ est le repère inertiel et $E_B = (X_B, Y_B, Z_B)$ le repère fixé

au corps et attaché au centre de gravité de la plateforme. Le dispositif expérimental est constitué d'une plateforme plane avec quatre hélices entraînées par quatre moteurs à courant continu où deux moteurs opposés tournent dans le même sens. La plateforme est montée sur une articulation à pivot de 3 DOF afin de pouvoir tourner autour des angles d'attitude. L'attitude est représentée par les angles d'Euler $\Theta = [\phi, \theta, \psi]^T$ correspondant à la convention aéronautique. Les angles d'attitude sont respectivement appelés angle de roulis (rotation ϕ autour de l'axe x), angle de tangage (rotation θ autour de l'axe y), et angle de lacet (rotation ψ autour de l'axe z). Les vitesses angulaires et les accélérations sont données respectivement par $\dot{\Theta} = [\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}]^T$ et $\ddot{\Theta} = [\ddot{\phi}, \ddot{\theta}, \ddot{\psi}]^T$.

Les forces de poussée générées par les moteurs arrière, droit, avant et gauche sont indiquées par f_1, f_2, f_3 et f_4 , respectivement. Les forces de poussée générées par les moteurs avant et arrière contrôlent principalement les mouvements autour de l'axe de tangage alors que les moteurs droit et gauche peuvent principalement déplacer le planeur autour de son axe de roulis. Le mouvement autour de l'axe de lacet est causé par la différence des couples exercés par les deux hélices tournant dans le sens des aiguilles d'une montre et les deux tournant dans le sens inverse.

L'attitude du quadrotor est contrôlée par les trois couples de commande $\Gamma = [\tau_\phi, \tau_\theta, \tau_\psi]^T$ combinés aux forces générées par les quatre hélices f_1, f_2, f_3 et f_4 . La poussée principale T est utilisée pour compenser la force de gravité et éventuellement le mouvement vertical pour un quadrotor de 6 DOF.

Les principaux paramètres du Quanser 3 DOF Hover sont résumés dans le tableau suivant :

TABLE 2.1 – Paramètres du 3 DOF Hover Quanser [25]

Paramètre	Description	Valeur	Unité
m	Masse	2.85	Kg
l	Distance entre le centre de gravité et chaque moteur	0.1969	m
K_f	constante de poussée	2.98e-6	N/V
K_t	constante de Drag	1.14e-7	
J_{xx}	Inertie de roulis ϕ	0.0552	kgm^2
J_{yy}	Inertie de tangage θ	0.0552	kgm^2
J_{zz}	Inertie de lacet ψ	0.1104	kgm^2

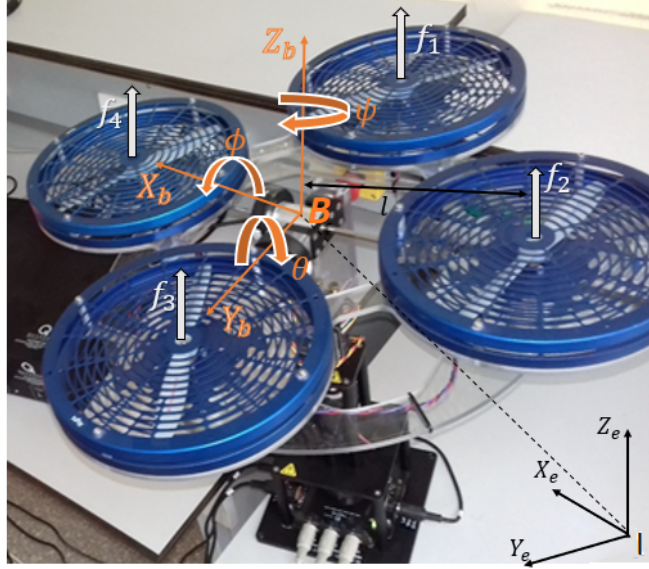


FIGURE 2.1 – La plateforme Quanser 3 DOF Hover

2.3 Synthèse de la commande

Pour la conception de la commande, nous admettons les hypothèses, énumérées ci-dessous, .

- A 2.1** Les signaux Θ et $\dot{\Theta}$ peuvent être mesurés ou estimés par des capteurs embarqués.
- A 2.2** Les angles de roulis, tangage et lacet sont limités à $(-\pi/2 < \phi < \pi/2)$, $(-\pi/2 < \theta < \pi/2)$ et $(-\pi < \psi < \pi)$. Cela signifie que le comportement acrobatique n'est pas autorisé.
- A 2.3** Le frottement des articulations, la résistance de l'air et les forces centrifuges sont négligées.
- A 2.4** Les forces de poussée et les couples produits sont proportionnelles aux tensions des moteurs, et la dynamique des moteurs/propulseurs est négligée.

En utilisant la partie attitude de l'équation du modèle (1.16)

$$\begin{bmatrix} \dot{\Theta} \\ M(\Theta)\dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega \\ -C(\Theta, \omega)\omega + \Psi_{\Theta}^T \Gamma + \Psi_{\Theta}^T \Gamma_{ext} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Définissons les variables d'état d'attitude suivantes :

$$x_1 = \Theta, \quad x_2 = \dot{\Theta}$$

La forme d'espace d'état de ce modèle est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x, t) + g(x, t)u \end{cases} \quad (2.2)$$

L'entrée est $u = \Gamma$, le vecteur $f(x, t)$ et la matrice $g(x, t)$ sont donnés par

$$f(x, t) = [M(\Theta)]^{-1} \left[-C(\Theta, \dot{\Theta})\dot{\Theta} + \Gamma_{ext} \right]; \quad g(x, t) = [J\Psi(\Theta)]^{-1} \quad (2.3)$$

Dans le système (2.2), le champ vectoriel $f(x, t)$ est partiellement connu, les termes de perturbation Γ_{ext} sont inconnus et supposés bornés. Le problème est alors de concevoir un contrôleur continu de mode glissant Super Twisting modifié Γ qui oblige les positions d'attitude définies par $\{\phi(t), \theta(t), \psi(t)\}$ pour suivre les trajectoires désirées bornées $\{\phi_d(t), \theta_d(t), \psi_d(t)\}$ en présence de perturbations externes bornées.

Les lemmes et définitions suivantes sont utilisés pour l'analyse de la stabilité.

Lemme 2.3.1 [10, 16] *Considérons le système continu*

$$\dot{x} = f(x), \quad f(0) = 0, \quad x \in \mathbb{R}^n \quad (2.4)$$

Supposons qu'il existe une fonction définie positive continue $V : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, un nombre réel $\gamma > 0$, $\alpha \in (0, 1)$ et un voisinage ouvert $U_0 \subseteq \mathbb{R}^n$ de l'origine tels que l'inégalité suivante est satisfaite :

$$\dot{V}(x) + \gamma V^\alpha(x) \leq 0, \quad x \in U_0 \setminus \{0\}. \quad (2.5)$$

alors, l'origine du système (2.4) est un équilibre stable en temps fini. Si $U_0 = \mathbb{R}^n$, alors l'origine est un équilibre globalement stable en temps fini. Le temps de stabilisation t_R satisfait :

$$t_R \leq \frac{1}{\gamma(1-\alpha)} V^{1-\alpha}(0) \quad (2.6)$$

Notation 1. nous définissons $\text{sig}^\sigma(x) = \text{sign}(x)|x|^\sigma$, où $\sigma > 0$, $x \in \mathbb{R}$ et $\text{sign}(\cdot)$ est la fonction standard de signe. Si $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ est un

vecteur, alors

$$\text{sig}^\sigma(x) = [\text{signe}(x_1)|x_1|^\sigma, \text{signe}(x_2)|x_2|^\sigma, \dots, \text{signe}(x_n)|x_n|^\sigma]^T$$

Notation 2. $\|\star\|$ désigne la norme euclidienne de $(\star)$, $\lambda_{\min}(\star)$ et $\lambda_{\max}(\star)$ sont respectivement les valeurs propres minimale et maximale de la matrice $(\star)$.

2.3.1 Algorithme de Super Twisting Modifié (MSTW)

Le but de la loi de contrôle est d'obtenir une bonne précision en terme de suivi de position pour la trajectoire souhaitée en dépit des incertitudes et des perturbations paramétriques. Afin de contrôler l'attitude du quadrotor, un algorithme de super twisting modifié est appliqué. Ce contrôleur est capable de générer un signal de contrôle continu qui élimine le chattering et réduit l'effort de contrôle.

Considérons le système (2.2) et supposons que :

A 3.1 Une variable glissante $s = s(x, t) \in \mathbb{R}$ est déterminée de manière à ce que la dynamique compensée désirée du système (2.2) soit atteinte dans le mode glissant $s = s(x, t) = 0$.

A 3.2 Le degré relatif du système (2.2) avec la variable glissante $s = s(x, t)$ comme sortie est égal à un, et la dynamique interne est stable.

La dynamique de la variable glissante s est :

$$\dot{s} = \underbrace{\frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} f(x, t)}_{\psi(x, t)} + \underbrace{\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)}_{b(x, t)} u \quad (2.7)$$

$$= \psi(x, t) + b(x, t)u \quad (2.8)$$

$$(2.9)$$

A 3.3 La fonction $b(x, t) \in \mathbb{R}$ est connue et est supposée inversible.

A 3.4 La fonction $\psi(x, t) \in \mathbb{R}$ est incertaine et peut être écrite comme

$$\psi(x, t) = \psi_{nom}(x, t) + \Delta\psi(x, t) \quad (2.10)$$

Où $\psi_{nom}(x, t)$ est la partie nominale de $\psi(x, t)$ qui est connue, et il existe

une constante positive $h_{\max}$ telle que la fonction dérivée de $\Delta\psi(x, t)$ est limitée

$$|\Delta\dot{\psi}(x, t)| \leq h_{\max} \quad (2.11)$$

Le problème est de ramener la variable glissante s et sa dérivée $\dot{s}$ à zéro en temps fini en présence de perturbations/incertitudes limitées. Nous définissons la surface de glissement comme suit :

$$s = \delta + \lambda\dot{\delta} \quad (2.12)$$

Où $\delta = x_1 - x_{1d}$, $\dot{\delta} = x_2 - \dot{x}_{1d}$ et $\lambda \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ est une matrice définie positive diagonale. Comme le système (2.2)-(2.12) admet un degré relatif égal à 1 pour s par rapport à u , nous obtenons :

$$\dot{s} = \psi_{nom}(x, t) + \Delta\psi(x, t) + b(x, t)u \quad (2.13)$$

avec $\psi_{nom}(x, t) = -[M(\Theta)]^{-1}C(\Theta, \dot{\Theta})\dot{\Theta} - \ddot{x}_{1d} + \lambda\dot{\delta}$, $\Delta\psi(x, t) = [M(\Theta)]^{-1}\Gamma_{ext}$ et $b(x, t) = [J\Psi(\Theta)]^{-1}$.

Le contrôleur proposé pour le système est donné par :

$$\Gamma = [J\Psi(\Theta)] \left[-\psi_{nom}(x, t) - k_1|s|^{\sigma_1}\text{sign}(s) - k_2 \int_0^t \text{sig}^{\sigma_2}(s(\tau))d\tau \right] \quad (2.14)$$

Où $(1/2 < \sigma_1 < 1)$ et $(\sigma_2 = 2\sigma_1 - 1)$. $k_1 = [k_{1\phi} \ k_{1\theta} \ k_{1\psi}]$ et $k_2 = [k_{2\phi} \ k_{2\theta} \ k_{2\psi}]$ sont les gains positifs de contrôle donnés par :

$$k_{2i} > \frac{h_{\max}^2 \|q\|^2}{\sigma_1 k_{1i}^2}, \quad k_{1i} > 0, \quad i = \{\phi, \theta, \psi\} \quad (2.15)$$

Le gain k_2 permet de régler la dynamique d'adaptation de $\varrho(x, t)$, définie ci-dessous. D'après (2.14), (2.13) devient

$$\dot{s} = -k_1|s|^{\sigma_1}\text{sign}(s) - k_2 \int_0^t \text{sig}^{\sigma_2}(s(\tau))d\tau + \Delta\psi(x, t) \quad (2.16)$$

on définit $\bar{\mu}_i = -k_2 \int_0^t \text{sig}^{\sigma_2}(s(\tau))d\tau + \Delta\psi(x, t)$, par conséquent, l'équation (2.16) peut être écrit pour chaque variable ($i = \{\phi, \theta, \psi\}$) comme :

$$\begin{aligned} \dot{s}_i &= -k_{1i}|s_i|^{\sigma_1}\text{sign}(s_i) + \bar{\mu}_i \\ \dot{\bar{\mu}}_i &= -k_{2i}|s_i|^{\sigma_2}\text{sign}(s_i) + \varrho_i(x, t) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Avec

$$\begin{aligned}\bar{\mu}_i &= -k_{2i} \int_0^t \text{sig}^{\sigma_2}(s_i(\tau)) d\tau + \Delta\psi_i(x, t) \\ \varrho_i(x, t) &= \Delta\dot{\psi}_i(x, t)\end{aligned}$$

La preuve de la convergence en temps fini vers une petite région autour de l'origine des variables s_i et $\bar{\mu}_i$ est explicitement donnée dans la suite

Preuve 2.3.1 Afin d'analyser la stabilité de (2.16), le vecteur d'état suivant est introduit :

$$z = [z_1 \quad z_2]^T = [s \quad \bar{\mu}]^T \quad (2.18)$$

Ainsi, le système (2.17) peut être réécrit sous la forme :

$$\begin{aligned}\dot{z}_{1i} &= -k_{1i}|z_1|^{\sigma_1} \text{sign}(z_1) + z_2 \\ \dot{z}_{2i} &= -k_{2i}|z_1|^{\sigma_2} \text{sign}(z_1) + \varrho(x, t)\end{aligned} \quad (2.19)$$

Où $\varrho(t)$ est supposée être bornée par $|\varrho(x, t)| \leq h_{\max}$, avec $h_{\max} > 0$. Nous pouvons observer que :

— Si $z_1, z_2 \rightarrow 0$ en temps fini, alors de $s, \dot{s} \rightarrow 0$ en temps fini.

Dans cette étape de la preuve, l'analyse de stabilité du système (2.17) est inspirée de Moreno [23]. Nous introduisons la fonction candidate de Lyapunov suivante est introduit :

$$V(z) = \frac{k_2}{\sigma_1} |z_1|^{2\sigma_1} + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} (k_1 |z_1|^{\sigma_1} \text{sign}(z_1) - z_2)^2 \quad (2.20)$$

Afin de rendre la preuve plus lisible, nous n'avons considéré qu'un cas unidimensionnel, qui peut représenter soit ϕ, θ soit ψ . Cela permet d'éliminer le double indice des gains.

Nous pouvons mettre V sous cette forme :

$$V(z) = \left(\frac{k_2}{\sigma_1} + \frac{k_1^2}{2}\right) |z_1|^{2\sigma_1} + z_2^2 - k_1 z_2 |z_1|^{\sigma_1} \text{sign}(z_1) \quad (2.21)$$

finalement V s'écrit comme suit :

$$V(z) = \zeta^T P \zeta \quad (2.22)$$

Le vecteur ζ et la matrice définie positive symétrique $P \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ sont sélectionnés.

tionnés respectivement comme :

$$\zeta = \begin{pmatrix} |z_1|^{\sigma_1} \text{sign}(z_1) \\ z_2 \end{pmatrix}, \quad P = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \frac{2k_2}{\sigma_1} + k_1^2 - k_1 \\ -k_1 2 \end{pmatrix}$$

Notons que la fonction (2.22) est continue et différentiable partout sauf sur l'ensemble $z = \{(z_1, z_2) \in \mathbb{R}^2 | z_1 = 0\}$, elle est positivement définie et radialement non bornée si $k_2 > 0$, donc, il s'ensuit que $V(z)$ satisfait :

$$\lambda_{\min}(P)\|\zeta\|^2 \leq V(z) \leq \lambda_{\max}(P)\|\zeta\|^2 \quad (2.23)$$

Où

$$\|\zeta\|^2 = |z_1|^{2\sigma_1} + z_2^2 \quad (2.24)$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov (2.22) est :

$$\begin{aligned} \dot{V}(z) &= 2\sigma_1\left(\frac{k_2}{\sigma_1} + \frac{k_1^2}{2}\right)|z_1|^{2\sigma_1-1}\text{sign}(z_1)\dot{z}_1 + 2z_2\dot{z}_2 - k_1|z_1|^{\sigma_1}\text{sign}(z_1)\dot{z}_2 \\ &\quad - \sigma_1 k_1 z_2 |z_1|^{\sigma_1-1} \dot{z}_1 \\ &= -2k_1 k_2 |z_1|^{3\sigma_1-1} + 2k_2 z_2 |z_1|^{2\sigma_1-1} \text{sign}(z_1) - \sigma_1 k_1^3 |z_1|^{3\sigma_1-1} \\ &\quad + \sigma_1 k_1^2 z_2 |z_1|^{2\sigma_1-1} \text{sign}(z_1) - 2k_2 z_2 |z_1|^{\sigma_2} \text{sign}(z_1) + 2z_2 \varrho(x, t) \\ &\quad + k_1 k_2 |z_1|^{\sigma_1+\sigma_2} - k_1 |z_1|^{\sigma_1} \text{sign}(z_1) \varrho(x, t) + \sigma_1 k_1^2 |z_1|^{2\sigma_1-1} z_2 \text{sign}(z_1) \\ &\quad - \sigma_1 k_1 z_2^2 |z_1|^{\sigma_1-1} \end{aligned}$$

Pour simplifier la dérivée de la fonction de Lyapunov, nous imposons que $\sigma_2 = 2\sigma_1 - 1$. La dérivée devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}(z) &= (-k_1 k_2 - \sigma_1 k_1^3) |z_1|^{3\sigma_1-1} + 2\sigma_1 k_1^2 z_2 |z_1|^{2\sigma_1-1} \text{sign}(z_1) \\ &\quad - \sigma_1 k_1 z_2^2 |z_1|^{\sigma_1-1} + (-k_1 |z_1|^{\sigma_1} \text{sign}(z_1) + 2z_2) \varrho(x, t) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Nous pouvons réécrire (2.25) comme suit :

$$\dot{V}(z) = -|z_1|^{\sigma_1-1} \zeta^T Q \zeta + \varrho q^T \zeta \quad (2.26)$$

Où

$$Q = k_1 \begin{pmatrix} k_2 + \sigma_1 k_1^2 - \sigma_1 k_1 & \\ -\sigma_1 k_1 & \sigma_1 \end{pmatrix}; \quad q = \begin{pmatrix} -k_1 \\ 2 \end{pmatrix}$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov peut être bornée par :

$$\dot{V}(z) \leq -|z_1|^{\sigma_1-1} \lambda_{\min}(Q) \|\zeta\|^2 + h_{\max} \|q\| \|\zeta\| \quad (2.27)$$

De (2.24), nous pouvons obtenir :

$$|z_1|^{\sigma_1-1} \geq \|\zeta\|^{\frac{\sigma_1-1}{\sigma_1}} \quad (2.28)$$

De (2.27) et (2.28), nous obtenons :

$$\dot{V}(z) \leq - \left(\lambda_{\min}(Q) - \frac{h_{\max} \|q\|}{\|\zeta\|^{\frac{\sigma_2}{\sigma_1}}} \right) \|\zeta\|^{\frac{\sigma_1+\sigma_2}{\sigma_1}} \quad (2.29)$$

Soit

$$\nu_1 = \lambda_{\min}(Q) - \frac{h_{\max} \|q\|}{\|\zeta\|^{\frac{\sigma_2}{\sigma_1}}} \quad (2.30)$$

Avec

$$\|\zeta\| > \left(\frac{h_{\max} \|q\|}{\lambda_{\min}(Q)} \right)^{\frac{\sigma_1}{\sigma_2}} \quad (2.31)$$

pour assurer que $\nu_1 > 0$.

De (2.23) et (2.30), nous pouvons facilement montrer que l'expression (2.29) sera :

$$\dot{V}(z) \leq -\gamma_1 V^\alpha(z) \quad (2.32)$$

Avec $\alpha = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2\sigma_1}$, alors $\alpha \in]0, 1[$, et la constante positive $\gamma_1 = \left[\nu_1 \frac{\lambda_{\min}(P)^{\frac{-\sigma_2}{2\sigma_1}}}{\sqrt{\lambda_{\min}(P)}} \right] > 0$,

qui montrent que $V(z)$ est une fonction de Lyapunov forte. Selon le lemme 2.3.1, la stabilité en temps fini peut être garantie, et donc, l'erreur du système (2.17) atteindra en temps fini la région :

$$\|\zeta\| \leq \Delta_1; \quad \Delta_1 = \left(\frac{h_{\max} \|q\|}{\lambda_{\min}(Q)} \right)^{\frac{\sigma_1}{\sigma_2}} \quad (2.33)$$

Par conséquent, la région Δ_1 peut être garantie suffisamment petite si $\left(\frac{h_{\max} \|q\|}{\lambda_{\min}(Q)} < 1 \right)$, car $\left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2} > 1 \right)$, le terme exponentiel de (2.33) réduira considérablement la taille de Δ_1 (c'est-à-dire $\Delta_1 \ll 1$), par conséquent, nous pouvons sélectionner k_1 et k_2 de telle sorte que

$$\lambda_{\min}(Q) > h_{\max} \|q\| \quad (2.34)$$

De (2.34), Nous obtenons :

$$k_2 > \frac{h_{\max}^2 \|q\|^2}{\sigma_1 k_1^2}, \quad k_1 > 0$$

Nous pouvons maintenant facilement estimer le temps de convergence fini.

Proposition 2.3.1.1 *la loi de commande MSTW (2.17) conduit la variable glissante s et sa dérivée vers le domaine (2.33) en temps fini estimé par :*

$$t_F = \frac{1}{\gamma_1(1-\alpha)} V^{1-\alpha}(z(0))$$

où $V(z(0))$ est la valeur initiale de $V(z)$.

En supposant que $\Delta_1 = 0$ implique $s, \dot{s} \rightarrow 0$ en temps fini t_R qui peut être estimé par $t_R \leq \frac{1}{\gamma_1(1-\alpha)} V^{1-\alpha}(z(0))$ qui est obtenu par Lemma 2.3.1. Pour $\Delta_1 > 0$, $s, \dot{s} \rightarrow \Delta_1$ en temps fini $t_F \leq t_R$.

Remarque 2.3.1.1 *Nous savons que $\|\zeta\|$ est suffisamment petit après le temps de stabilisation t_F (c'est-à-dire que la région Δ_1 est très petite), alors selon l'équation (2.17) et la convergence en temps fini de z_2 , nous pouvons conclure que les perturbations $\Delta\psi(x, t)$ sont rejetées en temps fini*

$$\Delta\psi(x, t) \approx k_2 \int_0^t \text{sig}^{\sigma_2}(s(\tau)) d\tau \approx 0, \quad \text{for } t > t_F \quad (2.35)$$

2.4 Résultats expérimentaux

Dans cette section, nous utilisons la plateforme Quanser décrite dans l'annexe B. Des résultats expérimentaux sont donnés pour montrer l'efficacité de l'algorithme proposé. La validation se fait à l'aide de la plateforme dont les composants sont : une carte d'acquisition de données Quanser Q8, un amplificateur de puissance UPM-2405, quatre moteurs à courant continu Pitman et trois encodeurs utilisés pour la mesure d'attitude. La technique proposée est mise en œuvre via MATLAB/Simulink par le biais de la carte Q8 qui utilise le logiciel de contrôle en temps réel QUARC-Simulink.

De nombreux tests ont été réalisés sous perturbations et incertitudes afin d'étudier les performances de l'algorithme proposé. Une comparaison avec l'algorithme STW classique est effectuée dans le but d'illustrer les avantages

de la technique développée. Les gains du contrôleur sont donnés dans le tableau 2 :

TABLE 2.2 – Gains du contrôleur

	Roulis ϕ	Tangage θ	Lacet ψ
k_1	6	5	7
k_2	4	4.2	5
λ	1.5	1.7	3.5
σ_1	0.8	0.8	0.8

Pour obtenir de bons résultats en terme de précision, ces gains sont choisis en respectant la condition (2.15) pour les deux lois ; les gains choisis sont les mêmes pour les deux contrôles STW et MSTW, la seule différence est en σ_1 qui est égal à 0.8 pour le MSTW et 0,5 pour le STW (pour le STW $u = k_1|s|^{\frac{1}{2}}\text{signe}(s) - k_2 \int_0^t \text{signe}(s(\tau))d\tau$).

h_{max} est choisi comme $h_{max} = [1, 5 \ 1, 5 \ 1, 5]$, ce choix est justifié par le fait que nous considérons des perturbations quasi constantes dans ces expériences.

2.4.1 Expérience de stabilisation

Cette expérience est réalisée pour stabiliser le système de 3 DOF pour le vol stationnaire à partir de certains angles initiaux donnés aléatoirement définis comme $\phi = 12^\circ$, $\theta = 10^\circ$ et $\psi = -22^\circ$ pour le MSTW et $\phi = 8^\circ$, $\theta = 15^\circ$ et $\psi = -21^\circ$ pour le STW. Dans la figure 2.2, les réponses d'attitude sont tracées, où les tracés rouges sont les angles désirés, les bleus sont les trajectoires du quadrotor contrôlé par le MSTW et les verts sont les trajectoires du quadrotor contrôlé par le STW. Dans l'expérience de stabilisation, les trajectoires désirées sont égales à zéro ; c'est-à-dire que nous forçons les angles d'attitude à converger vers zéro. Nous voyons clairement sur la figure 2.2 que la stabilisation est obtenue avec les deux contrôleurs, cependant, pour les trajectoires du STW, il y a des oscillations dues à la discontinuité du contrôle contrairement au MSTW où les trajectoires d'attitude sont plus lisses. En outre, les signaux d'entrée sont affichés sur la figure 2.3, les tracés rouges sont associés au contrôle du STW et les bleus au MSTW. La figure montre que les signaux de contrôle restent acceptables dans les deux cas,

bien que les contrôles des signaux MSTW soient plus petits que ceux du STW.

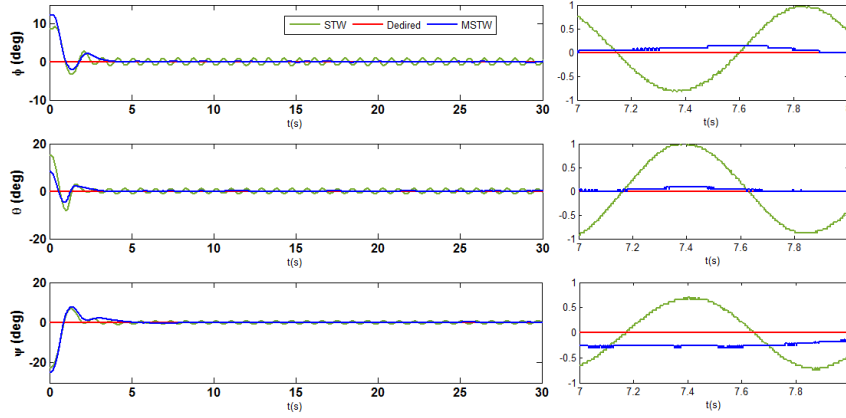


FIGURE 2.2 – Trajectoires des angles d'Euler pour le STW et le MSTW : cas de stabilisation

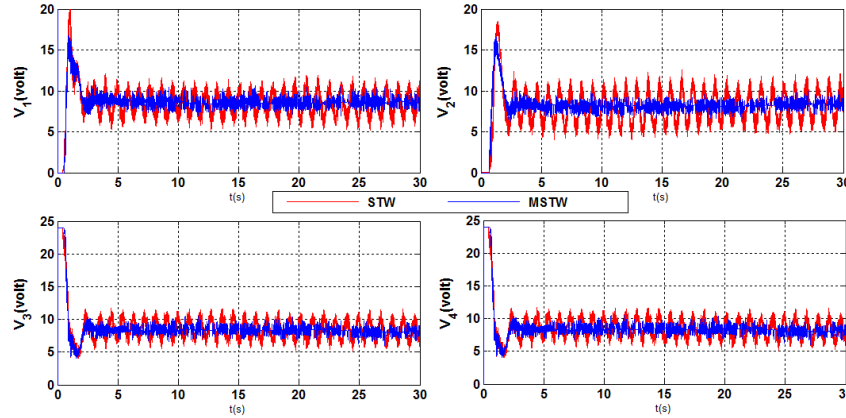


FIGURE 2.3 – Les signaux des entrées pour le cas de stabilisation

2.4.2 Expérience de Suivi de trajectoire

Les expériences suivantes portent sur le problème du suivi. Les trajectoires désirées sont des sinusoïdes de 10, 8 et 12 degrés de magnitude pour les angles de roulis (ϕ), de tangage (θ) et de lacet (ψ) respectivement et d'une durée de 25 secondes. Dans la figure 2.4, nous pouvons voir les angles d'Euler

lorsque le système est piloté par les lois de commande STW et MSTW respectivement, les trajectoires désirées sont également tracées. Nous pouvons voir que le contrôle MSTW conduit à des trajectoires lisses en couleur bleue alors que le contrôle STW génère des trajectoires oscillatoires en couleur verte. Cela signifie que le chattering causé par la discontinuité de la commande STW est éliminé par la commande MSTW qui génère un signal continu et lisse. La figure 2.5 représente les tracés d'erreur des trajectoires des angles d'Euler associés au STW et au MSTW. L'effort du signal de commande est également réduit comme le montre la figure 2.6.

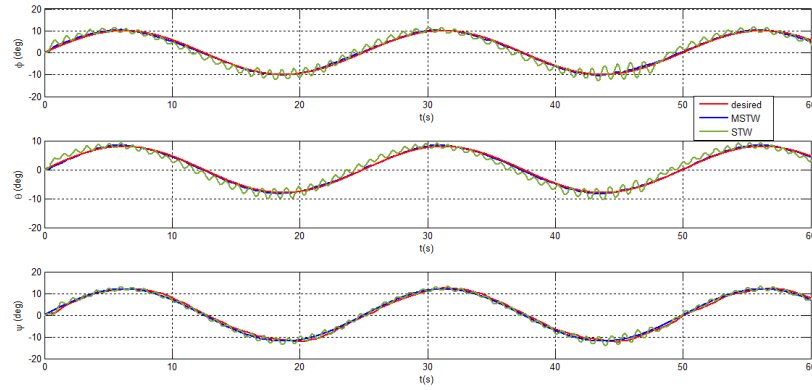


FIGURE 2.4 – Test de suivi de trajectoire pour le STW et le MSTW : Angles désirés et réels

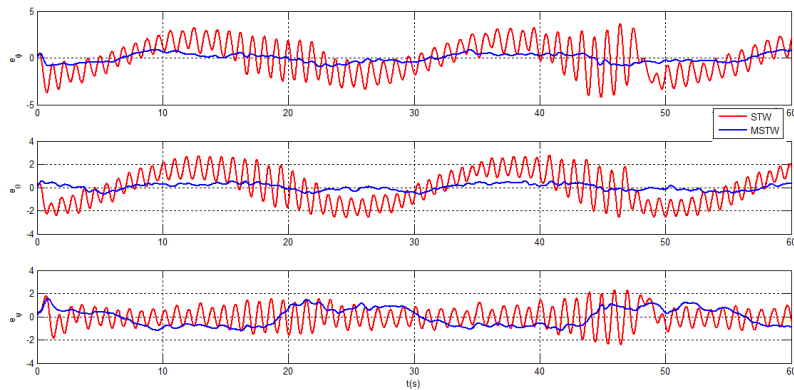


FIGURE 2.5 – Erreurs du STW et du MSTW pour le test de suivi de trajectoire

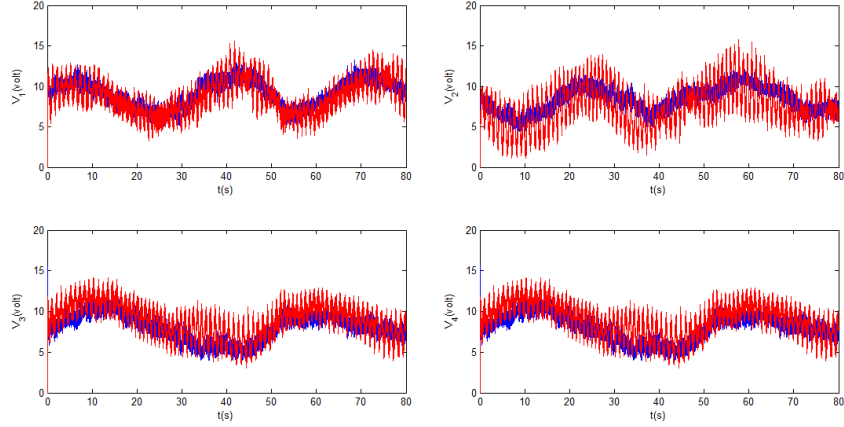


FIGURE 2.6 – Tensions pour le test de suivi de trajectoires

Pour une évaluation quantitative des expériences de suivi des erreurs, nous avons résumé dans le tableau 2.3, les erreurs quadratiques moyennes $\frac{1}{T} \int_0^T e^2(t)dt$, pour chaque loi de contrôle :

TABLE 2.3 – Erreurs quadratiques moyennes pour le MSTW et le STW

	MSTW	STW
<i>Roulis</i>	0.2130	1.5191
<i>Tangage</i>	0.1180	2.0378
<i>Lacet</i>	0.5580	0.9615

D'un point de vue quantitatif, le tableau 2.3 confirme que les erreurs associées au contrôleur MSTW sont plus faibles que celles du contrôleur STW.

2.4.3 Robustesse et rejet de perturbations

La première perturbation que nous avons appliquée au système 3 DOF contrôlé par l'algorithme MSTW consiste à désactiver l'un des 4 moteurs à l'instant 10 s. D'après la figure 2.7, nous voyons que le système continue à fonctionner de manière satisfaisante, les erreurs sont maintenues faibles et l'effet de cette perturbation est plus important sur les angles de roulis et de tangage que sur l'angle de lacet. L'autre type de perturbation consiste à ajouter une masse de 115 grammes à l'extrémité du cadre dans la direction x

à l'instant 15 s. La figure 2.8, montre l'efficacité du contrôle, la perturbation est rejetée et le suivi des trajectoires est maintenu de façon satisfaisante. Ensuite, nous avons appliqué une force externe manuelle dans l'intervalle $30s < t < 45s$, nous voyons que cette nouvelle perturbation est également rejetée. Ainsi, l'efficacité et la robustesse du contrôle proposé sont prouvées dans les deux tests. Les figures 2.9 et 2.10, sont relatives aux mêmes tests de robustesse et de rejet de perturbation mais pour le contrôleur STW. Nous voyons ici aussi que les mêmes propriétés de rejet mais avec un chattering persistant.

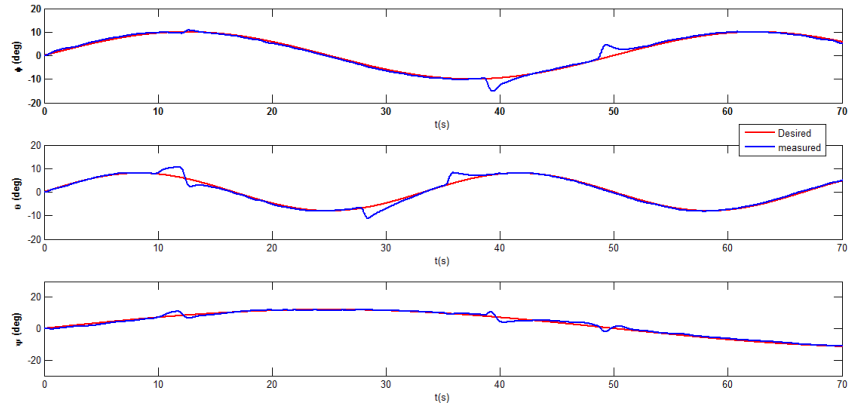


FIGURE 2.7 – Trajectoires des angles d'Euler avec MSTW pour un moteur arrêté

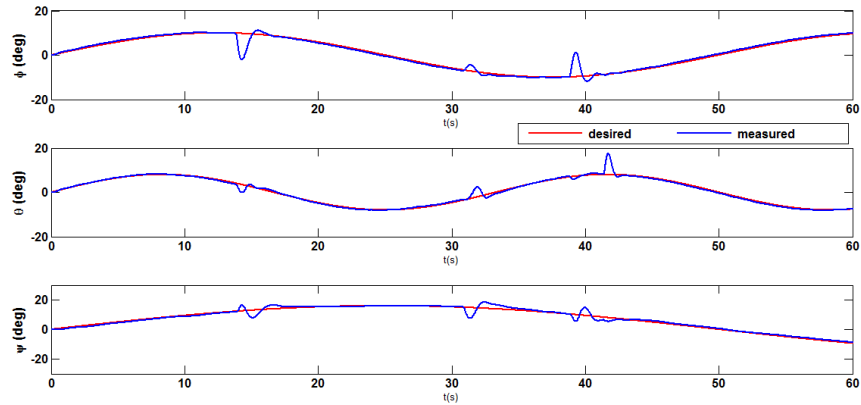


FIGURE 2.8 – Trajectoires des angles d'Euler avec MSTW avec perturbations : Force extérieure et une variation de masse

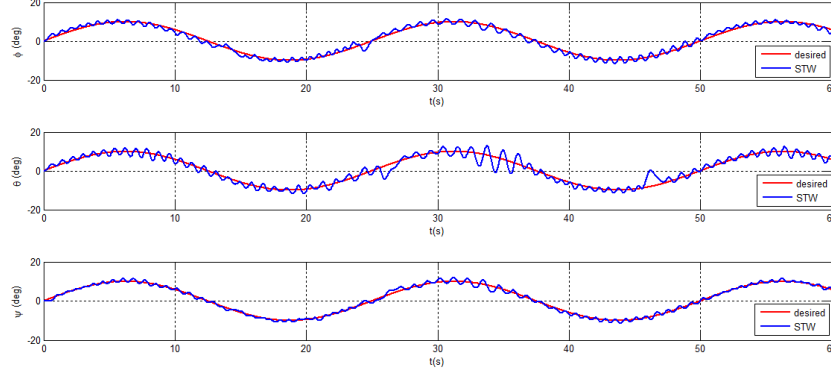


FIGURE 2.9 – Trajectoires des angles d'Euler avec STW avec un moteur arrêté

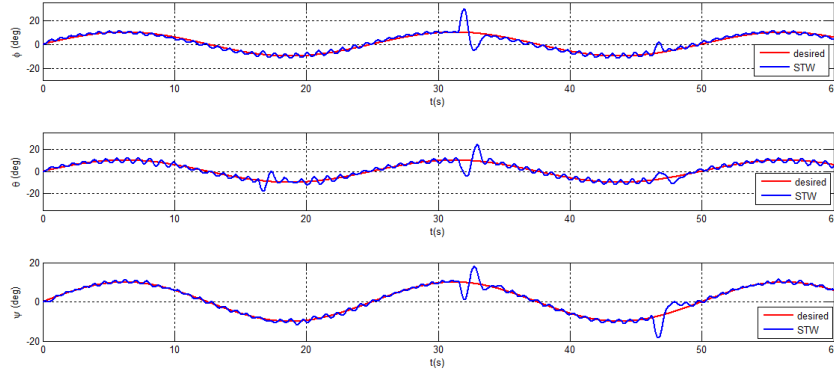


FIGURE 2.10 – Trajectoires des angles d'Euler avec STW en présence de perturbations : Force extérieure et variation de masse

2.5 Conclusion

L'algorithme MSTW proposé résout le problème du chattering qui est considéré comme le principal inconvénient de l'algorithme de super Twisting. La stabilité de la boucle fermée est théoriquement prouvée et la convergence vers les trajectoires désirées est réalisée en temps fini. Les tests expérimentaux montrent l'efficacité de la commande proposée dans les deux cas : stabilisation et suivi. Les expériences ont également permis de vérifier les propriétés de robustesse face aux incertitudes des paramètres et aux perturbations externes.

Chapitre 3

Super Twisting adaptatif basé sur un différenciateur pour la commande d'attitude

3.1 Introduction

La conception des commandes nonlinéaires pour les systèmes volants garantit les performances souhaitées, mais la complexité de la dynamique avec la présence des forces aérodynamiques et les facteurs extérieurs (densité de l'air, coefficient aérodynamique, ...) rendent l'utilisation des commandes non linéaires insuffisante à cause des incertitudes paramétriques de ces variables qui ne sont pas mesurables, de plus l'incapacité des capteurs à mesurer toutes les vitesses angulaires complique la conception de ces commandes robustes. L'invocation des estimateurs et des observateurs est la solution la plus abordable et utilisable dans la littérature. Une part importante de la recherche a été menée pour concevoir des observateurs et des estimateurs avec des types linéaires et non linéaires. De nombreux articles ont abordé cette question, comme l'observateur étendu [73] et l'observateur en mode glissant d'ordre élevé [74].

Bien que l'algorithme de super twisting développé par Levant [75] contienne des phénomènes de chattering, il reste un contrôle robuste. Pour résoudre ce chattering, les gains adaptatifs ont été introduits par Yuri Shtessel et al [76]. Le différenciateur classique développé dans [77] souffre également de nombreux problèmes qui sont résolus dans [78].

Ce chapitre présente un schéma de contrôle robuste combinant une commande super twisting adaptatif et un différenciateur continu. Ce travail est réalisé pour un quadrotor Quanser 3-DOF à plateforme de vol stationnaire, où un Super Twisting adaptatif et un différenciateur continu sont combinés. L'approche utilise des gains adaptatifs qui augmentent lorsque les perturbations sont appliquées et diminuent à leur valeur minimale lorsqu'aucune force extérieure n'agit sur le système. De plus, le différenciateur résout la limite des capteurs en estimant les états non mesurables. Les hautes performances de la solution résident dans le signal continu et lisse avec une bonne précision.

3.2 Conception du contrôle

3.2.1 Dynamique

Nous reprenons le système de rotation suivant

$$\begin{bmatrix} \dot{\Theta} \\ M(\Theta)\dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega \\ -C(\Theta, \omega)\omega + \Psi_{\Theta}^T \Gamma + \Psi_{\Theta}^T \Gamma_{ext} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Nous supposons que le système effectue un vol quasi-stationnaire, c'est-à-dire que les deux angles de roulis et de tangage évoluent avec des rotations faibles autour des axes "x" et "y".

Sous cette condition, la dynamique du modèle d'attitude peut s'écrire sous la forme simplifiée suivante

$$\begin{aligned} J_{xx}\ddot{\phi} &= (J_{yy} - J_{zz})\dot{\theta}\dot{\psi} + lu_1 + G_{\phi} \\ J_{yy}\ddot{\theta} &= (J_{zz} - J_{xx})\dot{\phi}\dot{\psi} + lu_2 + G_{\theta} \\ J_{zz}\ddot{\psi} &= (J_{xx} - J_{yy})\dot{\phi}\dot{\theta} + u_3 + G_{\psi} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Avec $\Gamma_{ext} = [G_{\phi} \ G_{\theta} \ G_{\psi}]$ regroupe l'ensemble des perturbations et des incertitudes sur les paramètres qui sont supposés être limités, $\Gamma = [u_1 \ u_2 \ u_3]$ sont les couples générés par les moteurs.

Les paramètres du quadrotor sont indiqués dans le tableau 2.1.

Nous supposons les mêmes hypothèses (A 2.1-A 2.4) citées au chapitre précédent.

L'hypothèse implique que les couples produits sont proportionnels aux tensions appliquées aux moteurs à courant continu, nous pouvons alors écrire :

$$\begin{aligned} u_1 &= f_1 - f_2 = K_f(V_1 - V_2) \\ u_2 &= f_3 - f_4 = K_f(V_3 - V_4) \\ u_3 &= -\tau_1 + \tau_2 - \tau_3 + \tau_4 = K_t(-V_1 - V_2 + V_3 + V_4) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Où les f_i sont les poussées générées par chaque moteur i et τ_i sont les couples, $i = 1, 2, 3, 4$.

L'objectif de cette partie est de concevoir une commande afin de stabiliser le quadrotor et de suivre les angles désirés. De plus, comme le 3 DOF Hover de Quanser ne mesure que trois états, nous introduisons un différenciateur continu pour estimer les autres états afin de compléter la conception de la commande.

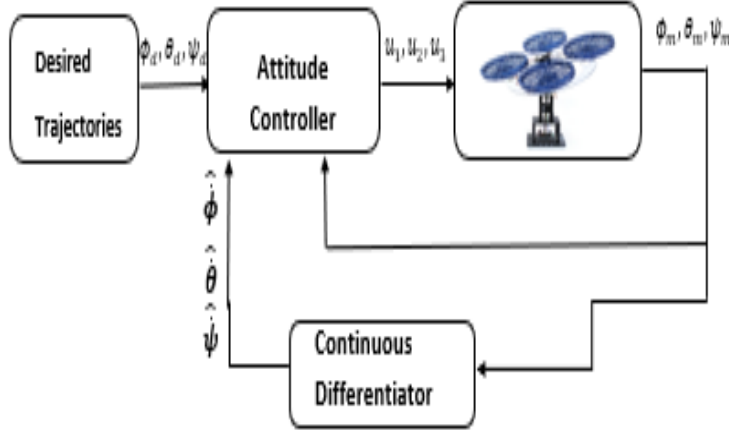


FIGURE 3.1 – Schéma de contrôle et d'estimation pour le Quanser 3 DOF Hover

3.2.2 Super Twisting Adaptatif (ASTW)

L'objectif est de concevoir un schéma robuste pour contrôler les trois degrés de liberté de l'attitude du quadrotor. L'algorithme de contrôle [76] est basé sur l'adaptation des gains pour traiter les perturbations inconnues et les incertitudes des paramètres sans nécessiter des gains de contrôle forts tout le temps. L'avantage du Super Twisting est de générer un contrôle continu (atténuation du chattering) et moins d'effort de contrôle, ce qui signifie plus d'autonomie pour la machine.

La conception du contrôleur ASTW exige que le degré relatif du système (3.2) avec la variable glissante s par rapport à l'entrée de contrôle (u_1, u_2, u_3) soit égal à un.

Définissons la surface de glissement qui est la première étape de la conception, donc la variable de glissement du modèle d'attitude est :

$$\begin{bmatrix} s_\phi \\ s_\theta \\ s_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\dot{\phi} - \dot{\phi}_d) + \lambda_\phi(\phi - \phi_d) \\ (\dot{\theta} - \dot{\theta}_d) + \lambda_\theta(\theta - \theta_d) \\ (\dot{\psi} - \dot{\psi}_d) + \lambda_\psi(\psi - \psi_d) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Avec $\lambda_\phi, \lambda_\theta, \lambda_\psi$ sont des constantes positives choisies pour faire converger le système.

En dérivant (3.4) nous trouvons :

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_\phi \\ \dot{s}_\theta \\ \dot{s}_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ((\frac{J_{yy}-J_{zz}}{J_{xx}})\dot{\theta}\dot{\psi} + \frac{l}{J_{xx}}u_1 + \frac{G_\phi}{J_{xx}}) - \ddot{\phi}_d + \lambda_\phi(\dot{\phi} - \dot{\phi}_d) \\ ((\frac{J_{zz}-J_{xx}}{J_{yy}})\dot{\phi}\dot{\psi} + \frac{l}{J_{yy}}u_2 + \frac{G_\theta}{J_{yy}}) - \ddot{\theta}_d + \lambda_\theta(\dot{\theta} - \dot{\theta}_d) \\ ((\frac{J_{xx}-J_{yy}}{J_{zz}})\dot{\phi}\dot{\theta} + \frac{1}{J_{zz}}u_3 + \frac{G_\psi}{J_{zz}}) - \ddot{\psi}_d + \lambda_\psi(\dot{\psi} - \dot{\psi}_d) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Le problème est de conduire la variable glissante s et sa dérivé $\dot{s}$ à zéro en temps fini en présence de perturbations bornées au moyen d'une commande continue.

Le contrôle ASTW suivant est considéré [76] :

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{J_{xx}}{l} \left(-\frac{J_{yy}-J_{zz}}{J_{xx}} \dot{\theta}\dot{\psi} - \frac{G_\phi}{J_{xx}} + \ddot{\phi}_d - \lambda_\phi(\dot{\phi} - \dot{\phi}_d) + \omega_\phi \right) \\ u_2 &= \frac{J_{yy}}{l} \left(-\frac{J_{zz}-J_{xx}}{J_{yy}} \dot{\phi}\dot{\psi} - \frac{G_\theta}{J_{yy}} + \ddot{\theta}_d - \lambda_\theta(\dot{\theta} - \dot{\theta}_d) + \omega_\theta \right) \\ u_3 &= \frac{J_{zz}}{1} \left(-\frac{J_{xx}-J_{yy}}{J_{zz}} \dot{\phi}\dot{\theta} - \frac{G_\psi}{J_{zz}} + \ddot{\psi}_d + \lambda_\psi(\dot{\psi} - \dot{\psi}_d) + \omega_\psi \right) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Avec ω_* le terme de correction de ASTW donné par :

$$\omega_* = -K_{1*}(t)|s_*|^{1/2}\text{sign}(s_*) - \int_0^t K_{2*}(\tau)\text{sign}(s_*)d\tau \quad (3.7)$$

Avec $*$ = $[\phi, \theta, \psi]$ respectivement

Les gains adaptatifs sont donnés par :

$$\begin{aligned} \dot{K}_{1*} &= \begin{cases} C_{a*}\text{sgn}(|s_*| - \mu_*) & \text{si } K_{1*} > \alpha_m \\ \alpha_m & \text{si } K_{1*} \leq \alpha_m \end{cases} \\ K_{2*} &= C_{b*}K_{1*} \end{aligned}$$

Les paramètres C_{a*}, C_{b*} sont des gains positifs qui assurent une augmentation et une diminution importantes en K_1 et K_2 , le α_m est un gain positif, il assure que les gains soient toujours positifs.

Le paramètre μ_* est le gain du détecteur qui est développé dans [76], ce détecteur est défini par l'introduction d'un domaine $|s| \leq \mu$ qui est utilisé comme suit : dès que ce domaine est atteint, les gains K_{1*} et K_{2*} décroissent dynamiquement. En raison de gains plus faibles ou de perturbations importantes, les trajectoires du système peuvent quitter le domaine, ce qui signifie que le mode de glissement du second ordre est perdu. Ensuite, les gains commencent à augmenter dynamiquement afin de forcer les trajectoires à revenir au domaine en temps fini.

3.2.3 Différenciateur continu

Afin de mettre en œuvre la commande synthétisée, nous devons mesurer tous les états du système. Cela n'est pas possible dans notre cas car les vitesses angulaires sont des états non mesurables. C'est pourquoi le différenciateur continu est introduit pour estimer ces états. Les principaux avantages de ce dernier sont la fluidité des sorties du suivi du signal et l'estimation de la dérivée, la simplicité et l'évitement du phénomène de chattering. Nous appliquons le différenciateur continu développé dans [78] à la plate-forme 3-DOF pour estimer les angles d'Euler et les vitesses. Les équations du dif-

férenciateur sont données par :

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{\phi}} &= \hat{\phi} - \beta_{1\phi} |\hat{\phi} - \phi|^{\frac{\sigma_{\phi}+1}{2}} \text{sign}(\hat{\phi} - \phi) \\
 \ddot{\hat{\phi}} &= -\beta_{2\phi} |\hat{\phi} - \phi|^{\sigma_{\phi}} \text{sign}(\hat{\phi} - \phi) \\
 \dot{\hat{\theta}} &= \hat{\theta} - \beta_{1\theta} |\hat{\theta} - \theta|^{\frac{\sigma_{\theta}+1}{2}} \text{sign}(\hat{\theta} - \theta) \\
 \ddot{\hat{\theta}} &= -\beta_{2\theta} |\hat{\theta} - \theta|^{\sigma_{\theta}} \text{sign}(\hat{\theta} - \theta) \\
 \dot{\hat{\psi}} &= \hat{\psi} - \beta_{1\psi} |\hat{\psi} - \psi|^{\frac{\sigma_{\psi}+1}{2}} \text{sign}(\hat{\psi} - \psi) \\
 \ddot{\hat{\psi}} &= -\beta_{2\psi} |\hat{\psi} - \psi|^{\sigma_{\psi}} \text{sign}(\hat{\psi} - \psi)
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Où β_{1*}, β_{2*} sont des gains positifs et $0 < \sigma_* < 1$

3.3 Stabilité de la boucle fermée

Cette section présente une analyse de stabilité pour l'ensemble du système (ASTW + différenciateur continu). La stabilité du système en boucle fermée a été démontrée par Herman Castaneda [79]. Cette preuve de stabilité est basée sur le principe de séparation où la stabilité de l'algorithme ASTW appliqué à un autre système a été prouvée dans le papier de Shtessel [76] et la convergence en temps fini du différenciateur continu, dans celui de Wong [78]. La validation de la condition de cette analyse de stabilité est expliquée dans [79] : la convergence en temps fini du différenciateur continu, permet de satisfaire le principe de séparation. La seule condition pour sa mise en œuvre est que la dérivée temporelle du signal à différencier soit bornée. Évidemment les gains du différenciateur continu sont choisis de telle sorte que sa dynamique converge assez rapidement vers les variables réelles. Ensuite, en supposant que toutes les variables d'état sont disponibles, le contrôleur, préalablement déterminé et réglé, utilise ces estimations pour contrôler en temps fini l'attitude du quadrotor 3-DOF. Il s'ensuit que le système en boucle fermée peut être stabilisé une fois que le contrôleur dispose l'état estimé donné par le différenciateur. De cette façon, la stabilisation du système en boucle fermée est assurée. D'un point de vue pratique, la procédure standard est de garder initialement la commande à zéro, le temps que le différenciateur converge.

Cependant, la somme des deux temps de convergence du contrôleur et du différenciateur doit être suffisamment petite pour éviter le phénomène d'explosion à l'infini en temps fini des trajectoires.

L'analyse ci-dessus est valable dans le cas où le différenciateur et la commande super Twisting adaptatif fonctionnent en des conditions idéales ou pas trop difficiles comme pour le 3 DOF Hover. Autrement, la stabilité de la boucle fermée ne peut être garantie, à cause fondamentalement de la présence de fortes incertitudes (modèle trop simplifié, environnement et les limites technologiques), perturbations externes extrêmes ainsi que de longs retards sur l'entrée et la sortie.

3.4 Résultats Expérimentaux

Cette section présente les résultats expérimentaux qui montrent l'efficacité du schéma proposé. La validation se fait sur la plateforme via Matlab/Simulink en utilisant un ordinateur et une carte Quanser pilotée par le logiciel Quarc. Les résultats du différenciateur continu sont comparés à l'estimateur utilisé dans le programme Quanser Simulink.

Les paramètres du schéma proposé sont donnés dans le tableau 3.1

TABLE 3.1 – Paramètres de l'ASTW et du différenciateur continu

paramètre	valeur	paramètre	valeur
λ_ϕ	2	$C_{a\phi}$	0.1
λ_θ	2	$C_{a\theta}$	0.1
λ_ψ	3	$C_{a\psi}$	0.1
$C_{b\phi}$	0.9	α_3	8
$C_{b\theta}$	0.9	μ_*	0.05
$C_{b\psi}$	0.9	σ_*	0.6
β_{1*}	2.5	β_{2*}	4

3.4.1 Test de stabilisation

L'expérience se fait en donnant aux conditions initiales 3-DOF et aux trajectoires désirées une valeur égale à zéro. Les réponses des angles d'Euler sont tracées. Dans la figure 3.2, la ligne bleue illustre l'angle mesuré tandis que la ligne rouge est la trajectoire désirée. Les conditions initiales sont $\phi = 20^\circ, \theta = -8^\circ, \psi = -28^\circ$.

La figure 3.3 montre les entrées de tension, nous voyons que les entrées sont

autour de 5 volts qui sont sensiblement acceptables.

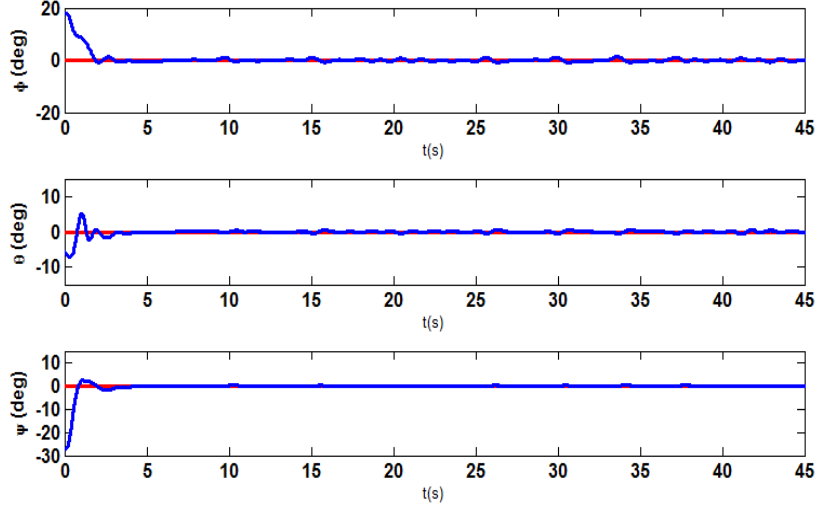


FIGURE 3.2 – Angles d'Euler pour le test de stabilisation ASTW

Les gains d'adaptation sont également illustrés dans la figure 3.4. Le rouge représente K_1 et le bleu K_2 pour chaque angle. Comme nous n'avons pas de perturbations, les gains restent à leur valeur minimale.

De plus, les états sont estimés tels qu'ils sont affichés dans les figures 3.5 et 3.6, l'erreur entre le signal réel et celui estimé est significativement faible ce qui signifie la bonne performance du différenciateur continu.

La figure 3.6, permet de voir les performances supérieures du différenciateur continu. Il est clair que le filtre de Quanser utilisé pour estimer la vitesse angulaire représentée par la ligne rouge présente des oscillations contrairement au différenciateur continu représenté par le signal bleu qui est lisse, c'est l'un des avantages du différenciateur proposé.

3.4.2 Suivi de trajectoire

Dans ce qui suit, le problème du suivi des trajectoires désirées est traité. Ces trajectoires sont de forme sinusoïdale avec des amplitudes et des fréquences différentes pour chaque degré de liberté. Pour l'angle de roulis $\phi = 10^\circ$ et une phase égale à $0,02 \text{ rad/s}$, le tangage $\theta = 8^\circ$ et une phase égale à $0,04 \text{ rad/s}$ et le lacet $\psi = 40^\circ$ avec une phase égale à $0,04 \text{ rad/s}$.

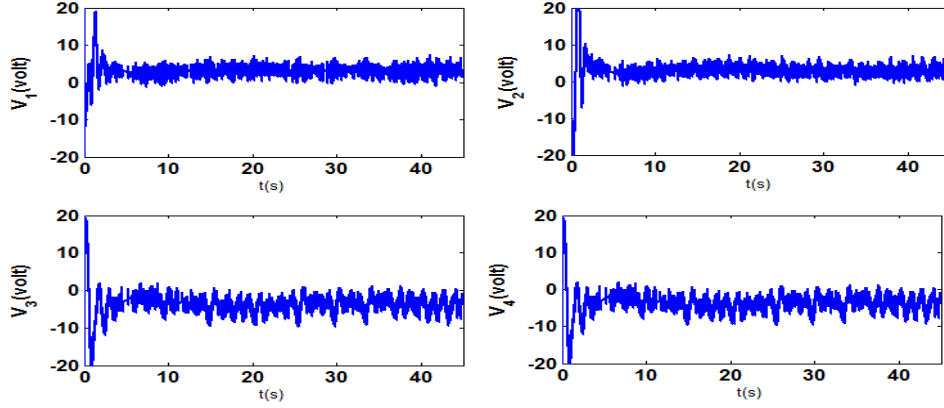


FIGURE 3.3 – Voltages appliqués aux moteurs pour le test de stabilisation ASTW

Les réponses sont tracées pour montrer les performances du contrôle. La figure 3.7 montre que le quadrotor suit l'attitude désirée et que la commande garantit une bonne précision avec un faible chattering. Les tensions d'entrée et les gains adaptatifs sont représentés sur les figures 3.8 et 3.9 respectivement. Les tensions sont d'environ 20 volts, ce qui est acceptable pour ne pas endommager les actionneurs, et les gains augmentent lorsque l'erreur est supérieure au détecteur sélectionné par la condition de commutation.

Les performances du différenciateur continu sont illustrées dans la figure 3.10, l'erreur d'estimation entre la réponse mesurée et la réponse estimée est presque inexistante. Cependant, la figure 3.11 montre l'estimateur Quanser en ligne rouge et le différenciateur proposé en bleu et ici nous voyons très clairement la grande supériorité de l'estimateur proposé en terme de lissage et d'élimination du chattering ce qui cause moins d'effort et une meilleure précision.

3.4.3 Test de Robustesse

Dans cette partie, le problème de la robustesse a été étudiée. Les trajectoires désirées sont les mêmes que dans le cas du suivi. Dans cette expérience, nous avons appliqué quelques perturbations externes et ce, en : d'abord à $t = 15s$ nous avons arrêté un des moteurs, puis nous avons ajouté une masse au bras terminal du quadrotor à $t = 45s$ et à $t = 60s$. Nous voyons dans

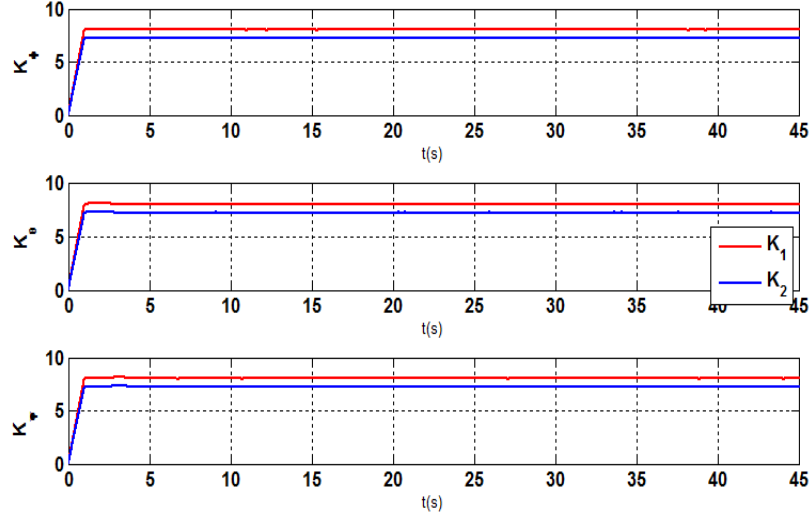


FIGURE 3.4 – Gains adaptatifs du test stabilisation ASTW

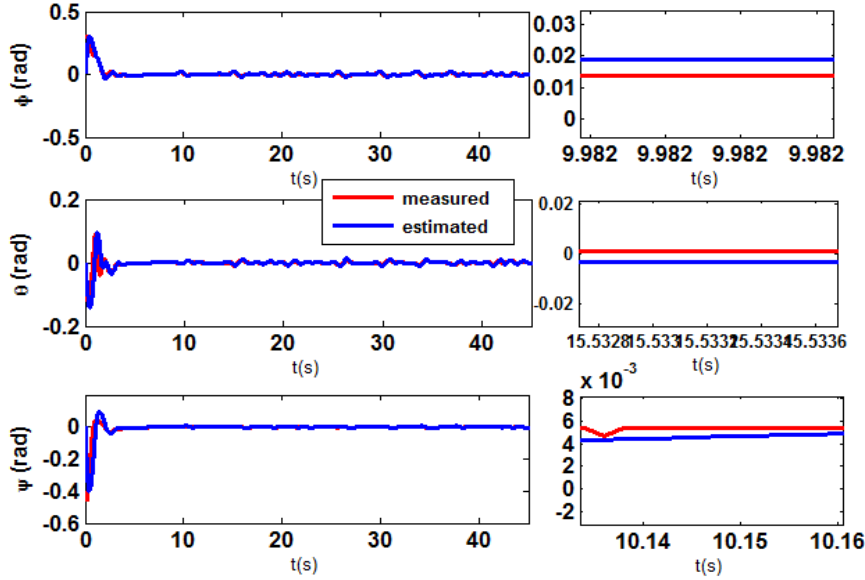


FIGURE 3.5 – Angles d'Euler estimés pour le test de stabilisation ASTW

la figure 3.12 qu'il y a un rejet de la perturbation. Les tensions d'entrée affichées dans la figure 3.13 réagissent au rejet des perturbations appliquées, nous voyons que V_3 augmente jusqu'à sa valeur maximale à $t = 15s$ et dans V_1, V_2 il y a un pic croissant à 45s et 60s .

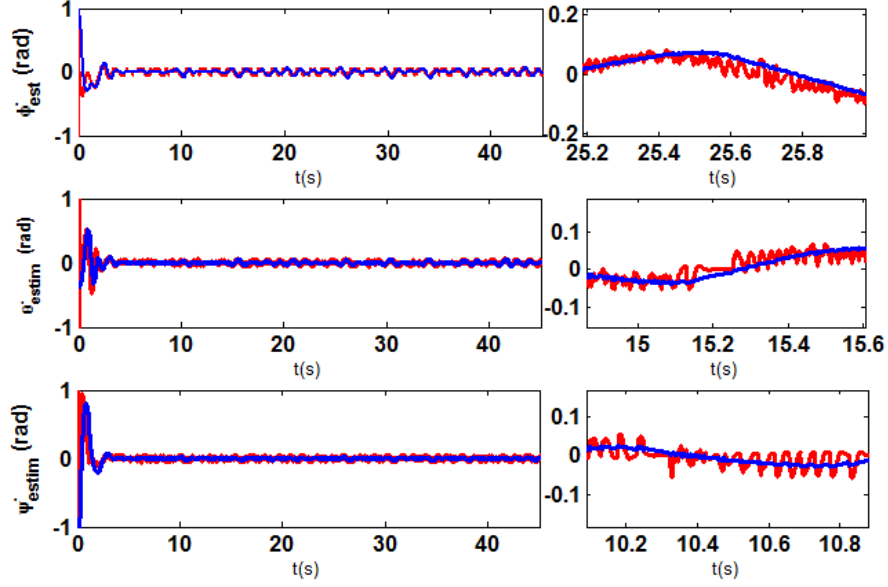


FIGURE 3.6 – Vitesses angulaires estimées pour le test de stabilisation ASTW

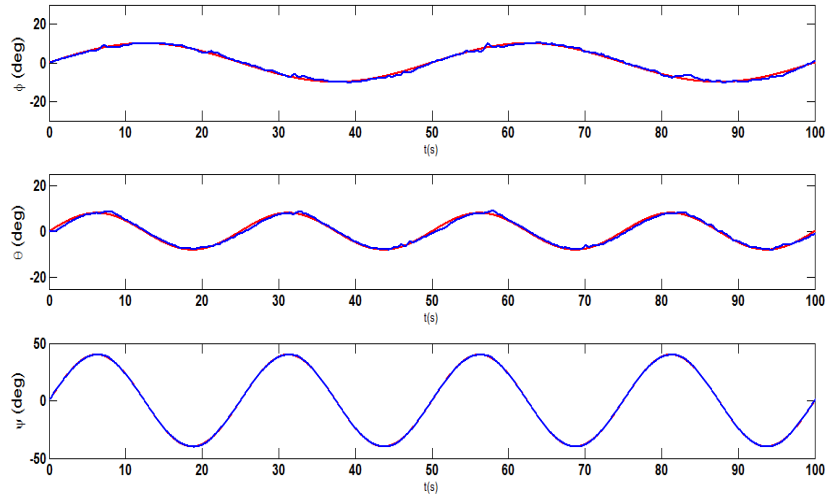


FIGURE 3.7 – Angles d'Euler pour le test de suivi de trajectoire ASTW

En outre, les gains d'adaptation sont illustrés dans la figure 3.14, nous voyons que les gains augmentent rapidement lorsqu'une perturbation a été appliquée. Pour le différenciateur continu, les figures 3.15 et 3.16 montrent

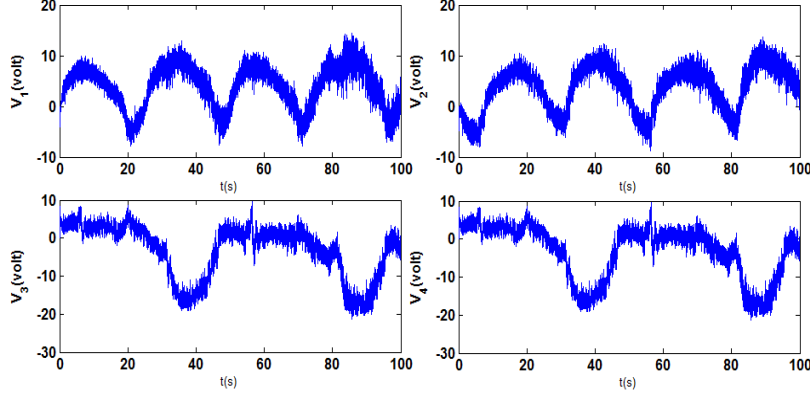


FIGURE 3.8 – Voltages appliqués aux moteurs pour le test de suivi de trajectoire ASTW

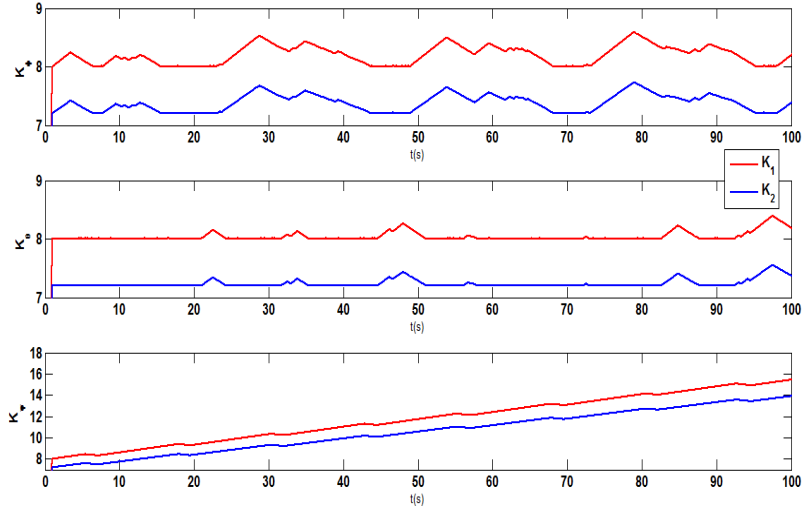


FIGURE 3.9 – Gains adaptatifs de test de suivi de trajectoire ASTW

ces bonnes performances de la même manière que précédemment.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un algorithme de contrôle en temps fini a été proposé pour la stabilisation de l'attitude et le suivi d'un système quadrotor. Le

*CHAPITRE 3. SUPER TWISTING ADAPTATIF BASÉ SUR UN
DIFFÉRENCIEUR POUR LA COMMANDE D'ATTITUDE*

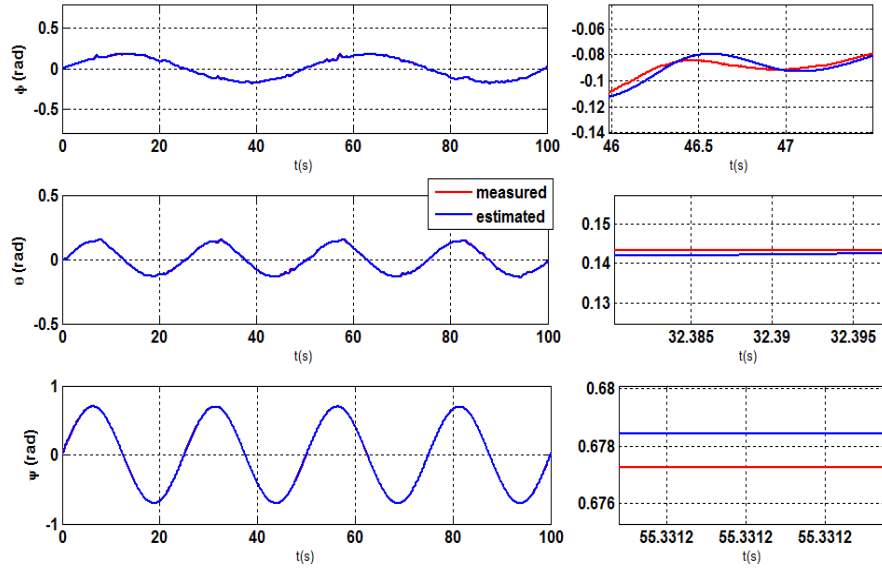


FIGURE 3.10 – Estimation de l'attitude test de suivi de trajectoire

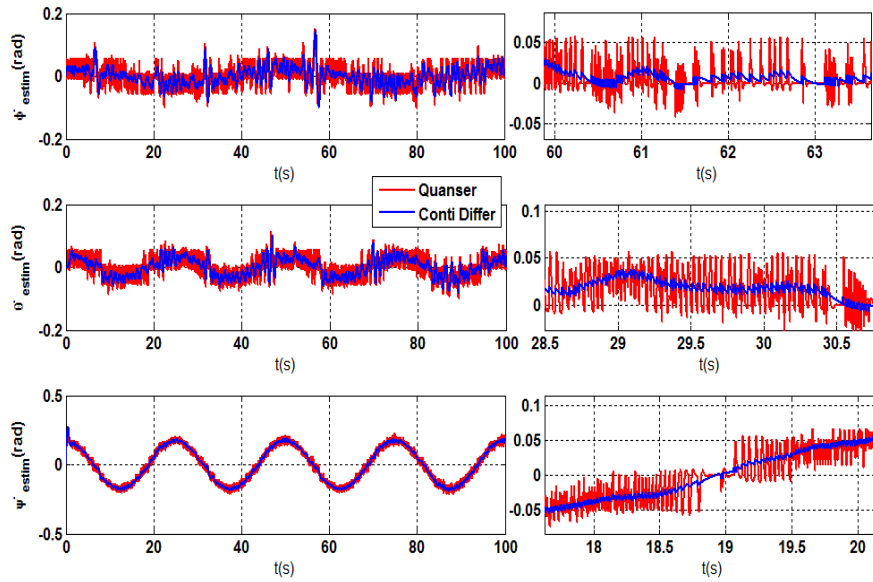


FIGURE 3.11 – Vitesses angulaires estimées pour le test de suivi de trajectoire ASTW

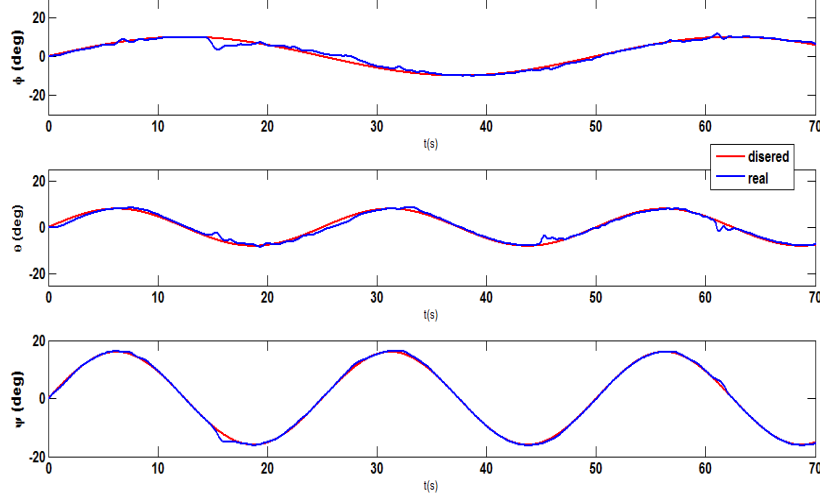


FIGURE 3.12 – Angles d'Euler pour le test de robustesse ASTW

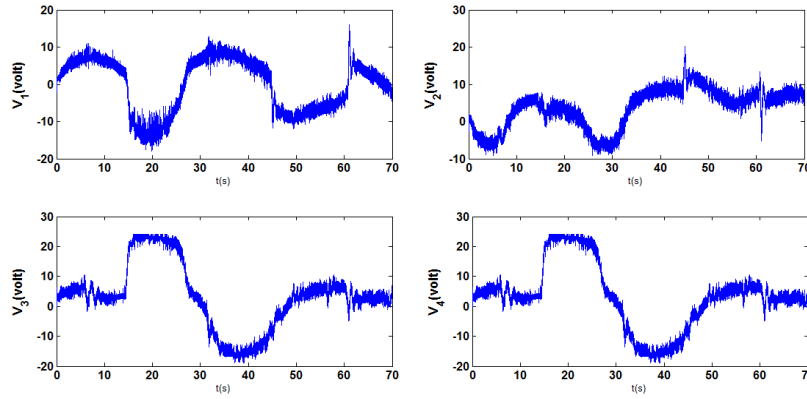


FIGURE 3.13 – Voltages appliqués aux moteur pour le test de robustesse ASTW

contrôleur a été conçu en utilisant l'algorithme de super Twisting adaptatif basé sur le différenciateur continu afin d'estimer les états non mesurables et pour assurer la robustesse en ce qui concerne les incertitudes des paramètres et les perturbations extérieures. Les résultats expérimentaux obtenus via la plateforme Quanser montrent la capacité du contrôleur à assurer la stabilisation et le suivi même en présence de perturbations externes et d'incertitudes du modèle et ont prouvé les hautes performances du différenciateur continu

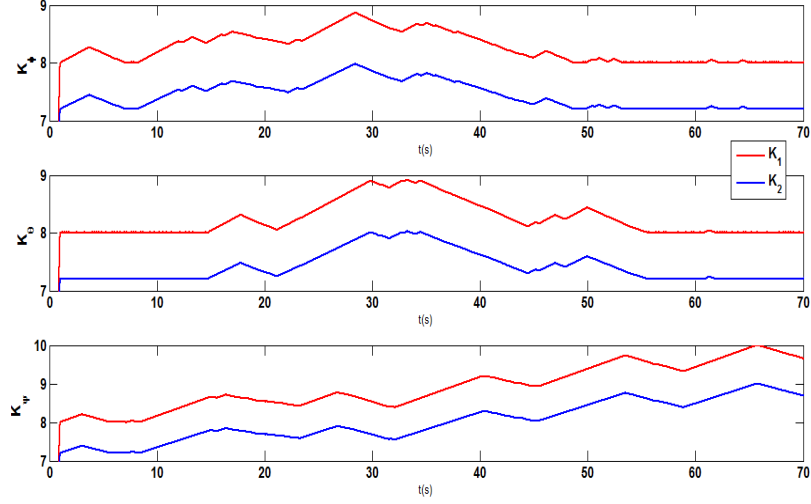


FIGURE 3.14 – Gains adaptatifs pour le test de robustesse ASTW

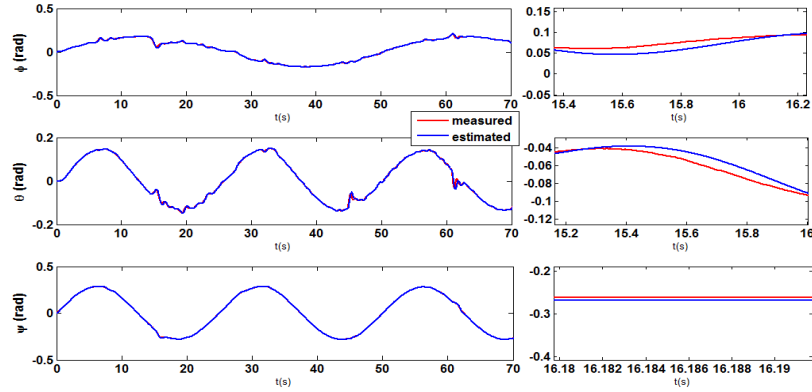


FIGURE 3.15 – Estimation de l'attitude pour le test de robustesse ASTW

en termes de précision et de fluidité des signaux malgré les mesures bruitées induites par les capteurs.

Dans le chapitre suivant, nous allons étendre la commande du système d'attitude du drone au système complet : attitude et altitude en proposant une autre stratégie de commande et en tenant compte de perturbations extérieures plus dures.

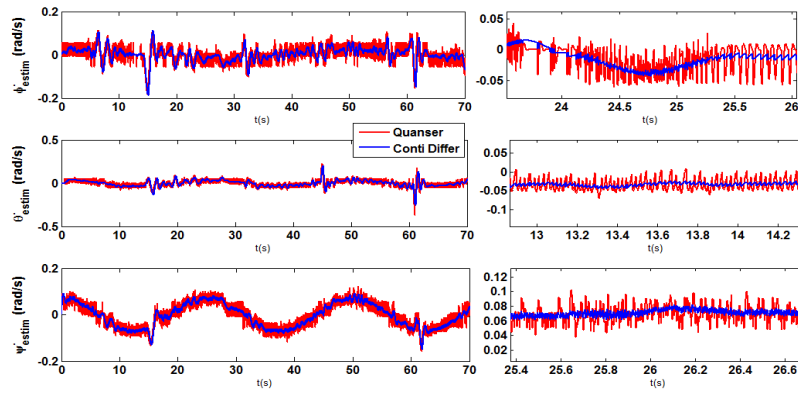


FIGURE 3.16 – Vitesses angulaires estimées pour le test de robustesse ASTW

Chapitre 4

Commande hiérarchique basée sur un observateur à état étendu pour un quadrotor

4.1 Introduction

Dans ce chapitre nous proposons une structure de contrôle basée sur la technique de contrôle actif de rejet des perturbations (Active Disturbance Rejection Control -ADRC [80][82]) pour le contrôle et le suivi de trajectoires de la position et l'attitude du quadrotor. Les propriétés structurelles de la dynamique du modèle mathématique sont exploitées pour concevoir un contrôleur hiérarchique non linéaire, qui le transforme en deux sous-systèmes en cascade représentant des sous-systèmes dynamiques de translation et de rotation couplés par un terme d'interconnexion non linéaire ce qui permet de séparer la conception du contrôle en deux parties : une partie rapide correspondant à l'attitude du système et une partie lente pour la translation du quadrotor. Cette propriété est assurée par l'approche de la perturbation singulière [84]. Un observateur linéaire à état étendu -LESO- [81][83] associé à un contrôleur proportionnel dérivé -PD- est conçu pour générer une loi de commande continue robuste en présence d'efforts aérodynamiques inconnus. Le LESO est utilisé pour estimer l'effet d'une dynamique inconnue sur le système, d'incertitudes et de perturbations. Cette technique étend le système original à un ordre supérieur et utilise le LESO pour estimer l'état supplémentaire qui représente l'incertitude totale sans aucune condition pa-

ramétrique ou limites connues au préalable. L'objectif de l'action de contrôle dans la méthodologie proposée est d'améliorer la performance du régulateur conventionnel agissant dans la boucle de contrôle extérieure avec l'observateur opérant dans la boucle interne de reconstruction-rejet de la perturbation. Ainsi, les performances nominales du système en boucle fermée peuvent être retrouvées si l'incertitude/perturbation totale est compensée en temps fini par le LESO.

4.2 Commande non linéaire hiérarchique

Dans cette partie, une approche originale est proposée pour résoudre le problème du suivi de trajectoire d'un petit quadrotor et la compensation des perturbations par l'utilisation de l'observateur d'état étendu -LESO- et du contrôle hiérarchique. La stratégie de contrôle tire profit de la structure du modèle quadrotor et sépare la conception du contrôle en deux parties : une partie rapide correspondant à l'attitude du système et une partie lente étant la translation de l'engin volant. Cette séparation sur deux dynamiques implique un contrôleur qui a une structure en cascade et chaque loi de contrôle est développée séparément. Le terme $\mathbf{T}_z \mathcal{R}_\Theta z_e$ dans (1.16) est considéré comme une entrée de commande. Nous attribuerons la valeur souhaitée $[\mathbf{T}_z \mathcal{R}_\Theta z_e]^d = \mathbf{T}_z^d \mathcal{R}_\Theta^d z_e$. La valeur $\mathbf{T}_z^d$ est supposée être atteinte instantanément par $\mathbf{T}_z$: La convergence de $\mathbf{T}_z \mathcal{R}_\Theta z_e$ vers $[\mathbf{T}_z \mathcal{R}_\Theta z_e]^d$ permet de stabiliser la dynamique de translation.

Cette propriété est assurée par l'approche des perturbation singulière [82][84]. Le schéma de contrôle de la perturbation singulière est assuré par le réglage de petits gains pour le contrôleur de translation et de gains élevés pour le contrôleur d'orientation [83]. Par conséquent, le modèle du quadrotor (1.16) peut être écrit sous la forme de deux dynamiques de translation Σ_T et de rotation Σ_R données par :

$$\begin{aligned} \Sigma_T : \begin{cases} \dot{e} = v \\ m\dot{v} = \mathbf{T}_z \mathcal{R}_\Theta^d z_e + \mathbf{T}_z h(\Theta_d, \delta_\Theta) - mgz_e + F_{ext} \end{cases} \\ \Sigma_R : \begin{cases} \dot{\Theta} = \omega \\ M(\Theta)\dot{\omega} = \Psi_\Theta^T \Gamma - C(\Theta, \omega)\omega + \Psi_\Theta^T \Gamma_{ext} \end{cases} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Le vecteur $h(\Theta_d, \delta_\Theta)$ représente le terme d'interconnexion entre les dynamiques de translation et de rotation.

La dynamique d'attitude Σ_R dans 4.1 est un système mécanique entièrement actionné pour $(\theta \neq k\pi/2)$, donc peut être exactement linéarisable par feedback. En effet, cette linéarisation exacte peut être obtenue en appliquant le changement de contrôle suivant

$$\Gamma = J\Psi_\Theta \tilde{\Gamma} + (\Psi_\Theta^T)^{-1} C(\Theta, \omega) \omega \quad (4.2)$$

$\tilde{\Gamma} = (\tilde{\tau}_\phi, \tilde{\tau}_\theta, \tilde{\tau}_\psi)^T \in \mathbb{R}^3$ sera considéré dans la suite comme la nouvelle entrée de contrôle. Par conséquent, nous pouvons réécrire le modèle (4.1) comme suit

$$\begin{aligned} \Sigma_T : & \begin{cases} \dot{e} = v \\ m\dot{v} = \mathbf{T}_z \mathcal{R}_\Theta^d z_e + \mathbf{T}_z h(\Theta_d, \delta_\Theta) - mgz_e + F_{ext} \end{cases} \\ \Sigma_R : & \begin{cases} \dot{\Theta} = \omega \\ \dot{\omega} = \tilde{\Gamma} + \tilde{\Gamma}_{ext} \end{cases} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Où $\tilde{\Gamma}_{ext} = M(\Theta)^{-1} \Psi^T \Gamma_{ext}$

D'après (4.3), la poussée $\mathbf{T}_z$ et la matrice de rotation $\mathcal{R}_\Theta^d$ sont responsables des mouvements de translation. La matrice de rotation $\mathcal{R}_\Theta$ en termes d'angles d'Euler peut également être considérée comme la sortie du sous-système de rotation. Elle peut être considérée comme la propriété de cascade du système quadrotor (4.3). Par conséquent, les contrôleurs de translation et de rotation peuvent être conçus séparément. Le contrôleur de translation est d'abord conçu pour extraire la poussée souhaitée $\mathbf{T}_z^d$ et la matrice d'attitude $\mathcal{R}_\Theta^d$. Les informations d'attitude désirées peuvent permettre au quadrotor de suivre la trajectoire désirée.

A partir du système Σ_T dans (4.3), définissons un vecteur de contrôle virtuel $\mu_\epsilon = (\mu_x \ \mu_y \ \mu_z)^T \in \mathbb{R}^3$ comme suit

$$\mu_\epsilon = q(\mathbf{T}_z, \phi_d, \theta_d) = \frac{1}{m} \mathbf{T}_z \mathcal{R}_\Theta^d z_e - gz_e \quad (4.4)$$

où $q(\cdot) : \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^3$ est une fonction continue inversible et (ϕ_d, θ_d) sont les angles de roulis et de tangage désirés. De (4.4), nous pouvons extraire l'ex-

pression de la matrice $\mathcal{R}_\Theta^d$ comme suit

$$\begin{cases} \mathbf{T}_z = m\sqrt{\mu_x^2 + \mu_y^2 + (\mu_z + g)^2} \\ \phi_d = \sin^{-1} \left[\frac{m}{\mathbf{T}_z} (\mu_x \sin \psi_d - \mu_y \cos \psi_d) \right] \\ \theta_d = \sin^{-1} \left[\frac{m}{\mathbf{T}_z \cos \phi_d} (\mu_x \cos \psi_d + \mu_y \sin \psi_d) \right] \end{cases} \quad (4.5)$$

Nous définissons les vecteurs d'erreur suivants : $\delta_2 = [\delta_\Theta \ \delta_\omega]^T \in \mathbb{R}^6$ avec $\delta_\Theta = [\delta_\phi \ \delta_\theta \ \delta_\psi]^T = \Theta - \Theta_d$, et $\delta_\omega = \omega - \dot{\Theta}_d$. La trajectoire désirée du sous-système d'attitude Θ_d contient les angles d'Euler désirés, qui sont ϕ_d et θ_d donnés par (4.5) et ψ_d est une trajectoire de référence choisie par le pilote ou par un système de navigation de haut niveau. Définissons les erreurs de suivi $\delta_1 = [\delta_\epsilon \ \delta_v]^T = [\epsilon - \epsilon_d \ v - \dot{\epsilon}_d]^T \in \mathbb{R}^6$, les deux sous-systèmes (4.3) peuvent être écrits comme

$$\begin{cases} \dot{\delta}_1 = A_1 \delta_1 + B_1 [\mu_\epsilon - \ddot{\epsilon}_d + \Delta(h, F_{ext})] \\ \dot{\delta}_2 = A_2 \delta_2 + B_2 [\tilde{\Gamma} - \ddot{\Theta}_d + \tilde{\Gamma}_{ext}] \end{cases} \quad (4.6)$$

où $\Delta(h, F_{ext}) = \frac{1}{m} [\mathbf{T}_z h(\Theta_d, \delta_\Theta) + F_{ext}]$ comprend le terme d'interconnexion et la perturbation totale. Selon les hypothèses A.2.1 et A.2.2, nous pouvons facilement montrer que le terme d'interconnexion $h(\Theta_d, \delta_\Theta)$ est limité. Les matrices $A_1 \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$, $B_1 \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$, $A_2 \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$, et $B_2 \in \mathbb{R}^{6 \times 3}$ sont définies comme

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \\ 0 & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \quad B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ I_{3 \times 3} \end{bmatrix}$$

I est une matrice d'identité de dimension 3×3 . Le terme d'interconnexion $h(\Theta_d, \delta_\Theta)$ dans (4.3) dépend du terme d'erreur δ_Θ , lorsque δ_Θ converge vers zéro, le terme d'interconnexion est négligé.

4.2.1 Contrôleur de Position

Soit ϵ_d la trajectoire de référence de la position de translation ϵ . En fusionnant (4.4) dans (4.3), le sous-système de translation dans (4.3) devient une forme linéaire (sans $\Delta(h, F_{ext})$) avec un double-intégrateur tridimensionnel. En général, le contrôle μ_ϵ impliquant une combinaison linéaire de l'état

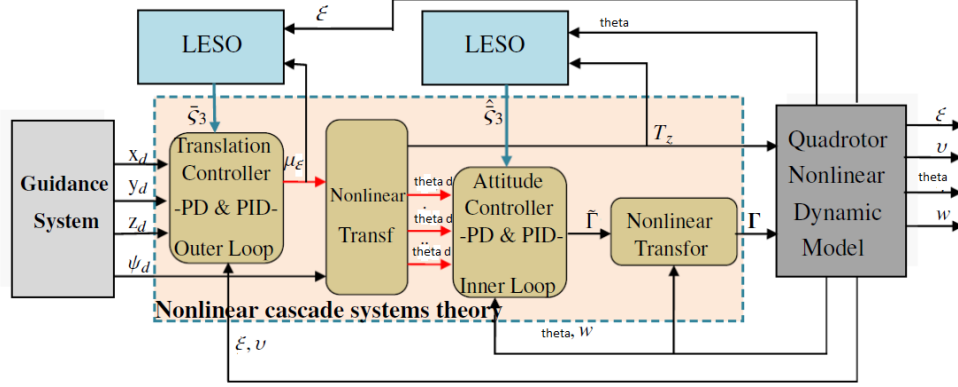


FIGURE 4.1 – Structure de la boucle interne-externe du contrôleur

δ_1 est :

$$\mu_\epsilon = \ddot{\epsilon}_d - K_{p_\epsilon} \delta_\epsilon - K_{d_\epsilon} \delta_v + u_{oc} \quad (4.7)$$

$K_{p_\epsilon} = \text{diag}[k_{p_x} \ k_{p_y} \ k_{p_z}]$ et $K_{d_\epsilon} = \text{diag}[k_{d_x} \ k_{d_y} \ k_{d_z}]$ sont les paramètres des régulateurs proportionnel et dérivé. $u_{oc} \in \mathbb{R}^3$ est le terme de compensation de $\Delta(h, F_{ext})$ supposé être borné.

Nous définissons

$$K_1 = \begin{bmatrix} k_{p_x} & 0 & 0 & k_{d_x} & 0 & 0 \\ 0 & k_{p_y} & 0 & 0 & k_{d_y} & 0 \\ 0 & 0 & k_{p_z} & 0 & 0 & k_{d_z} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Les paramètres du contrôleur, k_{p_i} and k_{d_i} , avec $i = \{x, y, z\}$ sont sélectionnés de telle sorte que la matrice $A_{1_H} = A_1 - B_1 K_1$ soit stable.

Remarque 4.2.1.1 Dans des applications pratiques, les paramètres du contrôleur de position k_{p_i} et k_{d_i} peuvent être déterminés par la méthode de placement des pôles.

En substituant (4.7) à (4.6), nous obtenons

$$\dot{\delta}_1 = A_{1_H} \delta_1 + B_1 [u_{oc} + \Delta(h, F_{ext})] \quad (4.9)$$

Le terme $\Delta(h, F_{ext})$ sera compensé en utilisant un observateur linéaire à état étendu pour assurer la robustesse de la stratégie de contrôle. Si A_{1_H} est Hurwitz, le sous-système Σ_T (sans perturbation $\Delta(h, F_{ext})$) est globalement asymptotiquement stable.

Observateur linéaire à état étendu

Dans cette section, un observateur linéaire à état étendu est conçu pour estimer la perturbation totale inconnue. Définissons $\varsigma_1 = \epsilon$, $\varsigma_2 = v$ et $\varsigma_3 = \Delta(h, F_{ext})$. Pour construire cet observateur, le système incertain Σ_T dans (4.3) est augmenté comme

$$\begin{cases} \dot{\varsigma}_1 = \varsigma_2 \\ \dot{\varsigma}_2 = \varsigma_3 + \mu_\epsilon \\ \dot{\varsigma}_3 = p(\varsigma) \\ y = \varsigma_1 \end{cases} \quad (4.10)$$

Ici, $p(\varsigma) = \dot{\Delta}(h, F_{ext})$ est supposée être une fonction inconnue, mais bornée. Définissons $\varsigma = [\varsigma_1 \ \varsigma_2 \ \varsigma_3]^T$, le système augmenté (4.10) peut être écrit comme

$$\dot{\varsigma} = A_0 \varsigma + B_0 \mu_\epsilon + E_0 p(\varsigma) \quad (4.11)$$

Les matrices $A_0 \in \mathbb{R}^{9 \times 9}$, $B_0 \in \mathbb{R}^{9 \times 3}$ et $E_0 \in \mathbb{R}^{9 \times 3}$ sont définis comme suit :

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ I \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I \end{bmatrix}$$

et $C = [I \ 0 \ 0] \in \mathbb{R}^{3 \times 9}$. Le LESO (avec la fonction $\mathcal{G}_i(.) = \alpha_i$) pour le système (4.10) est donné par

$$\begin{cases} \dot{\hat{\varsigma}}_1 = \hat{\varsigma}_2 + \frac{\alpha_1}{\bar{\epsilon}} I (\varsigma_1 - \hat{\varsigma}_1) \\ \dot{\hat{\varsigma}}_2 = \mu_{\bar{\epsilon} + \hat{\varsigma}_3} + \frac{\alpha_2}{\bar{\epsilon}^2} I (\varsigma_1 - \hat{\varsigma}_1) \\ \dot{\hat{\varsigma}}_3 = \frac{\alpha_3}{\bar{\epsilon}^3} I (\varsigma_1 - \hat{\varsigma}_1) \end{cases} \quad (4.12)$$

α_j est le gain de l'observateur et $\bar{\epsilon}$ est un petit paramètre. Définissons $\hat{\varsigma} = [\hat{\varsigma}_1 \ \hat{\varsigma}_2 \ \hat{\varsigma}_3]^T$, le modèle d'espace d'état de la dynamique LESO (4.12) peut s'écrire

$$\dot{\hat{\varsigma}} = A_0 \hat{\varsigma} + B_0 \mu_\epsilon + LC(\varsigma - \hat{\varsigma}) \quad (4.13)$$

Où $L = [\frac{\alpha_1}{\bar{\epsilon}} I \ \frac{\alpha_2}{\bar{\epsilon}^2} I \ \frac{\alpha_3}{\bar{\epsilon}^3} I]^T \in \mathbb{R}^{9 \times 3}$ est le vecteur de gain de l'observateur.

La convergence sera prouvée ci-dessous.

LESO basé sur un contrôleur PD

Le contrôleur PD avec compensation de perturbation pour le système translationnel Σ_T dans (4.3) est donné par

$$\begin{aligned}\mu_\epsilon &= \ddot{e}_d - K_{p_\epsilon}(\hat{\varsigma}_1 - \epsilon_d) - K_{d_\epsilon}(\hat{\varsigma}_2 - \dot{\epsilon}_d) + u_{oc} \\ u_{oc} &= -\hat{\varsigma}_3\end{aligned}\tag{4.14}$$

Dans la loi de contrôle (4.14), le dernier terme $\hat{\varsigma}_3$ est ajouté pour compenser le terme de perturbation totale agissant sur le modèle.

Stabilité de la boucle fermée

Dans cette section, les résultats sur la stabilité de la boucle fermée sont présentés. Tout d'abord, l'erreur d'observation peut s'écrire comme suit

$$\tilde{\varsigma}_i = \varsigma_i - \hat{\varsigma}_i\tag{4.15}$$

Définissons

$$\varrho_i(t) = \frac{\tilde{\varsigma}_i(\bar{e}t)}{\bar{e}^{n+1-i}}\tag{4.16}$$

avec $n = 2$ et $i = 1, \dots, n + 1$.

De (4.11), (4.13 et (4.16), la dynamique des erreurs de l'observateur peut également être réécrite comme

$$\begin{aligned}\dot{\varrho}_1 &= \varrho_2 - \alpha_1 I \varrho_1 \\ \dot{\varrho}_2 &= \varrho_3 - \alpha_2 I \varrho_1 \\ \dot{\varrho}_3 &= \bar{e}p(\varsigma) - \alpha_3 I \varrho_1\end{aligned}\tag{4.17}$$

Définissons $\varrho = [\varrho_1 \ \varrho_2 \ \varrho_3]^T$, la dynamique d'erreur de l'observateur (4.17) peut être écrite comme

$$\dot{\varrho} = (A_0 - L_x C) \varrho + E_0 \bar{e}p(\varsigma)\tag{4.18}$$

Où $L_x = [\alpha_1 I \ \alpha_2 I \ \alpha_3 I]^T \in \mathbb{R}^{9 \times 3}$ et

$$LC = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_1}{\bar{e}} I & 0 & 0 \\ \frac{\alpha_2}{\bar{e}^2} I & 0 & 0 \\ \frac{\alpha_3}{\bar{e}^3} I & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad L_x C = \begin{bmatrix} \alpha_1 I & 0 & 0 \\ \alpha_2 I & 0 & 0 \\ \alpha_3 I & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Considérons l'expression suivante

$$\dot{\delta}_1 = A_1 \delta_1 + B_1 [\mu_\epsilon - \ddot{e}_d + \Delta(h, F_{ext})] \quad (4.19)$$

La loi de contrôle (4.14) peut être réécrite comme

$$\mu_\epsilon = \ddot{e}_d - K_1 \delta_1 + [K_1 \ 0_{3 \times 3}] \tilde{\varsigma} - \hat{\varsigma}_3 \quad (4.20)$$

En remplaçant (4.20) dans (4.19), nous obtenons

$$\dot{\delta}_1 = A_{1_H} \delta_1 + [B_1 K_1 \ B_1] \tilde{\varsigma} \quad (4.21)$$

En combinant (4.18) et (4.21), nous obtenons

$$\begin{bmatrix} \dot{\delta}_1 \\ \dot{\varrho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{1_H} & [B_1 K_1 \ B_1] \bar{\epsilon}^{3-i} \\ 0 & A_0 - L_x C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \varrho \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{\epsilon} E_0 \end{bmatrix} p(\varsigma) \quad (4.22)$$

Pour les résultats de l'analyse de stabilité, l'hypothèse suivante est faite

Hypothèses 4.2.1.1 *La variation de la perturbation $\dot{\Delta}(h, F_{ext}) = p(\varsigma)$ est supposée bornée.*

Sous l'hypothèse 4.2.1.1, les résultats sur la dynamique des erreurs de l'observateur et la stabilité du système en boucle fermée sont présentés comme suit.

4.2.2 Dynamique des erreurs de l'observateur

Théorème 4.2.1 *Considérons la dynamique d'erreur de l'observateur de (4.18) sous l'hypothèse 4.2.1.1, si le vecteur de gain observateur L_x est choisi de telle sorte que $A_{x0} = (A_0 - L_x C)$ soit stable, alors ϱ converge de manière exponentielle vers la boule délimitée $B_{r_1} = \{\varrho \in \mathbb{R}^9, \|\tilde{\varsigma}\| \leq 2\bar{\epsilon}\lambda_{\max}(P_0)h_{\max}\}$, où $(A_0 - L_x C)^T P_0 + P_0 (A_0 - L_x C) = -I_{9 \times 9}$, $\lambda_{\max}(P_0)$ est la valeur propre maximale de P_0 et $h_{\max}$ est la valeur maximale absolue de $p(\varsigma)$.*

Preuve 4.2.2.1 *Définissons la fonction de Lyapunov V_0 comme*

$$V_0 = \varrho^T P_0 \varrho \quad (4.23)$$

En prenant la dérivée de V_0 le long de la trajectoire, nous trouvons

$$\begin{aligned}\dot{V}_0 &= \varrho^T [A_{x0}^T P_0 + P_0 A_{x0}] \varrho + 2\bar{\epsilon} \varrho^T P_0 E_0 p(\varsigma) \\ &\leq -\|\varrho\|^2 + 2\bar{\epsilon} \|\varrho\| \|P_0\| h_{\max} \\ &\leq -\|\varrho\|^2 \left[1 - \frac{2\bar{\epsilon} \lambda_{\max}(P_0) h_{\max}}{\|\varrho\|} \right]\end{aligned}\tag{4.24}$$

Ainsi $\dot{V}_0 < 0$ quand $\|\varrho\| > 2\bar{\epsilon} \lambda_{\max}(P_0) h_{\max}$. Par conséquent, ϱ converge exponentiellement vers la boule délimitée $B_{r_1} = \{\varrho \in \mathbb{R}^9 \mid \|\varrho\| \leq 2\bar{\epsilon} \lambda_{\max}(P_0) h_{\max}\}$. Nous pouvons conclure que, lorsque $\bar{\epsilon}$ est très petit, alors la boule délimitée B_{r_1} est très petite et par conséquent ϱ est également très petit.

Remarque 4.2.2.1 De (4.16), La convergence de ϱ vers zéro conduit à la convergence de $\tilde{\varsigma}$ vers zéro et par conséquent de $\hat{\varsigma} \rightarrow \varsigma$.

Remarque 4.2.2.2 En présence de perturbations, l'erreur d'observation ϱ peut être maintenue très faible, sinon en l'absence de perturbations, l'erreur d'observation converge vers zéro.

Stabilité de la boucle fermée

Considérons par la suite la dynamique en boucle fermée donnée par (4.22). Définissons $\delta_{cl} = [\delta_1 \ \varrho]^T$ la dynamique en boucle fermée (4.22) peut être réécrite comme

$$\dot{\delta}_{cl} = A_{cl} \delta_{cl} + B_{cl} \bar{\epsilon} p(\varsigma)\tag{4.25}$$

Où

$$A_{cl} = \begin{bmatrix} A_{1H} & [B_1 K_1 \ B_1] \bar{\epsilon}^{3-i} \\ 0 & A_0 - L_x C \end{bmatrix}, \quad B_{cl} = \begin{bmatrix} 0 \\ E_0 \end{bmatrix}$$

Théorème 4.2.2 Considérons la dynamique du système en boucle fermée de (4.25) sous l'hypothèse 4.2.1.1, si le vecteur de gain K_1 et le vecteur de gain observateur L_x sont choisis de telle sorte que A_{cl} soit Hurwitz, alors $\delta_{cl} = [\delta_1 \ \varrho]^T$ converge de manière exponentielle vers la boule délimitée $B_{r_2} = \{\delta_{cl} \in \mathbb{R}^{15} \mid \|\delta_{cl}\| \leq 2\bar{\epsilon} \lambda_{\max}(P_{cl}) h_{\max}\}$, où $A_{cl}^T P_{cl} + P_{cl} A_{cl} = -I$, $\lambda_{\max}(P_{cl})$ est la valeur propre maximale de P_{cl} et $h_{\max}$ est la valeur absolue maximale de $p(\varsigma)$.

Preuve 4.2.2.2 Définissons la fonction de Lyapunov V_{cl} comme

$$V_{cl} = \delta_{cl}^T P_{cl} \delta_{cl} \quad (4.26)$$

La dérivée de V_{cl} par rapport au temps est

$$\begin{aligned} \dot{V}_{cl} &= \delta_{cl}^T [A_{cl}^T P_{cl} + P_{cl} A_{cl}] \delta_{cl} + 2\bar{\epsilon} \delta_{cl}^T P_{cl} B_{cl} p(\varsigma) \\ &\leq -\|\delta_{cl}\|^2 + 2\bar{\epsilon} \|\delta_{cl}\| \|P_{cl}\| h_{\max} \\ &\leq -\|\delta_{cl}\| (\|\delta_{cl}\| - 2\bar{\epsilon} \lambda_{\max}(P_{cl}) h_{\max}) \end{aligned} \quad (4.27)$$

Ainsi $\dot{V}_{cl} < 0$ quand $\|\delta_{cl}\| > 2\bar{\epsilon} \lambda_{\max}(P_{cl}) h_{\max}$. Par conséquent, δ_{cl} converge de manière exponentielle vers la boule délimitée $B_{r_2} = \{\delta_{cl} \in \mathbb{R}^{15}, \mid \|\delta_{cl}\| \leq 2\bar{\epsilon} \lambda_{\max}(P_{cl}) h_{\max}\}$. Nous pouvons conclure que lorsque $\bar{\epsilon}$ est très petit, alors la boule délimitée B_{r_2} est très petite et par conséquent δ_{cl} est également très petit.

Remarque 4.2.2.3 En présence de perturbations, l'erreur de suivi δ_{cl} peut être maintenue très faible, sinon en l'absence de perturbations, δ_{cl} converge vers zéro.

4.2.3 Conception du contrôleur d'attitude

Considérons le système Σ_R dans (4.3) qui doit suivre l'orientation désirée $\Theta_d = (\phi_d, \theta_d, \psi_d)^T$. ψ_d représente la trajectoire de référence de lacet générée par le Pilote ou le guidage de haut niveau, les deux trajectoires souhaitées $(\phi_d, \theta_d)^T$ sont obtenues par l'expression (4.5). Le sous-système d'attitude Σ_R (4.3) est représenté sous forme linéaire (sans $\tilde{\Gamma}_{ext}$) avec un double-intégrateur tridimensionnel. La commande $\tilde{\Gamma}$ impliquant une combinaison linéaire de l'état δ_2 est

$$\tilde{\Gamma} = -K_{p_\Theta}(\Theta - \Theta_d) - K_{d_\Theta}(w - \dot{\Theta}_d) + \Gamma_{oc} \quad (4.28)$$

$K_{p_\Theta} = \text{diag}[k_{p_\phi} \ k_{p_\theta} \ k_{p_\psi}]$ et $K_{d_\Theta} = \text{diag}[k_{d_\phi} \ k_{d_\theta} \ k_{d_\psi}]$ sont les paramètres des régulateurs proportionnel et dérivé. $\Gamma_{oc} \in \mathbb{R}^3$ est le terme de compensation du $\tilde{\Gamma}_{ext}$ supposé borné.

Nous définissons K_2 par :

$$K_2 = \begin{bmatrix} k_{p_\phi} & 0 & 0 & k_{d_\phi} & 0 & 0 \\ 0 & k_{p_\theta} & 0 & 0 & k_{d_\theta} & 0 \\ 0 & 0 & k_{p_\psi} & 0 & 0 & k_{d_\psi} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Les paramètres du contrôleur PD, $k_{p\Theta}$ et $k_{d\Theta}$ sont sélectionnés de telle sorte que la matrice $A_{2_H} = A_2 - B_2 K_2$ soit Hurwitz.

En substituant (4.28) à (4.6), nous obtenons

$$\dot{\delta}_2 = A_{2_H} \delta_2 + B_2 (\Gamma_{oc} + \Gamma_{ext}) \quad (4.30)$$

Le terme de perturbation Γ_{ext} sera compensé en utilisant un observateur linéaire d'état étendu pour assurer la robustesse de la stratégie de contrôle. Si A_{2_H} est Hurwitz, le sous-système Σ_R (sans le terme de perturbation Γ_{ext}) est globalement asymptotiquement stable.

Observateur à état étendu

Dans cette section, un observateur d'état linéaire étendu est conçu pour estimer la perturbation totale inconnue en (4.3). Définissons $\bar{\varsigma}_1 = \Theta$, $\bar{\varsigma}_2 = \omega$ et $\bar{\varsigma}_3 = \Gamma_{ext}$. Pour construire cet observateur, le système incertain (4.3) est augmenté comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\bar{\varsigma}}_1 = \bar{\varsigma}_2 \\ \dot{\bar{\varsigma}}_2 = \bar{\varsigma}_3 + \tilde{\Gamma} \\ \dot{\bar{\varsigma}}_3 = \Delta(\bar{\varsigma}) \\ \bar{y} = \bar{\varsigma}_1 \end{cases} \quad (4.31)$$

Ici, $\Delta(\bar{\varsigma}) = \dot{\Gamma}_{ext}$ est supposée être inconnue, mais bornée. La LESO (avec la fonction $\mathcal{G}_i(.) = \alpha_i$) pour le système (4.31) est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\varsigma}}_1 = \hat{\varsigma}_2 + \frac{\alpha_1}{\bar{\epsilon}} I (\bar{\varsigma}_1 - \hat{\varsigma}_1) \\ \dot{\hat{\varsigma}}_2 = \tilde{\Gamma} + \hat{\varsigma}_3 + \frac{\alpha_2}{\bar{\epsilon}^2} I (\bar{\varsigma}_1 - \hat{\varsigma}_1) \\ \dot{\hat{\varsigma}}_3 = \frac{\alpha_3}{\bar{\epsilon}^3} I (\bar{\varsigma}_1 - \hat{\varsigma}_1) \end{cases} \quad (4.32)$$

α_j et $\bar{\epsilon}$ sont les gains de l'observateur.

Le contrôleur PD avec compensation de perturbation pour le sous-système de rotation Σ_R in (4.3) est donné par :

$$\begin{cases} \tilde{\Gamma} = \ddot{\Theta}_d - K_{p\Theta} (\hat{\varsigma}_1 - \Theta_d) - K_{d\Theta} (\hat{\varsigma}_2 - \dot{\Theta}_d) + \Gamma_{oc} \\ \Gamma_{oc} = -\hat{\varsigma}_3 \end{cases} \quad (4.33)$$

Dans la loi de contrôle (4.33), le dernier terme Γ_{oc} est ajouté pour compenser

le terme de perturbation totale agissant sur le modèle.

En substituant (4.33) à Σ_R (4.6), le système en boucle fermée est donné par

$$\dot{\delta}_2 = A_{2_H} \delta_2 + [B_2 K_2 \quad K_2] \tilde{\xi} \quad (4.34)$$

4.3 Résultats de Simulation

La stratégie de contrôle proposée a été testée par simulation afin de vérifier les performances atteintes pour le problème de suivi de trajectoire.

Les paramètres de simulation sont ceux d'un quadrotor réel, ils sont résumés dans le tableau 4.1 [73] suivant :

TABLE 4.1 – Paramètres réels d'un quadrotor [73]

Paramètre	Description	Valeur
m	Masse	0.468 Kg
l	Distance entre centre de gravité et chaque moteur	0.225 m
K_f	coefficient de portance	2.98e-6 N/V
K_t	coefficient de traînée	1.14e-7
J_{xx}	inertie de ϕ	$4.856 \times 10^{-3} \text{ kgm}^2$
J_{yy}	inertie de θ	$4.856 \times 10^{-3} \text{ kgm}^2$
J_{zz}	inertie de ψ	$8.801 \times 10^{-3} \text{ kgm}^2$

Les conditions initiales pour le sous-système de position du quadrotor sont $\bar{e}(0) = [0, 0, 0.5]^T \text{ m}$ et pour le sous-système de rotation sont : $\Theta(0) = [0, 0, 0.3]^T \text{ rad}$. Par conséquent, la vitesse et la vitesse angulaire sont fixées à 0.

Plusieurs essais en vol ont été effectués pour démontrer les performances de la commande proposée. Premièrement, une application qui ne prend pas en compte les perturbations externes et l'incertitude du modèle sur les six degrés de liberté. Deuxièmement, une application qui prend en compte les perturbations externes et l'incertitude du modèle sur les six degrés de liberté, qui sont choisis comme suit :

Une incertitude sur la matrice d'inertie de l'ordre de :

$$\Delta J = 0.5 J_0 \text{ kg.m}^2 \quad (4.35)$$

et des perturbations extérieures sur les forces aérodynamiques et les moments modélisées par :

$$\frac{1}{m}F_{ext} = \begin{bmatrix} 0.1 \sin(0.1t) & \text{à } 10\text{sec} \\ 0.1 \sin(0.1t) & \text{à } 20\text{sec} \\ 0.1 \sin(0.1t) & \text{à } 30\text{sec} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

$$\Gamma_{ext} = \begin{bmatrix} 0.1 \sin(0.1t) & \text{à } 10\text{sec} \\ 0.05 \sin(0.1t) & \text{à } 20\text{sec} \\ 0.05 \sin(0.1t) & \text{à } 30\text{sec} \end{bmatrix} \text{ N.m}$$

4.3.1 Cas a : Vol sans perturbations

Cette partie concerne le contrôle de la position et de l'attitude sans prendre en compte les incertitudes du système et les perturbations des forces et moments aérodynamiques. La figure 4.2 montre l'évolution de la position et de l'orientation du véhicule pendant le vol. Nous pouvons voir que même si la position commandée a été modifiée à chaque instant, le contrôleur proposé est capable de ramener toutes les variables d'état à la nouvelle position de référence.

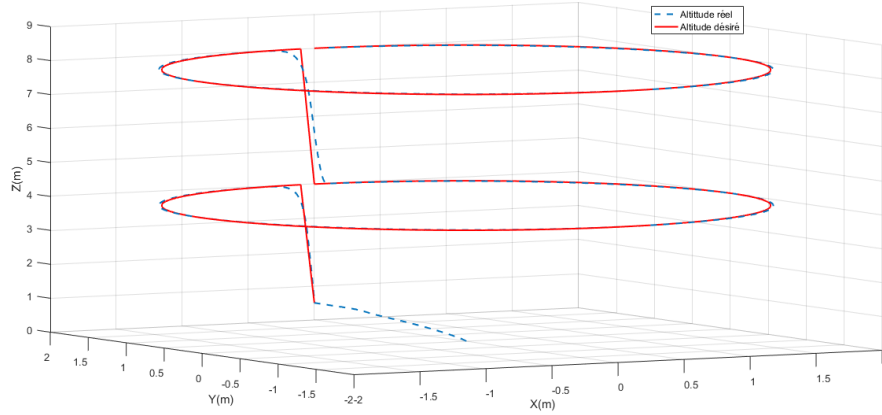


FIGURE 4.2 – Positions en 3D de translation sans perturbations

4.3.2 Case b :Vol avec perturbations

Cette partie concerne le contrôle du suivi de la position et de l'attitude en tenant compte des incertitudes du système et des perturbations aérodynamiques. La figure 4.3 montre la position du quadrotor pendant son vol. Lorsque les perturbations aérodynamiques sont introduites, la tâche de navigation assignée est accomplie avec succès et les trajectoires de référence sont réalisées avec une grande précision, le contrôleur est en mesure de rejeter ces perturbations, ce qui montre la robustesse de l'approche de contrôle proposée et la stabilité de la dynamique en boucle fermée est garantie. Nous pouvons remarquer sur la figure 4.4 une optimisation des angles d'inclinaison (angles de tangage et de roulis) et par conséquent l'utilisation d'une énergie minimale. Enfin, les commandes de force des actionneurs, présentées sur la figure 4.5 sont continues physiquement raisonnables de sorte qu'elles pourraient facilement être appliquées à un modèle réel sans problème de saturation

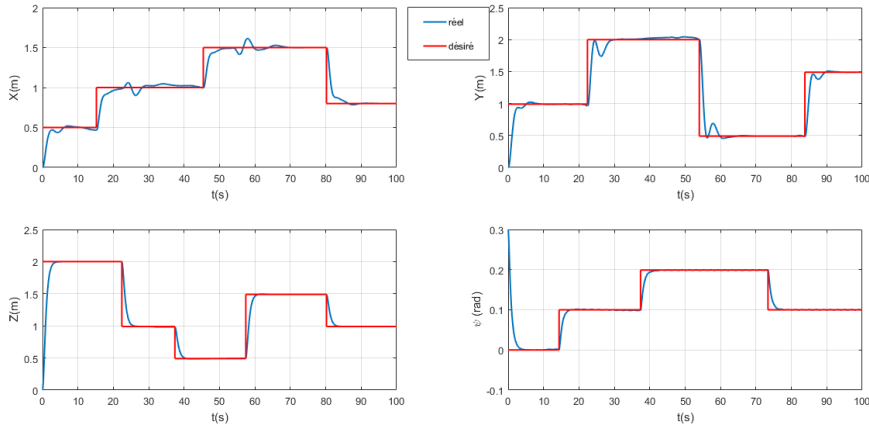


FIGURE 4.3 – Positions de translation : vol en présence de perturbations

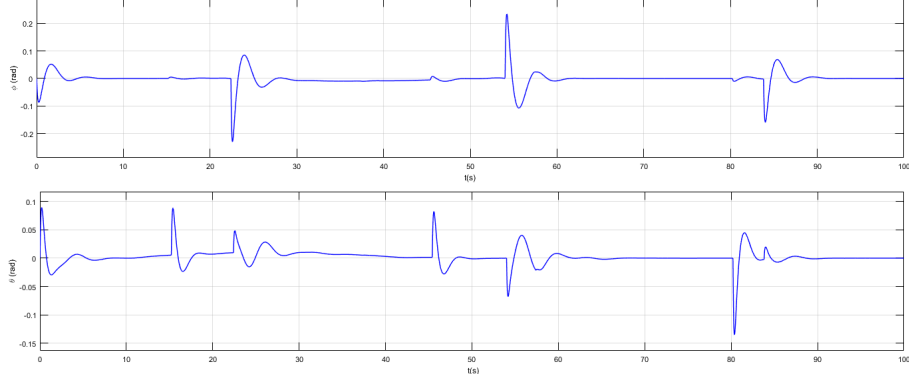


FIGURE 4.4 – Trajectoires de Roulis et tangage

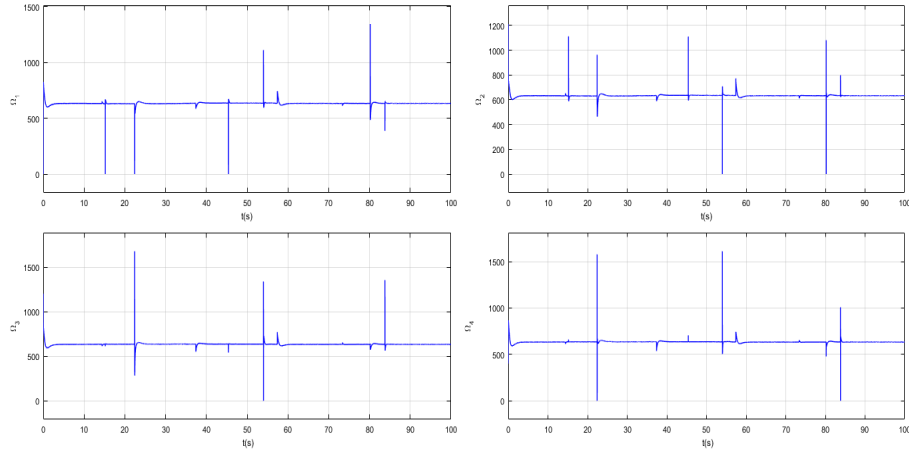


FIGURE 4.5 – Les signaux de contrôle Ω_1 , Ω_2 , Ω_3 et Ω_4

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une stratégie de contrôle originale basée sur LESO intégré avec un contrôleur PD pour le suivi de trajectoire de translation et de rotation d'un quadrotor autonome en présence de perturbations et d'incertitudes du modèle. Une approche de contrôle hiérarchique non linéaire est appliquée pour séparer le problème des commandes de vol en contrôleurs de translation et de rotation en fonction des propriétés d'échelle de temps de chaque sous-système. Le contrôleur a démontré une assez bonne performance et la stabilité du système en boucle fermée a été établie.

Chapitre 5

Commande hybride d'un UAV à base de quaternion

5.1 Introduction

La conception des contrôleurs et des estimateurs pour les véhicules aériens a pris une place importante dans la recherche. Plusieurs travaux ont traité ce problème sous forme de deux boucles de régulations : une boucle extérieure représentant la translation et une boucle intérieure représentant la rotation. Les approches se basant sur la boucle extérieure sont généralement modélisées à partir du formalisme de Euler-Lagrange ou celui de Newton-Euler.

Concernant les travaux sur les rotations, le plus souvent, l'approche de représentation utilisée est celle des angles d'Euler qui permettent de décrire la dynamique de translation et de rotation du corps rigide. Bien que cette approche de modélisation soit considérée comme fondamentale, elle présente deux inconvénients majeurs. Premièrement, elle est uniquement basée sur les angles d'Euler, qui ont certes le mérite d'être intuitifs mais par définition, ces angles ne peuvent pas définir certaines orientations car ils souffrent de singularités qui entraînent un problème connu sous le nom de "gimbal lock". Ce problème est la perte d'un degré de liberté dans un espace tridimensionnel se produisant, lorsque deux des axes de rotation s'alignent et se verrouillent ensemble. Deuxièmement, elle est très coûteuse en terme de calcul. Les calculs des sinus et cosinus demandent beaucoup de performances et peuvent devenir très vite ingérables, surtout s'ils sont mis en œuvre sur du matériel

à bas prix.

Plusieurs solutions peuvent être utilisées et parmi elles la représentation par les quaternions. Cette approche permet de modéliser les corps rigides dans l'espace 3D et d'effectuer tous les mouvements possibles sans aucune contrainte.

Plusieurs travaux ont été réalisés en utilisant les quaternions pour résoudre les problèmes causés par les angles d'Euler. Toutefois, cette représentation connue pour être non singulière est par contre non unique du fait qu'elle mappe deux fois l'espace de configuration. Ainsi, deux quaternions unités correspondent à la même attitude dans $SO(3)$, ce qui conduit au phénomène du "unwindnig" où le corps peut commencer au repos arbitrairement près de l'attitude finale désirée tout en tournant sur une grande angles avant de se reposer dans l'attitude désirée. Dans ce processus de résolution de la problématique du "unwindnig", un second problème peut émerger celui de la perte de la stabilité globale du système.

Dans ce chapitre nous allons répondre à ces problèmes par un algorithme hybride robuste qui garantit une stabilité globale de notre système ainsi que la résolution du problème du unwinding.

5.2 Modèle mathématique

Différentes représentations peuvent être utilisées pour obtenir le modèle des UAV, entre autres la représentation par les angles d'Euler où les variables ont un sens physique (x, y, z) pour le mouvement de translation selon les axes X , Y , et Z respectivement et roulis, tangage, lacet (ϕ, θ, ψ) pour les rotations autour des axes (X, Y, Z) respectivement. Mais cette dernière pose des problèmes de singularité car si on passe par des angles de $\pm\pi/2$ pour le roulis ou le tangage on perd le contrôle à cause des divisions par zéro dans la matrice de rotation. La représentation par les quaternions peut éviter ce problème.

Considérons le quadrotor comme étant un corps rigide soumis à des forces externes appliquées à son centre de masse, rappelons l'équation dynamique référée au système utilisant la formulation de Newton-Euler peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} mI_{3 \times 3} & 0 \\ 0 & J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega \times mV \\ \omega \times J\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_z \\ u \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$\times$ indique le produit vectoriel croisé

L'approche par les quaternions permet de représenter efficacement l'attitude d'un objet et de formuler la composition de ses rotations 3D. Cette représentation, appelée aussi paramètre symétrique d'Euler, a été mise en forme par William Rowan Hamilton en 1843.

Le quaternion est un nombre hyper-complexe de dimension 4. Il est composé d'un scalaire et d'un vecteur unité imaginaire. Il peut ainsi être défini de manière exacte par une seule combinaison linéaire :

$$q = q_0 + q_{vect} = q_0 + q_1 i + q_2 j + q_3 k \quad (5.2)$$

avec $i^2 = j^2 = k^2 = -1$; $ij = -ji = k$; $jk = -kj = i$ et $ki = -ik = j$

5.2.1 Propriétés essentielles des quaternions

Nous pouvons représenter toutes les attitudes par des quaternions unitaires satisfaisants la condition suivante :

$$|q| = \sqrt{q_0^2 + q_1^2 + q_2^2 + q_3^2} = 1 \quad (5.3)$$

L'espace vectoriel des quaternions H sur le corps des réels est un espace vectoriel réel de dimension 4 rapporté à une base notée $(1, i, j, k)$. Cet espace est défini par :

$$H = \{q/qq^t = 1, q = [q_0 \ q_{vect}^t]^t, q_0 \in R, q_{vect} = [q_1 \ q_2 \ q_3] \in R^{\times 3}\} \quad (5.4)$$

L'utilisation des quaternions pour représenter les rotations résulte finalement de l'observation du fait que n'importe quelle rotation entre deux systèmes de coordonnées peut être reformulée comme la simple rotation d'un angle θ autour d'un axe unitaire $u = [u_x u_y u_z]^T$ (axe d'Euler). Ainsi, un quaternion satisfait la forme suivante :

$$q = [\cos(\frac{\theta}{2}) \ u_x \sin(\frac{\theta}{2}) \ u_y \sin(\frac{\theta}{2}) \ u_z \sin(\frac{\theta}{2})]^T = [q_0 \ q_1 \ q_2 \ q_3] \quad (5.5)$$

Le principe physique d'un quaternion unitaire, est représenté dans la figure 5.1. Cette figure illustre la manière avec laquelle un quaternion permet de décrire le passage entre deux vecteurs en utilisant uniquement un axe de rotation et un angle de rotation θ .

Au cours de la rotation, les points P_1 , P_2 et P_3 sont situés sur le même plan de rotation et à une même distance par rapport à l'axe de rotation. Ainsi, le point P_1 est transformé en P_3 via P_2 s'il se déplace en ligne droite tout en passant par un point distant de $(\sin(\frac{\theta}{2}))$ de l'axe de rotation et distant de $(\cos(\frac{\theta}{2}))$ des points P_1 et P_3 .

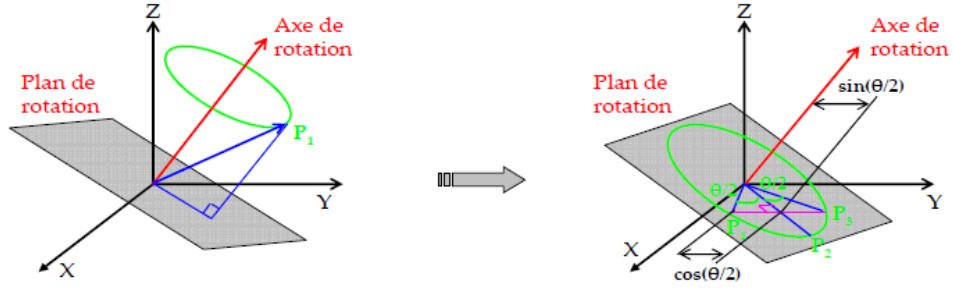


FIGURE 5.1 – Représentation graphique d'un quaternion unitaire

L'élément identité dans l'algèbre des quaternions est défini par :

$$q_{id} = [1 \ 0^T]^T \quad (5.6)$$

Le produit de deux quaternions q_a et q_b n'est pas commutatif. Il peut être défini de la façon suivante [85] :

$$q_a \otimes q_b = \begin{bmatrix} q_{a0} & q_{avect}^T \\ q_{avect} I_{3 \times 3} & q_{a0} + [q_{avect}^\times] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_{b0} \\ q_{bvect} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

où $I_{3 \times 3}$ représente la matrice identité et $[q_{avect}^\times]$ dénote le tenseur antisymé-

trique associé au vecteur q_{avect} [86] :

$$[q_{vect}^\times] = \begin{bmatrix} 0 & -q_3 & q_2 \\ q_3 & 0 & -q_1 \\ -q_2 & q_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Toute rotation vectorielle dans l'espace peut être effectuée en utilisant l'algèbre des quaternions. Cette rotation est réalisée de deux façons en utilisant le produit de quaternion ou la multiplication par la matrice de rotation.

5.2.2 Rotation vectorielle à l'aide d'un produit de quaternion

Nous considérons un vecteur quelconque $\vec{x} \in R^{3 \times 1}$ exprimé dans le système de navigation fixe (N). Son quaternion pur associé s'écrit comme suit [87] :

$$x_q = [0 \ \vec{x}^T]^T \quad (5.9)$$

Ainsi, la rotation de $\vec{x}$ du référentiel E_I au référentiel E_B peut être accomplie à l'aide de deux multiplications de quaternions :

$$y_q = q \otimes x_q \otimes q^{-1} \quad (5.10)$$

tel que :

$$y_q = [0 \ \vec{y}^T]^T \quad (5.11)$$

où $\vec{y} \in R^{3 \times 1}$ est le vecteur associé au quaternion pur y_q , exprimé dans le système de coordonnées mobiles E_B liées au corps rigide. Notons que q^{-1} est le quaternion inverse de q et puisque nous manipulons des quaternions unitaires alors :

$$q^{-1} = \bar{q} = [q_0 \ -q_1 \ -q_2 \ -q_3] \quad (5.12)$$

où $\bar{q}$ est le quaternion conjugué de q .

5.2.3 Rotation vectorielle à l'aide d'une multiplication par la matrice de rotation

La rotation vectorielle dans l'espace des quaternions peut être définie par :

$$\vec{y} = M_I^B(q) \vec{x} \quad (5.13)$$

où $M_I^B(q)$ est la matrice de rotation exprimée en terme de quaternion par :

$$M_I^B(q) = (q_0^2 - q_{vect}^T q_{vect}) I_{3 \times 3} + 2(q_{vect} q_{vect}^T - q_0 [q_{vect}^\times]) \quad (5.14)$$

Finalement, $M_I^B(q)$ s'écrit :

$$M_I^B(q) = \begin{bmatrix} 2(q_0^2 + q_1^2) - 1 & 2(q_1 q_2 + q_0 q_3) & 2(q_1 q_3 - q_0 q_2) \\ 2(q_1 q_2 - q_0 q_3) & 2(q_0^2 + q_2^2) - 1 & 2(q_0 q_1 + q_2 q_3) \\ 2(q_0 q_2 + q_1 q_3) & 2(q_2 q_3 - q_0 q_1) & 2(q_0^2 + q_3^2) - 1 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Remarque 5.1 En terme d'attitude, les quaternions q et $(-q)$ sont identiques puisque $M_N^B(q) = M_N^B(-q)$. En effet, si le quaternion q est utilisé pour effectuer une rotation avec un angle θ autour de $\vec{u}$, alors le quaternion $(-q)$ effectue la rotation avec un angle de $2\pi - \theta$ autour de $\vec{u}$. Ainsi, la représentation par les quaternions n'est pas unique.

Remarque 5.2 La norme unitaire du quaternion permet de préserver facilement l'orthogonalité de la matrice de rotation $M_I^B(q)$.

5.2.4 Equation cinématique correspondante au drone

En utilisant les équations cinématiques et dynamiques, la représentation par les quaternions est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{q}_0 \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} q^T \omega \\ \frac{1}{2} (q_0 I_d + S(q)) \omega \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$J\dot{\omega} = -S(\omega)J\omega + \tau + \rho(t) \quad (5.17)$$

où $\rho(t)$ sont des perturbations bornées. $S(-)$ la matrice antisymétrique Les hypothèses suivantes sont nécessaires dans le reste du chapitre :

Hypothèses 5.2.4.1 *L'attitude Q est mesurable (disponible pour un retour d'état).*

Hypothèses 5.2.4.2 *La matrice d'inertie J est supposée connue et diagonale.*

Hypothèses 5.2.4.3 *Le vecteur de vitesse angulaire désiré ω_d et ses dérivées sont bornées.*

Hypothèses 5.2.4.4 *La dynamique des perturbations extérieures est supposée bornée $\dot{\rho}(t) \leq L$*

5.3 Synthèse de la commande

Pour concevoir la loi de contrôle, nous utilisons l'algorithme du mode glissant du second ordre appelé Super Twisting. Le but du contrôle est d'obtenir une bonne performance en terme de stabilisation et de suivi de trajectoire. Notre but est de concevoir une loi de contrôle pour stabiliser $(\tilde{q}, \tilde{q}_0) = (\pm 1, 0)$, pour cela nous choisirons une variable glissante pour obtenir ces performances. Considérons la variable de glissement suivante :

$$\sigma = \tilde{\omega} + \lambda \tilde{q}_0 \tilde{q} \quad (5.18)$$

Où $\lambda \in R$ est un gain constant.

$\tilde{Q} = [\tilde{q}_0 \quad \tilde{q}]^T$ est l'erreur de quaternion donnée par :

$$\tilde{Q} = Q \odot Q_d^{-1} \quad (5.19)$$

Q_d est le quaternion unitaire désiré et défini comme $R_d = R(Q_d)$ dont la dynamique est donnée par cette équation

$$\dot{Q}_d = \frac{1}{2} Q_d \otimes (0, \omega_d) \quad (5.20)$$

$\tilde{\omega}$ est l'erreur de vitesse angulaire et elle est donnée par :

$$\tilde{\omega} = R_d(\omega - \omega_d)$$

Pour cette surface de glissement, nous avons les points d'équilibre suivants :

- $\tilde{\omega} = 0, \tilde{q}_0 = 0$ et $\tilde{q} \neq 0$.
- $\tilde{\omega} = 0, \tilde{q}_0 = \pm 1$ et $\tilde{q} = 0$.
- $\tilde{\omega} = -\lambda \tilde{q}_0 \tilde{q}$.

Dans ce cas, nous avons un équilibre non désiré qui est $\tilde{\omega} = 0, \tilde{q}_0 = 0$, mais nous ne pouvons pas prouver que la surface de glissement ne peut pas passer par ce point avant le temps de convergence. C'est pourquoi ce choix n'est pas souhaité.

Considérons une autre variable de glissement :

$$\sigma = \tilde{\omega} + \lambda \tilde{q} \quad (5.21)$$

Dans ce cas, les points d'équilibre sont :

- $\tilde{\omega} = 0, \tilde{q} = 0$.
- $\tilde{\omega} = -\lambda \tilde{q}$.

Prenons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} \tilde{q}^T \tilde{q} \quad (5.22)$$

V est définie positive $\forall \tilde{q}$. Avec l'équilibre $\tilde{\omega} = -\lambda \tilde{q}$ la dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V} = -\lambda \tilde{q}_0 \tilde{q}^T \tilde{q} \quad (5.23)$$

$\dot{V}$ est définie négative sauf pour $\tilde{q}_0 \leq 0$. Ce choix de variable de glissement génère deux points d'équilibre en boucle fermée : $\tilde{q}_0 = -1$ qui est instable et $\tilde{q}_0 = 1$ qui est stable.

Dans $SO(3)$, ces deux points d'équilibre représentent le même point, ce qui signifie que l'équilibre est stable et instable en même temps. Ce phénomène s'appelle le unwinding, cela signifie que si nous choisissons une condition initiale négative pour $\tilde{q}_0(0) < 0$ l'erreur de quaternion convergera vers l'équilibre stable $\tilde{q}_0 = 1$. Physiquement, le quadrotor tournera dans un sens.

Pour résoudre ce problème, nous proposons de prendre la surface de glissement suivante :

$$\sigma = \tilde{\omega} + \lambda \text{sign}(\tilde{q}_0) \tilde{q} \quad (5.24)$$

Avec

$$\text{sign}(u) = \begin{cases} 1 & \text{si } u > 0 \\ -1 & \text{si } u \leq 0 \end{cases} \quad (5.25)$$

Ainsi, la dérivée de la fonction de Lyapunov donnée précédemment en prenant le point d'équilibre $\tilde{\omega} = -\lambda \text{sign}(\tilde{q}_0)\tilde{q}$ devient :

$$\dot{V} = -\lambda \text{sign}(\tilde{q}_0)\tilde{q}_0\tilde{q}^T\tilde{q} \quad (5.26)$$

$\dot{V}$ est définie négative $\forall \tilde{q}_0, \tilde{q} \in SO(3)$, mais le problème est que si le bruit de mesure est présent et qu'il a la forme ci-dessous comme décrit dans le document Teel [88] $e = -\text{sign}\alpha(\tilde{q}_0)$ l'erreur de quaternion restera à l'équilibre non désiré pour plus de détails voir [88].

Pour éviter tous ces problèmes, un contrôle hybride est proposé comme suit :

$$u = \begin{cases} u_1 & \text{si } |\tilde{q}_0| < \eta \\ u_2 & \text{si } |\tilde{q}_0| \geq \eta \end{cases} \quad (5.27)$$

Où u_1 et u_2 sont définis comme suit :

Pour $\tilde{q}_0 < \eta$ nous définissons la surface de glissement par :

$$\sigma = \tilde{\omega} + \lambda\tilde{q} \quad (5.28)$$

et η définit une région très petite autour de l'équilibre instable

La dérivée de la variable glissante est donc donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} = R_d S(\omega_d)\omega + R_d(J^{-1}(-S(\omega)J\omega + \tau + \rho(t)) - \dot{\omega}_d) \\ + \frac{\lambda}{2}(\tilde{q}_0 I + S(\tilde{q}))\tilde{\omega} \end{aligned} \quad (5.29)$$

l'objectif de contrôle est de ramener la variable de glissement et sa dérivée à 0 et de la maintenir à 0 en temps fini $\sigma, \dot{\sigma} \rightarrow 0$.

Ecrivons $\dot{\sigma} = 0$, nous trouvons l'algorithme de contrôle donné par :

$$u_1 = S(\omega)J\omega + J(-S(\omega_d)\omega + \dot{\omega}_d) - JR_d^T\left(\frac{\lambda}{2}(\tilde{q}_0 I + S(\tilde{q}))\tilde{\omega} + \tau_f\right) \quad (5.30)$$

Pour $\tilde{q}_0 \geq \eta$ la surface de glissement est donnée par :

$$\sigma = \tilde{\omega} + \lambda\tilde{q}_0\tilde{q} \quad (5.31)$$

La dérivée de la variable glissante est donc donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{\sigma} = R_d S(\omega_d) \omega + R_d (J^{-1}(-S(\omega) J \omega + \tau + \rho(t)) - \dot{\omega}_d) \\ + \frac{\lambda}{2}(\tilde{q}_0 I + S(\tilde{q})) \tilde{\omega} - \frac{\lambda}{2} \tilde{q}^T \tilde{\omega} \tilde{q}\end{aligned}\quad (5.32)$$

L'objectif est de ramener la variable de glissement et sa dérivée à zéro en temps fini, ce qui signifie que l'erreur de quaternion doit atteindre l'équilibre souhaité $(\pm 1, 0)$.

En faisant $\dot{\sigma} = 0$ nous trouvons l'algorithme de contrôle donné par :

$$u_2 = S(\omega) J \omega + J(-S(\omega_d) \omega) + \dot{\omega}_d + J R_d^T \left(-\frac{\lambda}{2}(\tilde{q}_0 I + S(\tilde{q})) \tilde{\omega} + \frac{\lambda}{2} \tilde{q}^T \tilde{\omega} \tilde{q} \right) + \tau_f \quad (5.33)$$

Le terme de super Twisting τ_f défini par Moreno est donné pour les deux cas comme suit :

$$\tau_f = -k_1 |\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) - k_2 \int_0^t \text{sign}(\sigma) dt \quad (5.34)$$

la boucle fermée de la variable glissante est donnée par :

$$\dot{\sigma} = -k_1 |\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) - k_2 \int_0^t \text{sign}(\sigma) dt + \rho(t) \quad (5.35)$$

Où

$$k_1 > 0 \quad (5.36)$$

$$k_2 > 2 \frac{L^2}{k_1^2} + 3L \quad (5.37)$$

Ce choix de gains sera démontré dans la prochaine section.

5.4 Analyse de la stabilité

Le but du contrôle est de conduire l'attitude et la vitesse angulaire à leurs valeurs souhaitées et de garantir une solide stabilité asymptotique de l'équilibre. Maintenant, nous pouvons énoncer nos résultats dans le théorème suivant :

Théorème 5.4.1 *Considérons la dynamique des corps rigides et supposons*

que les hypothèses ci-dessus soient satisfaites, alors l'algorithme de contrôle (5.27) garantit la stabilité globale de l'équilibre $(\pm 1, 0)$ et :

1. la variable de glissement σ converge vers zéro en temps fini $t = t_f$.
2. Lorsque $\sigma(t_f) = 0 \Rightarrow \tilde{\omega}(t_f) = 0$ et $\tilde{q}(t_f) = 0$ l'équilibre $(\pm 1, 0)$ a une stabilité globale en temps fini.
3. Quand $\sigma(t_f) = 0 \Rightarrow (\tilde{\omega}(t_f), \tilde{q}(t_f)) \neq 0$, il en résulte :
 - Si $|\tilde{q}_0| < \eta$ nous avons $\tilde{\omega}(t_f) = -\lambda \tilde{q}(t_f)$, alors, l'équilibre $(1, 0)$ est stable et $\tilde{q}_0, \tilde{q}$ convergent vers cet équilibre $(1, 0)$ en $t \rightarrow \infty$.
 - Si $|\tilde{q}_0| \geq \eta$ nous avons $\tilde{\omega} = -\lambda \tilde{q}_0 \tilde{q}$, alors l'équilibre $(\pm 1, 0)$ est stable et $\tilde{q}_0, \tilde{q}$ convergent vers cet équilibre $(\pm 1, 0)$ en $t \rightarrow \infty$

Preuve 5.4.1 la preuve de la stabilité se fera en deux étapes,

1) La première étape de la stabilité du système est basée sur le papier Moreno [44], et elle prouve la convergence de la variable de glissement σ et sa dérivée vers zéro en temps fini, donc l'étape suivante assure la robustesse de la stabilité globalement asymptotique de l'équilibre dans l'intervalle $t \in [0, t_f]$. La preuve de la stabilité et de la convergence en temps fini vers zéro des variables de glissement et de sa dérivée en temps fini est donnée dans l'article de Moreno [44] comme suit.

Prenons la boucle fermée de la surface de glissement en appliquant la commande proposée :

$$\begin{aligned} x_1 &= \sigma \\ x_2 &= -k_2 \int \text{sign}(\sigma(\tau)) d\tau + \rho(t) \\ \varrho(t) &= \dot{\rho}(t) \end{aligned} \tag{5.38}$$

Nous pouvons donc écrire ce système sous la forme suivante :

$$\dot{x}_1 = -k_1 |x_1|^{1/2} \text{sign}(x_1) + x_2 \tag{5.39}$$

$$\dot{x}_2 = -k_2 \text{sign}(x_1) + \varrho(t) \tag{5.40}$$

En utilisant la fonction de Lyapunov candidate suivante pour le système perturbé donné dans Moreno [44] :

$$V = \zeta^T P \zeta \tag{5.41}$$

Avec

$$P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix}$$

et $\zeta = [|x_1|^{1/2} \text{sign } x_2]$.

La dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V} = -\frac{1}{|x|^{1/2}} \zeta^T Q \zeta + \varrho q^T \zeta \quad (5.42)$$

En prenant cela, la variable glissante et sa dérivée atteignent zéro en temps fini donné dans [44] par :

$$t_f = \frac{2V^{1/2}(\sigma(0))}{\nu} \quad (5.43)$$

Où

$$\nu = \frac{\lambda_{\min}(P)\lambda_{\min}(Q)}{\lambda_{\max}(P)} \quad (5.44)$$

Remarque 5.4.0.1 Selon l'équation(5.35) et la convergence en temps fini de la variable glissante vers zéro, nous pouvons conclure que la dynamique de la perturbation $\varrho(t)$ est estimée en temps fini comme suit :

$$\varrho(t) = k_2 \int_0^{T_f} \text{sign}(\sigma(\tau)) d\tau \quad (5.45)$$

2) La deuxième étape est l'analyse de la stabilité de l'équilibre $(\pm 1, 0)$ dans l'intervalle $[t_f, \infty]$.

Définissons les erreurs de suivi de l'attitude données par $\tilde{R} = RR_d^T$ correspondant aux erreurs de quaternion unitaire $\tilde{Q} = Q \otimes Q_d^{-1}$.

La dynamique de l'erreur de suivi est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{q}}_0 \\ \dot{\tilde{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} \tilde{q}^T \tilde{\omega} \\ \frac{1}{2} (\tilde{q}_0 + s(\tilde{q})) \tilde{\omega} \end{bmatrix} \quad (5.46)$$

Considérons la fonction de Lyapounov candidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} \tilde{q}^T \tilde{q} + (1 - 2\tilde{q}_0) \quad (5.47)$$

La dérivée temporelle de (5.47) est donnée par :

$$\dot{V} = \tilde{q}^T (\tilde{q}_0 I + S(\tilde{q})) \tilde{\omega} + \tilde{q}^T \tilde{\omega} \quad (5.48)$$

— Pour $|\tilde{q}_0| < \Theta$ la surface de glissement est $\sigma = \tilde{\omega} + \lambda \tilde{q}$, en introduisant le point d'équilibre $\tilde{\omega} = -\lambda \tilde{q}$ nous obtenons :

$$\dot{V} = -\lambda \tilde{q}^T \tilde{q} (\tilde{q}_0 + 1) \leq 0 \quad (5.49)$$

Dans ce cas, la condition initiale $\tilde{q}_0$ selon (5.49) V_1 est décroissante le long des trajectoires du système $\forall \tilde{q} \tilde{q}_0 \neq 0$.

Nous prenons maintenant (5.46), en introduisant le point d'équilibre $\tilde{\omega} = -\lambda \tilde{q}_0 \tilde{q}$, alors nous pouvons écrire :

$$\dot{\tilde{q}}_0 = \frac{\lambda}{2} \tilde{q}_0 \tilde{q}^T \tilde{q} = \frac{\lambda}{2} \tilde{q}_0 (1 - \tilde{q}_0^2) \quad (5.50)$$

La solution de l'équation différentielle (5.50) est donnée par :

$$\tilde{q}_0(t)^2 = \frac{1}{ke^{\lambda t} + 1} \quad (5.51)$$

Où $k = \frac{1 - \tilde{q}_0(0)}{\tilde{q}_0(0)}$ est la condition initiale.

A partir de (5.51) Nous avons :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} \tilde{q}_0^2 = 1 \quad (5.52)$$

D'après ces résultats, nous pouvons dire que le point d'équilibre ($\tilde{q}_0 = 0$) n'est pas attractif.

5.5 Résultats des Simulations

Nous présentons ici les résultats de simulations afin de montrer l'efficacité de la commande proposée. Les paramètres du modèle de drone montré dans le tableau 4.1 sont des paramètres réels récupérés de [73] et utilisés au chapitre précédent :

Les performances et la robustesse de la commande proposée sont montrés par la simulation sur MATLAB/SIMULINK et les gains utilisés sont :

$$K_1 = [2.5 \ 2.5 \ 2.5] ; \quad K_2 = [1.8 \ 1.8 \ 1.8]; \quad \lambda = 2$$

5.5.1 Test de stabilisation

Pour montrer les résultats de notre commande hybride nous avons réalisé un test de stabilisation de notre drone autour de l'équilibre, ainsi les quaternions désirés sont $[q_{0d}, q_{1d}, q_{2d}, q_{3d}] = [1, 0, 0, 0]$ et nous avons donné des conditions initiales $[q_0(0), q_1(0), q_2(0), q_3(0)] = [0.6, 0, 0.8, 0]$.

La figures 5.2 montre l'efficacité de notre algorithme en terme de stabilisation, car nous remarquons que les quaternions tendent vers les trajectoires désirés en temps fini.

Après, nous avons changé les conditions initiales $[q_0(0), q_1(0), q_2(0), q_3(0)] = [-0.6, 0, 0.8, 0]$ pour montrer le phénomène de unwinding et comment notre commande peut résoudre un tel phénomène. La Figure 5.3 montre l'erreur $\tilde{q}_0$ avec notre commande et la figure 5.4 montre $\tilde{q}_0$ basée sur la surface $\sigma = \tilde{\omega} + \lambda \tilde{q}$. Nous voyons que l'erreur $\tilde{q}_0$ pour la commande basée sur la surface $\sigma = \tilde{\omega} + \lambda \tilde{q}$ tend vers 1 malgré le fait que la condition initiale soit négative ce qui signifie que le drone fait un tour de l'angle désiré plus 2π , contrairement, pour notre commande proposée, l'erreur tend vers -1 , il en résulte que nous avons réussi à résoudre ce problème de unwinding.

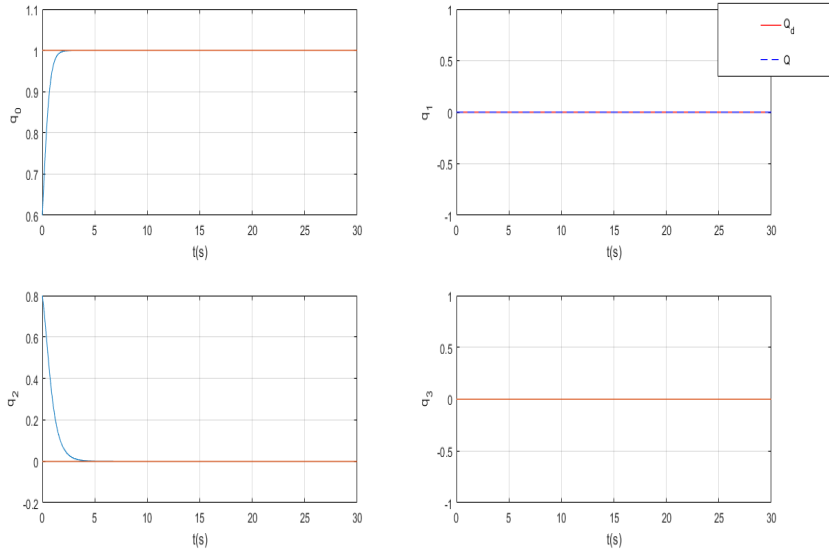


FIGURE 5.2 – Test de stabilisation pour la commande hybride

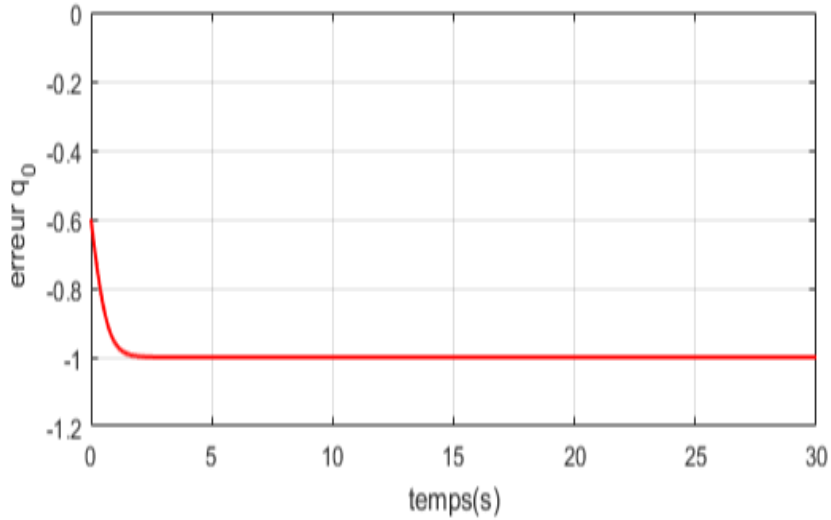


FIGURE 5.3 – Erreurs de Quaternion $\tilde{Q}$ basé sur la commande hybride

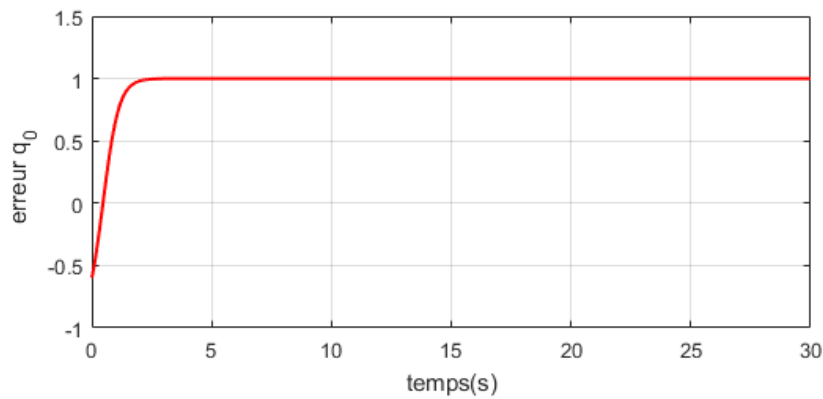


FIGURE 5.4 – Erreurs de Quaternion $\tilde{Q}$ basé sur la commande de la surface $s = \tilde{\omega} + \lambda \tilde{q}$

5.5.2 Test de suivi de trajectoire

Le test réalisé dans cette section est dans le but de voir les avantages de la commande proposée en terme de suivi de trajectoire. Nous avons donné des trajectoires aléatoires pour les quaternions désirés comme montrés dans la figure 5.5. La figure montre qu'il y a un suivi de trajectoire avec une grande précision et l'erreur est de l'ordre 10^{-7} comme il est illustré dans la figure 5.6. La figure 5.7 montre les couples générés par notre commande

hybride. Ces couples sont physiquement réalisables. Les vitesses angulaires sont montrées sur la figure 5.8, d'après cette figure nous remarquons bien que les vitesses angulaires de notre drone sont superposées avec les vitesses désirées ce qui signifie que la commande est très performante .

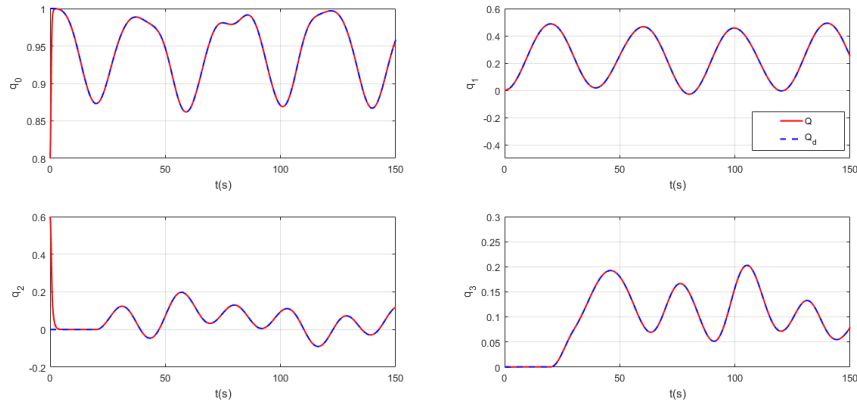


FIGURE 5.5 – Trajectoires des quaternions pour le test de suivi de trajectoire

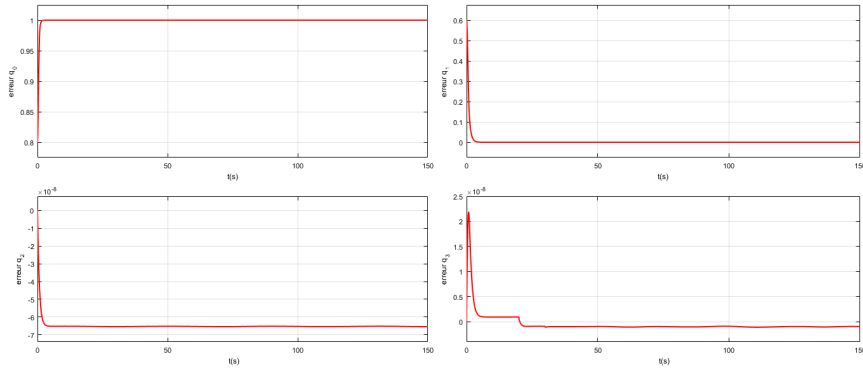


FIGURE 5.6 – Erreurs des quaternions pour le test de suivi de trajectoire

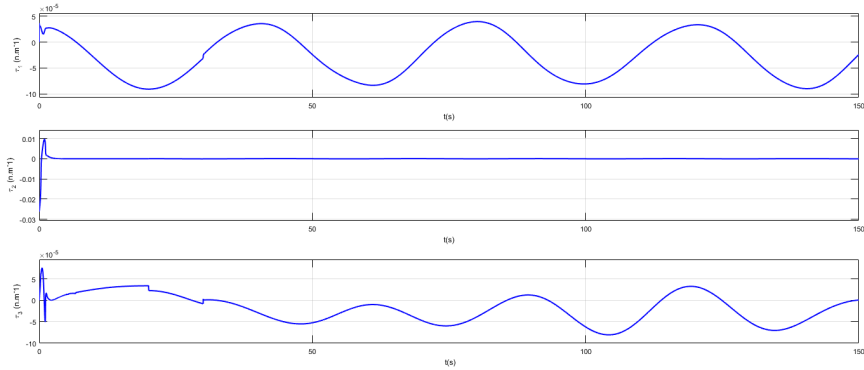


FIGURE 5.7 – Couples appliqués pour le test de suivi de trajectoire

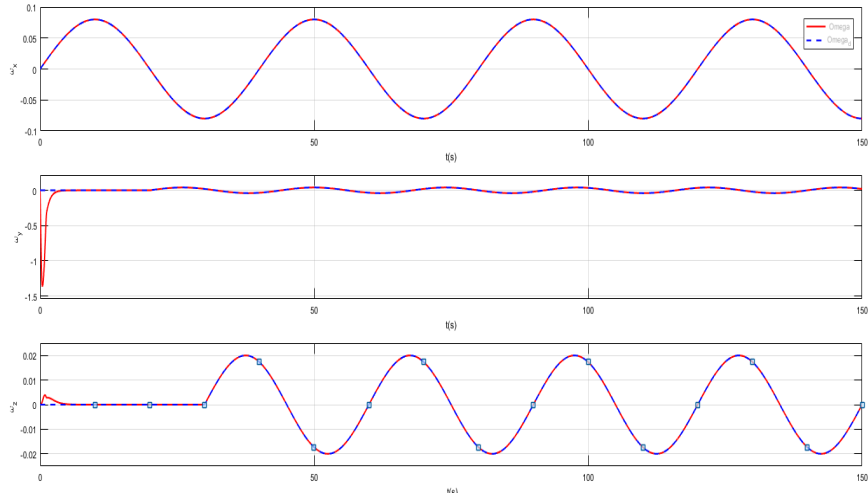


FIGURE 5.8 – Vitesses angulaires pour le test de suivi de trajectoire

5.5.3 Test de Robustesse

Le test de robustesse est réalisé dans le but de prouver l'efficacité de la commande hybride développée face aux perturbations extérieures telles que le vent, les changements de pression et les perturbations intérieures comme les bruits de mesure et les changements de variables internes (masse, moment d'inertie,...). Dans cette expérience nous avons réalisé deux tests :

a : cas du changement paramétrique interne

Le premier test est basé sur les changements paramétriques, nous avons changé la matrice d'inertie du système avec une marge de 50%, et nous avons gardé la même valeur de J pour la commande, mais pour le système nous

avons mis la nouvelle valeur qui est égale $2J$. la figure 5.9 montre les erreurs des quaternions pour les deux cas, le graphe rouge représente les erreurs pour la matrice modifiée égale à $2J$, le bleu est pour la matrice d'inertie initiale. Nous remarquons que le système réagit pour les changements paramétriques et les erreurs ne sont pas identiques mais elles sont de même ordre 10^{-7} , cela signifie que la commande est robuste contre les changements intérieurs du système comme il est montré dans la figure 5.10. Cette figure montre les couples générés par la commande hybride où le tracé bleu représente le couple avec la matrice J initiale et le rouge celui associé à la matrice d'inertie $2J$. D'après la figure nous constatons que la commande a bien réagi contre les perturbations intérieures ce qui prouve l'efficacité de l'algorithme développé en terme de robustesse. Nous n'avons pas présenté les trajectoires des quaternions car elles sont pratiquement les mêmes que le test de suivi de trajectoire de fait que les erreurs sont de l'ordre 10^{-7} .

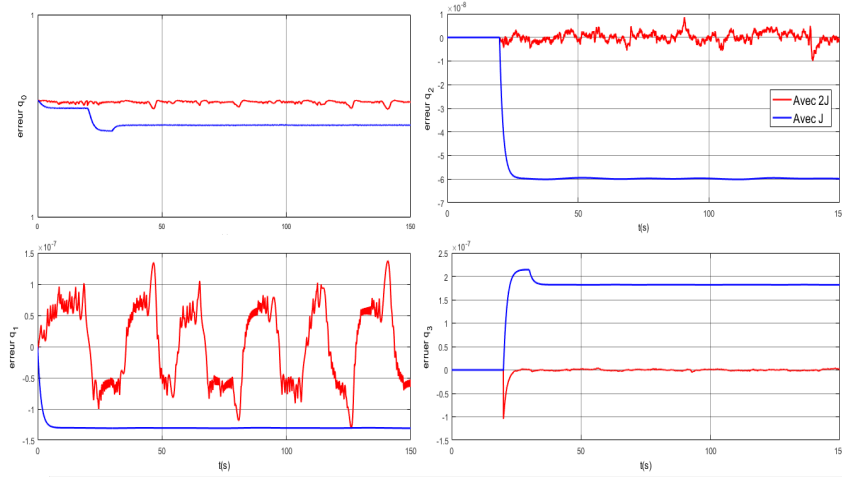


FIGURE 5.9 – Erreurs des quaternions pour le test de changements paramétriques

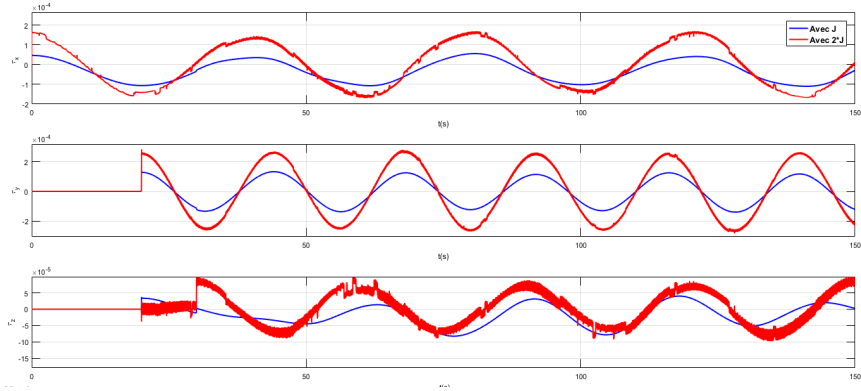


FIGURE 5.10 – Vitesses angulaires pour le test de suivi de trajectoire

b : cas des perturbations extérieures

Cette partie consiste en l'étude de robustesse de la commande développée contre les perturbations extérieures. Pour réaliser ce test nous avons appliqué des perturbations extérieures aléatoires. La figure 5.11 montre les trajectoires des quaternions où le bleu est les trajectoires désirées et le rouge représente les trajectoires mesurées, nous remarquons qu'il y a un rejet de perturbations d'une manière rapide et efficace, même pour les vitesses angulaires comme nous voyons dans la figure 5.12. Les couples sont illustrés dans la figure 5.13, ils sont raisonnables et physiquement réalisables.

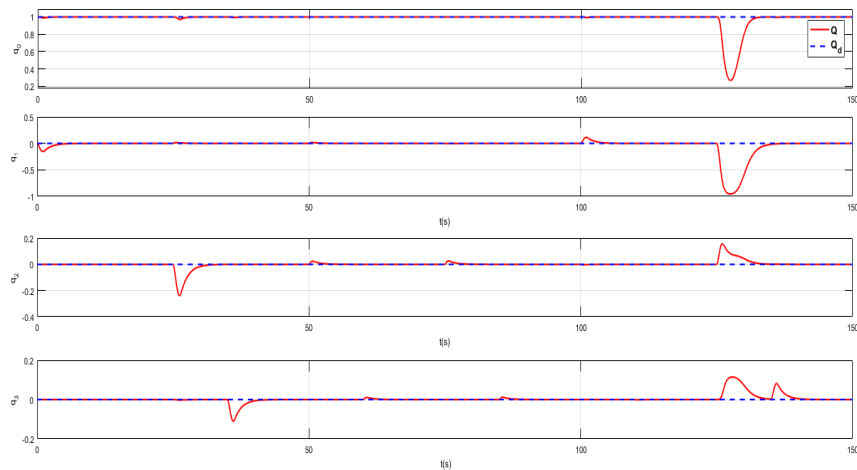


FIGURE 5.11 – Quaternions pour le test de robustesse : cas des perturbations extérieures

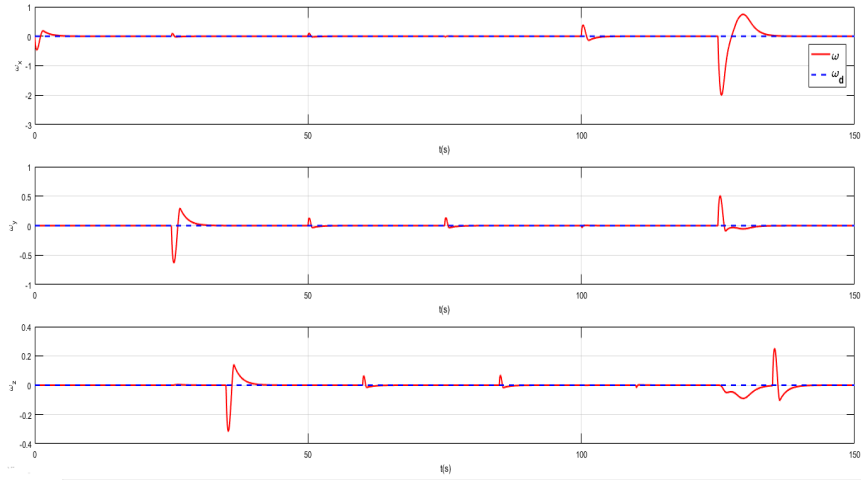


FIGURE 5.12 – Vitesses angulaires pour le test de robustesse : cas des perturbations extérieures

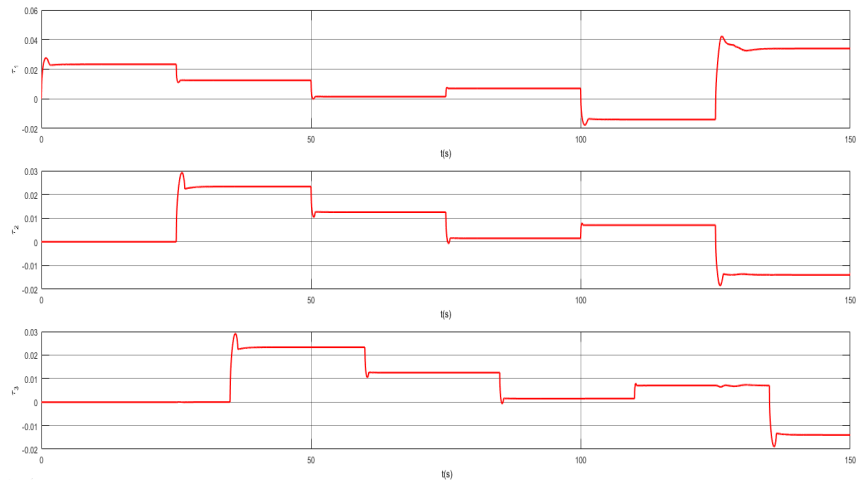


FIGURE 5.13 – Couples pour le test de test de robustesse : perturbations extérieures

5.5.4 Conclusion

La commande développée dans cette partie est une commande hybride qui résout le problème de unwinding d'un côté et qui garantit une stabilité globale en temps fini d'un autre côté. La stabilité a été démontré théoriquement en deux étapes, la première étape fait référence aux travaux de

Moreno et représente la démonstration de la stabilité sur l'intervalle $[0 \ t_f]$, la deuxième étape concerne l'intervalle $[t_f \ \infty]$. Des tests de simulation ont été réalisés afin d'illustrer les diverses performances de notre commande. La résolution du problème de unwinding et la stabilité globale de la boucle fermée du système commandé sont montrés à travers des résultats de simulation. La robustesse a été prouvée contre les perturbations extérieures et les changements paramétriques intérieurs. De plus, les signaux des couples obtenus sont raisonnables et physiquement réalisables.

Chapitre 6

Conclusion Générale

L'objectif de ce travail est de résoudre des problématiques liées à la commande des véhicules aériens sans pilote. Les travaux réalisés ont pour but l'amélioration des performances des UAV pour garantir des vols stationnaires et acrobatiques. Nous avons réalisé des commandes nonlinéaires basées sur une représentation par les angles d'Euler et d'autres sur une autre approche de représentation utilisant les quaternions.

Dans un premier lieu, nous avons proposé un algorithme de Super Twisting modifié afin de garantir une stabilité globale du système avec une robustesse vis-à-vis des changements paramétriques et des perturbations extérieures. Cette commande a résolu le principal inconvénient de Super Twisting classique qui est le chattering. Ce phénomène est un problème pratique dans le domaine de la robotique car il influence sur les actionneurs, ce qui implique l'endommagement des moteurs. Spécifiquement au domaine des drones, il cause des vibrations remarquables qui influencent sur l'efficacité de ces engins dans les missions professionnelles par exemple l'utilisation des drones pour la cartographie. Nous avons présenté les résultats expérimentaux associés à cette commande qui ont prouvé l'efficacité de l'approche proposée en terme de robustesse, stabilité asymptotique globale et minimisation de l'effort du signal de contrôle.

Par la suite, nous avons présenté une commande robuste pour la stabilisation de l'attitude et le suivi des trajectoires en présence des incertitudes paramétriques et des perturbations du 3 DOF Hover. Le contrôle proposé est basé sur un algorithme adaptatif de Super Twisting (ASTW) et un différenciateur continu. Ce dernier peut estimer les états non mesurables et résoudre

le problème du bruits dans les signaux de sortie. La commande proposée est validée par des tests expérimentaux sous des perturbations externes et des incertitudes sur les paramètres en utilisant la plate-forme Quanser Hover. Une comparaison a été faite entre les signaux du différenciateur et les signaux des filtres placés par les développeurs de Quanser. Les résultats expérimentaux ont montré la fluidité des signaux du différenciateur continu même avec des mesures bruitées induites par les capteurs. De plus, en dépit des incertitudes et des perturbations, la robustesse, la précision et la convergence en temps fini sont démontrées théoriquement par les tests expérimentaux.

Ensuite, nous avons proposé une stratégie de contrôle originale basée sur un observateur à état étendu -ESO- pour la commande de position et de rotation d'un véhicule aérien sans pilote soumis à des efforts aérodynamiques inconnus. Une approche de contrôle hiérarchique a été appliquée pour séparer la dynamique de translation de celle de rotation en fonction de la propriété d'échelle de temps de chaque sous-système. En d'autres termes, la boucle externe de translation est lente par rapport à la boucle de rotation. Un observateur à état étendu -ESO- est utilisé pour estimer l'état et les perturbations aérodynamiques inconnues qui vont être rejetées par la commande hiérarchique. La stabilité en boucle fermée du système a été établie moyennant la théorie de Lyapunov. Des simulations numériques sont effectuées et les résultats ont été présentés pour démontrer l'efficacité de la stratégie de contrôle proposée.

Dans la dernière partie, nous présentons la conception d'une commande robuste pour la résolution du problème de singularité causé par les angles d'Euler d'une part, et la problématique du unwinding d'autre part. Cette commande hybride est une combinaison de deux commandes robustes de Super Twisting basé sur les quaternions chacune conçue de telle sorte que le problème de unwinding soit résolu. Le principe de fonctionnement de notre commande est de faire une commutation entre deux surfaces de glissement dans deux intervalles, le premier est au voisinage d'un équilibre indésirable pour forcer le système à ne pas converger vers cet équilibre qui est $q_0 = 0$. Le deuxième intervient dans le reste de l'ensemble de fonctionnement pour assurer une convergence vers les points d'équilibres souhaités (quand les conditions initiales sont positives la convergence sera vers $Q = (1, 0, 0, 0)$. Dans le cas où elles sont négatives, le système converge vers $Q = (-1, 0, 0, 0)$. Dans ce sens, la commande développée est non continue ce qui lui donne l'avantage

de garantir une stabilité globale asymptotique. Cette stabilité est prouvée par une étude en utilisant la théorie de Lyapunov. Finalement, nous avons validé la commande par des résultats de simulation, les résultats obtenus ont prouvé l'efficacité, la robustesse et la résolution des problématiques posées dans la littérature.

Bien que les travaux présentés dans ce manuscrit de thèse aient permis d'atteindre la majorité des objectifs initiaux, certains aspects auraient pu être améliorés. De plus, un certain nombre d'options alternatives auraient mérité d'être envisagées afin de perfectionner le système de commande. À l'avenir nous pensons à améliorer la commande hybride par la synthèse d'un observateur robuste qui estime les quaternions à partir des vecteurs de mesures récupérés de la centrale inertielle, et de faire une validation expérimentale sur une plateforme volante basée sur un auto-pilote appelé Pixhawk. Cette étape de la validation a été déjà entamée, mais vu les contraintes qui relient la partie hardware avec software telles que la compatibilité des capteurs avec les langages de programmation, la puissance de calcul des cartes électroniques, nous n'avons pas encore réussi à la finaliser.

Annexe A

Rappel sur les commandes modes glissants

A.1 Introduction

La commande mode glissant est, par sa nature, une commande non linéaire, elle est basée sur la commutation de fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande appelé chattering et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies.

Il existe différentes méthodes pour diminuer ce phénomène dont l'une consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue au voisinage de la surface de glissement ou de passer vers le mode glissant à ordre supérieur appelé Super Twisting qui réduit ce phénomène, de plus, il est plus performant en termes de robustesse et convergence en temps fini.

A.2 Conception de la commande par mode glissant ordre 1 :

Soit le système décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u(t) + W(x, t) \quad (\text{A.1})$$

Où :

$x(t)$: représente le vecteur d'état

$u(t)$: Vecteur de commande.

$W(t)$: Vecteur de perturbation.

$f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions non linéaires du vecteur d'état décrivant le système.

Le but du contrôle de la poursuite est de trouver une loi de commande telle que : étant donné une trajectoire désirée $x_d(t)$, l'erreur de poursuite tend vers zéro malgré la présence des perturbations. L'erreur de poursuite est définie par :

$$e(t) = x(t) - x_d(t) \quad (\text{A.2})$$

La mise en oeuvre d'une commande par mode glissant passe par trois étapes :

- Le choix de la surface de glissement.
- Conditions d'existence et de convergence.
- L'établissement de la loi de commande.

A.3 Choix de la surface de glissement

La surface de glissement $S(x) = 0$ représente le comportement dynamique désiré du système, Slotine [90] propose une forme générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur désirée x_d cette fonction est donnée par l'équation :

$$S = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e \quad (\text{A.3})$$

Où :

e : l'erreur de poursuite.

λ constante positive

r est l degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

A.4 Conditions de l'existence et de convergence :

Les conditions de l'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de Convergence :

A.4.1 Fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par Elmyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro, elle est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{S}(x) &> 0 \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) &< 0 \text{ si } S(x) > 0\end{aligned}$$

Cette condition peut être formulée comme suit : $\dot{S}(x)S(x) < 0$

A.4.2 Fonction de Lyapunov :

Si on choisit comme fonction de Lyapunov : $V(x) = \frac{1}{2}S^2(x)$

La dérivée de cette fonction est : $\dot{V}(x) = S\dot{S}$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée

soit négative. Ceci n'est vérifiée que si

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{A.4})$$

L'équation de Lyapunov, explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimée par $S^2(x)$ diminue tout le temps, c'est à dire que l'état du système sera attiré vers la surface de glissement, d'où le nom d'attractivité. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

A.4.3 Explication du phénomène du glissement

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} . Ce phénomène est démontré à l'aide de la figure A.1 pour un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état.

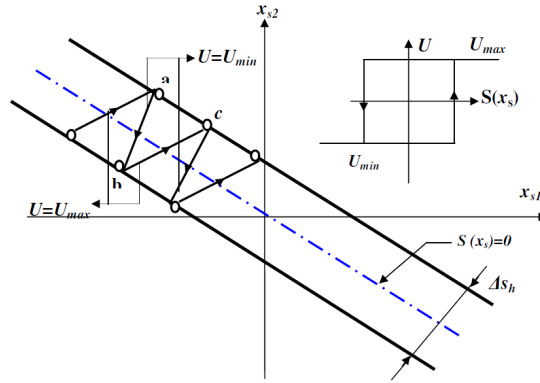


FIGURE A.1 – Démonstration du mode de glissement.

A.4.4 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence du mode glissant. Lorsqu'il y a un régime glissant, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce

fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité, on aura donc

$$u = u_{eq} + u_d \quad (\text{A.5})$$

A.4.5 La commande équivalente

La commande équivalente proposée par Filipov et Utkin [92] correspond à la commande du système nominale permettant de satisfaire la condition : $\dot{S}(x) = 0$

elle assure le maintien du système sur la surface $S(x) = 0$ dans le cas où il s'y trouvait déjà. Elle doit donc vérifier la condition : $\dot{S}(x) = 0$

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S(x)}{\partial x} (f(x) + g(x)u_{eq}) = 0 \quad (\text{A.6})$$

d'où l'on peut déduire la commande équivalente.

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial S(x)}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \frac{\partial S(x)}{\partial x} f(x) \quad (\text{A.7})$$

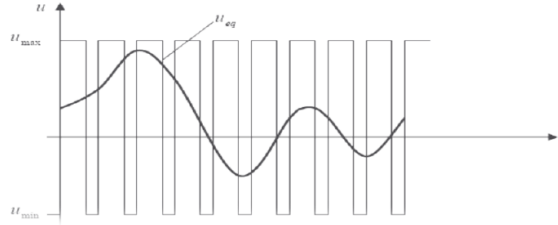


FIGURE A.2 – Commande équivalente

A.4.6 Commande de commutation

Cette commande assure la convergence de toutes les trajectoires du système vers la surface de glissement $S(x) = 0$, la forme la plus simple que peut prendre est celle d'un relais.

$$u_d = -k \text{sign}(S) \quad (\text{A.8})$$

Où k est une constante positive qui représente le gain de la commande

discontinue.

Durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé réticence ou "chattering" en anglais. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement, Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande, à cause de ce problème on a utilisé la solution qui est connu par le nom " boundary layer solution ", qui consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue, de type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, Parmi les fonctions utilisées nous citerons la fonction de saturation, la commande u_d devient :

$$U_d = -ksat(S) = \begin{cases} S & si |S| \leq 1 \\ sign(S) & si |S| > 1 \end{cases}$$

A.5 Convergence en temps fini

De plus, l'avantage de la commande par mode glissant est la convergence en temps fini. Ce temps de convergence est le temps nécessaire pour que la trajectoire converge vers une consigne désirée. On va utiliser un exemple pour démontrer le calcul de temps de convergence [91]

Considérons le système décrit par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= b + u \\ u &= -k sign(S) \end{aligned}$$

avec $S = x - x_d$ c'est la surface de glissement et k est un gain positive tel que :

$$k > |b| + sup|\dot{x}_d|$$

Donc :

$$\begin{aligned} S &= x - x_d \\ \dot{S} &= b - k \sin g(s) - \dot{x}_d \end{aligned}$$

On choisit la fonction de Lyapunov suivante :

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{2} S^2 \\ \dot{V} &= S(b - k \sin g(s) - \dot{x}_d) \end{aligned}$$

Si $k > |b| + \sup|\dot{x}_d| \implies \dot{V} < 0$ donc la convergence est assurée. Il suffit de démontrer que cette convergence est faite dans un temps fini.

Puisque $\dot{V} < 0$ il existe une constante k_1 tel que $\dot{V} < k_1|S|$
 Donc $V = \frac{1}{2}S^2 \longleftarrow |S| = \sqrt{2V} \longleftarrow \dot{V} < -\sqrt{2}k_1\sqrt{V}$.
 Posons $M = \sqrt{2}k_1$ donc $\dot{V} < -M\sqrt{V}$. Le cas où le temps de convergence est maximal est $\dot{V} = -M\sqrt{V}$.
 La solution de cette equation différentielle est $V(t) = (\frac{-Mt+V_0}{2})^2$. Donc finalement le temps de convergence est le temps nécessaire pour x tend vers x_d ce qui implique :

$$\begin{aligned} V(t) &= 0 \\ (\frac{-Mt+V_0}{2})^2 &= 0 \\ t &= \frac{V_0}{M} \quad \text{qui est un temps fini} \end{aligned}$$

A.6 Algorithme du Super Twisting

L'algorithme du super Twisting est parmi les algorithmes de mode glissant d'ordre 2 les plus utilisés. Pour la synthèse de la commande de super Twisting [93], on prend la même surface de glissement définie précédemment et la même commande équivalente mais on change la commande de commutation qui sera définie par :

$$u = -k_1|S|^{1/2} \sin g(S) - k_2 \int \sin g(S) \quad (\text{A.9})$$

La trajectoire correspondante dans le plan de phase est donnée sur figure A.3

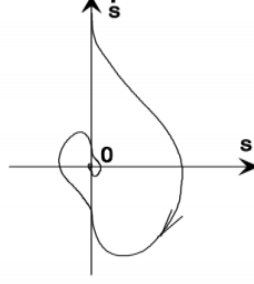


FIGURE A.3 – Trajectoire dans le plan de phase ($s\dot{s}$) du système commandé par l'algorithme du Super-Twisting

A.6.1 Stabilité et Convergence en temps fini

Pour démontrer la stabilité de Super Twisting, posons d'abord ce changement de variable :

$$x_1 = S \quad (\text{A.10})$$

$$x_2 = -k_2 \int \text{sign}(s) \quad (\text{A.11})$$

La boucle fermée de la surface de glissement S devient : $\dot{S} = -k_1|S|^{1/2} - k_2 \int \text{sign}(S) + W$.

Donc, prenant le changement et la boucle fermée on obtient :

$$\dot{x}_1 = -k_1|x_1|^{1/2}\text{sign}(x_1) + x_2 \quad (\text{A.12})$$

$$\dot{x}_2 = -k_2\text{sign}(x_1) + \varrho \quad (\text{A.13})$$

Avec $\varrho = \dot{W}$ est la dynamique de perturbations.

Posons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(X) = \frac{1}{2}X^T P X \quad (\text{A.14})$$

avec $X = [x_1 \quad x_2]$ et $P = \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix}$

En utilisant la théorème défini dans [44] on trouve :

$$\lambda_{min}(P)\|X\|_2^2 \leq V(x) \leq \lambda_{max}(P)\|X\|_2^2 \quad (A.15)$$

Où $\|X\|_2^2 = |x_1| + x_2^2$ la norme de X .

λ_{min} λ_{max} sont les valeurs propres de P .

La dérivée de la fonctionne de Lyapunov est donnée par :

$$\dot{V}(x) = -|x_1|^{-1/2} X^T Q X + \varrho R^T \quad (A.16)$$

Avec $R^T = [-k_1 \quad 2]$

On propose que la dynamique de perturbation et limitée par :

$$\varrho(t, x) \leq h_{max} \quad (A.17)$$

h_{max} est un gain positif .

Donc

$$\dot{V}(x) \leq -|x_1|^{-1/2} \zeta^T \bar{Q} \zeta \quad (A.18)$$

Avec

$$\bar{Q} = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 - 2h_{max} & -k_1 \\ -(k_1 + \frac{2h_{max}}{k_1}) & 1 \end{bmatrix} \quad (A.19)$$

$\dot{V}$ est définie négative si $\bar{Q} > 0$.

Les gains qui nous garantissent cette condition sont :

$$k_1 > 0 \quad (A.20)$$

$$k_2 > \frac{h_{max}\|R\|}{\frac{1}{2}k_1^2} \quad (A.21)$$

Nous avons

$$|x_1|^{1/2} \leq \|X\|_2 \leq \frac{V^{1/2}(x)}{\lambda_{min}^{1/2}\{P\}} \quad (A.22)$$

(A.15), (A.18) et (A.22) nous donnent :

$$\dot{V} \leq -\gamma V^{1/2}(x) \quad (A.23)$$

Avec

$$\gamma = \frac{\lambda_{min}^{1/2}\{P\}\lambda_{min}\{\bar{Q}\}}{\lambda_{max}\{P\}} \quad (A.24)$$

ANNEXE A. RAPPEL SUR LES COMMANDES MODES GLISSANTS

Les équations précédentes nous donne la convergence de $[S \quad \dot{S}]$ vers le zéro en temps fini donné par :

$$T_r = \frac{2V^{1/2}(x_0)}{\gamma} \quad (\text{A.25})$$

Annexe B

Présentation du système 3 DOF Hover de Quanser

Le Quanser 3 DOF Hover est un système qui se compose d'une plateforme avec quatre hélices. Le châssis est monté sur trois degrés de liberté de l'articulation de pivotement qui permet au corps de tourner autour des axes de roulis, de tangage et de lacet axes. Chaque hélice génère une force de portance et les forces de levage sont utilisées pour contrôler les angles tangage et roulis. Le couple total généré par les moteurs à hélice entraîne le corps à se déplacer autour de l'axe de lacet. Un ensemble d'hélices dans le système sont des hélices contra-rotatives telles que le couple total dans le système est équilibré lorsque la poussée des quatre hélices sont à peu près égales. Les angles d'axes sont tous mesurés en utilisant des encodeurs à haute résolution. Les signaux des encodeurs et des moteurs sont transmis par l'intermédiaire d'un mécanisme à bague collectrice, ce qui permet à l'axe de lacet de tourner en continu autour de 360 degrés.

Les composants constituant le Quanser 3 DOF Hover système sont décrit dans les figure B.2, Figure B.3 et Figure B.4, et résumés dans le Tableau B.1. Les moteurs, les ensembles de propulsion, et les encodeurs sont décrits plus en détail ci-dessous [89]

B.1 Moteur DC

Le Quanser 3 DOF Hover dispose de quatre moteurs à courant continu, l'avant et l'arrière des moteurs contrôlent principalement le système autour

ANNEXE B. PRÉSENTATION DU SYSTÈME 3 DOF HOVER DE QUANSER

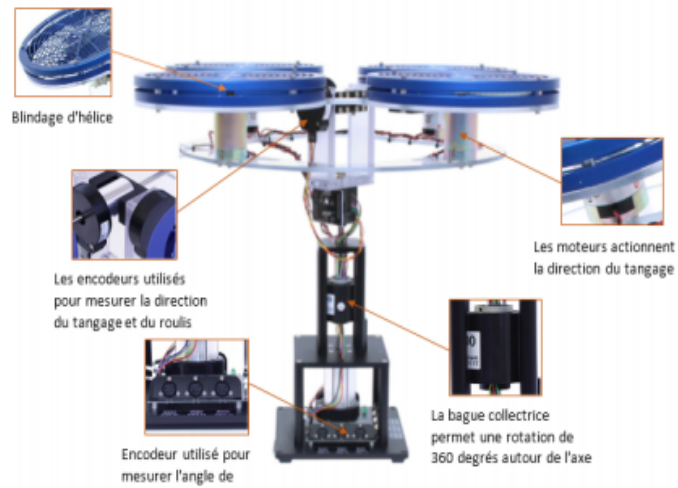


FIGURE B.1 – Plateforme 3 DOF Hover Quanser

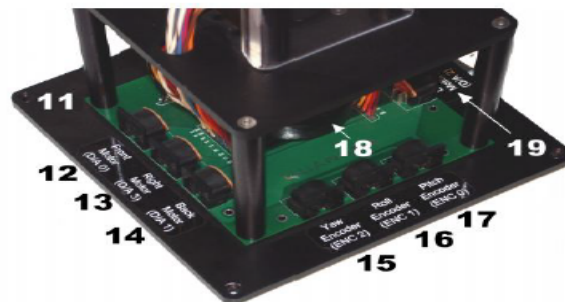


FIGURE B.2 – Composants de la base du Quanser 3 DOF Hover

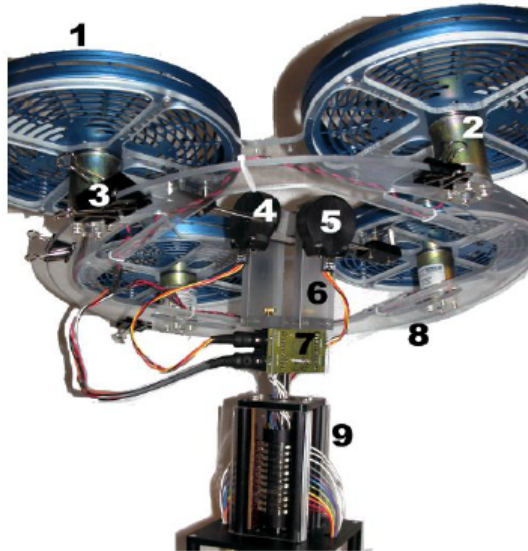


FIGURE B.3 – Dispositifs du plan Quanser 3 DOF Hover

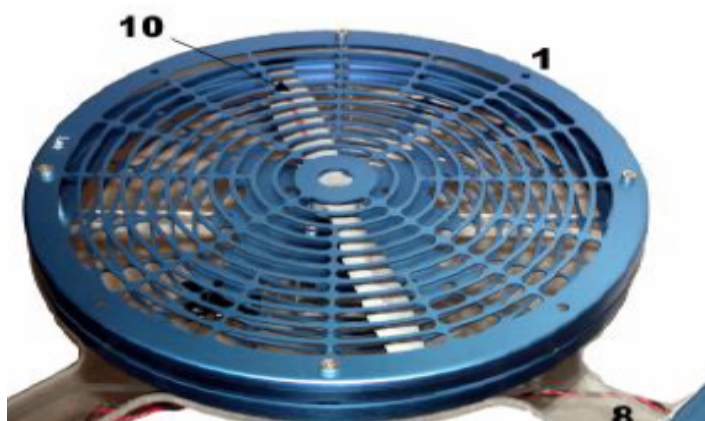


FIGURE B.4 – Montage d'une hélice du Quanser 3 DOF Hover

TABLE B.1 – Les composants du 3 DOF Hover Quanser

Num	Composant
1	Hélice bouclier
2	Moteur
3	Agrafe
4	Encodeur roulis axe
5	Encodeur tangage axe
6	Joug
7	Encodeur/circuit moteur
8	Cadre de corps
9	Bague collectrice
10	Hélice
11	Plat-forme de base
12	Connecteur du moteur avant
13	Connecteur du moteur droit
14	Connecteur du moteur arrière
15	Connecteur du moteur lacet
16	Connecteur encodeur roulis
17	Connecteur encodeur tangage
18	Connecteur encodeur Lacet
19	connecteur du moteur gauche

de l'axe de tangage, le gauche et le droit des moteurs déplacent principalement autour de l'axe de roulis. Chaque moteur à courant continu est un modèle Pittman 9234. Il a une résistance électrique de $0,83 \Omega$ et un courant constant de couple de $0,0182 N.m/A$. La tension nominale du moteur est de 12 V, mais sa tension de crête peut être amenée à 22 V sans dommage.

B.2 Les hélices

Le déplacement sur le tangage ou le lacet se fait réellement par l'hélice, qui est montée directement sur l'arbre du moteur, et elle est blindée par l'aluminium. Les hélices utilisées pour le tangage et le lacet sont Graupner 20/15 cm ou 8/6" .

Le tangage moteur / hélice a une constante de force de poussée identifiée de $0,119 N/V$ et une constante de couple de poussée $0,0036 N - m/V$. La constante de force de poussée décrit la force de levage des hélices lorsque l'on travaille dans les axes de tangage et de roulis. La constante de couple de poussée est utilisée pour déterminer la valeur de tension nécessaire pour faire tourner le système en vol stationnaire autour de son axe de lacet.

B.3 Encodeur

Le Quanser 3 DOF Hover a trois encodeurs utilisés pour mesurer l'angle des axes tangage, lacet et roulis. En mode quadrature, chaque encodeur a une résolution de 8192 points par tour. Ainsi, la résolution de la position effective est 0,0439 degrés sur la lacet, tangage, et les axes des cylindres.

B.4 Spécification du système

Les principaux paramètres du Quanser 3 DOF Hover sont résumés dans le tableau B.1. Les caractéristiques du moteur et l'encodeur sont énumérées dans le tableau B.2 ci-dessous. Enfin, le tableau B.3 énumère diverses dimensions, masses et inerties du système DOF Hover Quanser 3

ANNEXE B. PRÉSENTATION DU SYSTÈME 3 DOF HOVER DE QUANSER

TABLE B.2 – Caractéristiques du moteur et l'encodeur du 3 DOF Hover Quanser

Symbole	Description	Valeur	Unité
R_m	Résistance de l'induit du moteur	0.83	ω
K_t	Constant courant -couple du moteur	0,0182	$N - m/A$
J_m	Moment d'inertie du rotor du moteur	1.91×10^{-6}	$Kg - m^2$
m_m	La masse du moteur	0.292	Kg
K_{EC}	Résolution encodeur (en mode quadrature)	8192	$compte/rev$
J_p	Gain de sensibilité de l'encodeur	7.67×10^{-4}	$rad/compte$

TABLE B.3 – Valeurs de la masse, de la longueur et de l'inertie du 3 DOF Hover Quanser

Symbole	Description	Valeur	Unité
m_{sheild}	Masse de la bouclier d'hélice	0.617	Kg
m_{props}	Masse d'hélice, hélice bouclier et l'ensemble moteur	0,754	Kg
m_{shaft}	Masse de l'arbre de métal en rotation autour de l'axe de lacet	0.151	Kg
L_{shaft}	Longueur de l'arbre de métal en rotation autour de l'axe de lacet	0.280	m
J_{shaft}	Moment d'inertie de l'arbre métallique autour de lacet axe	0.0039	$Kg - m^2$

La carte d'acquisition Q8-usb

La technologie révolutionnaire d'acquisition de données de Quanser offre des performances fiables en temps réel de type Hardware-in-the-Loop (HIL). Avec un bornier intégré et une connectivité USB, les DAQ Q2-USB et Q8-USB fig B.5 offrent un accès facile et rapide aux signaux. Des fréquences en boucle fermée allant jusqu'à 2 kHz, de faibles temps de latence E/S et une connectivité aisée font du Q8-USB un appareil idéal pour l'enseignement des concepts de contrôle. Par ailleurs, le QPIDe basé sur PCI offre aux chercheurs un moyen précis d'acquérir de grandes quantités de données. Le QPIDe convient aux applications de contrôle complexes telles que l'aérospatiale et l'haptique où des taux d'échantillonnage de 10 kHz peuvent être atteints grâce à une latence d'E/S ultra-faible et à l'échantillonnage simultané de chaque type d'E/S. Grâce à une large gamme d'entrées et de sorties, on peut facilement connecter et contrôler une variété de dispositifs équipés de capteurs analogiques et numériques, y compris des encodeurs. Les dispositifs d'acquisition de données Quanser sont entièrement pris en charge dans Simulink® par un blockset QUARC Simulink le moyen le plus efficace de développer, déployer et valider des applications en temps réel sur le matériel.

ANNEXE B. PRÉSENTATION DU SYSTÈME 3 DOF HOVER DE QUANSER

De plus, le SDK HIL de Quanser fournit des API pour C, C++, .NET et MATLAB.



FIGURE B.5 – Carte d’acquisition Q8-Usb

Bibliographie

- [1] Mokhtari Rida (2015). Observation et Commande de Drones Miniatures à voilures tournantes. Université Aboubekr Belkaid Tlemcen Faculté de Technologie, le 22 Octobre.
- [2] Bouabdallah, S., Noth, A., Siegwart, R. (2004, September). PID vs LQ control techniques applied to an indoor micro quadrotor. In 2004 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)(IEEE Cat. No. 04CH37566) (Vol. 3, pp. 2451-2456). IEEE.
- [3] Salih, A. L., Moghavvemi, M., Mohamed, H. A., Gaeid, K. S. (2010). Flight PID controller design for a UAV quadrotor. Scientific research and essays, 5(23), 3660-3667.
- [4] Li, J., Li, Y. (2011, August). Dynamic analysis and PID control for a quadrotor. In 2011 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (pp. 573-578). IEEE.
- [5] Tayebi, A., McGilvray, S. (2004, December). Attitude stabilization of a four-rotor aerial robot. In 2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC)(IEEE Cat. No. 04CH37601) (Vol. 2, pp. 1216-1221). IEEE.
- [6] Lipera, L., Colbourne, J. D., Tischler, M. B., Mansur, M. H., Rotkowitz, M. C., Patangui, P. (2001, May). The micro craft iSTAR micro air vehicle : Control system design and testing. In Annual Forum Proceedings-American Helicopter Society (Vol. 57, No. 2, pp. 1998-2008). American Helicopter Society, INC.
- [7] Mokhtari R, B Amal Choukchou, Cherki B. Extended state observer based control for coaxial-rotor UAV.ISA Trans2016 ; 61 :1-14.
- [8] Mokhtari R, Cherki B. A new robust control for minirotorcraft unmanned aerial vehicles. ISA Trans 2015 ;56 :86-101.

- [9] Wahab, A., Mamat, R., Shamsudin, S. S. (2011). The effectiveness of pole placement method in control system design for an autonomous helicopter model in hovering flight. *International Journal of Integrated Engineering*, 1(3), 33-46.
- [10] Pouya, S., Saghafi, F. (2009, April). Autonomous runway alignment of fixed-wing unmanned aerial vehicles in landing phase. In *2009 Fifth International Conference on Autonomic and Autonomous Systems* (pp. 208-213). IEEE.
- [11] Pieper, J. K., Baillie, S., Goheen, K. R. (1996). Linear quadratic optimal model-following control of a helicopter in hover. *Optimal Control Applications and Methods*, 17(2), 123-140.
- [12] Budiyo, A., Wibowo, S. S. (2007). Optimal tracking controller design for a small scale helicopter. *Journal of bionic engineering*, 4(4), 271-280.
- [13] Santoso, F., Liu, M., Egan, G. (2007, March). Linear quadratic optimal control synthesis for a uav. In *12th Australian International Aerospace Congress, AIAC12, Melbourne, Australia*.
- [14] Postlethwaite, I., Prempain, E., Turkoglu, E., Turner, M. C., Ellis, K., Gubbels, A. W. (2005). Design and flight testing of various H_∞ controllers for the Bell 205 helicopter. *Control Engineering Practice*, 13(3), 383-398.
- [15] Prempain, E., Postlethwaite, I. (2005). Static H_∞ loop shaping control of a fly-by-wire helicopter. *Automatica*, 41(9), 1517-1528.
- [16] Smerlas, A. J., Walker, D. J., Postlethwaite, I., Strange, M. E., Howitt, J., Gubbels, A. W. (2001). Evaluating H_∞ controllers on the NRC Bell 205 fly-by-wire helicopter. *Control Engineering Practice*, 9(1), 1-10.
- [17] Civita, M. L., Papageorgiou, G., Messner, W. C., Kanade, T. (2006). Design and flight testing of an h00 controller for a robotic helicopter. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 29(2), 485-494.
- [18] M R Mokhtari, B Cherki, Robust control for attitude tracking problem for a quadrotor unmanned aerial vehicle, *3rd International Conference on Systems and Control*, 862-867.
- [19] Mahony, R., Hamel, T. (2004). Robust trajectory tracking for a scale model autonomous helicopter. *International Journal of Robust and Non-linear Control : IFAC-Affiliated Journal*, 14(12), 1035-1059.

- [20] Frazzoli, E., Dahleh, M. A., Feron, E. (2000, June). Trajectory tracking control design for autonomous helicopters using a backstepping algorithm. In Proceedings of the 2000 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No. 00CH36334) (Vol. 6, pp. 4102-4107). IEEE.
- [21] Kendoul, F., Lara, D., Fantoni, I., Lozano, R. (2007). Real-time nonlinear embedded control for an autonomous quadrotor helicopter. *Journal of guidance, control, and dynamics*, 30(4), 1049-1061.
- [22] Mokhtari M, Cherki B, Braham C. Disturbance observer based hierarchical control of coaxial-rotor UAV. *ISA Trans.* 2017;67 :466-475.
- [23] Pflimlin, J. M., Souères, P., Hamel, T. (2007). Position control of a ducted fan VTOL UAV in crosswind. *International Journal of Control*, 80(5), 666-683.
- [24] Levant, A. (1993). Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International journal of control*, 58(6), 1247-1263.
- [25] Bouabdallah, S., Siegwart, R. (2005, April). Backstepping and sliding-mode techniques applied to an indoor micro quadrotor. In Proceedings of the 2005 IEEE international conference on robotics and automation (pp. 2247-2252). IEEE.
- [26] Xu, R., Özgüner, Ü. (2008). Sliding mode control of a class of underactuated systems. *Automatica*, 44(1), 233-241.
- [27] McGeoch, D., McGookin, E., Houston, S. (2005, August). MIMO sliding mode attitude command flight control system for a helicopter. In *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit* (p. 6350).
- [28] Mokhtari, M. R., Cherki, B. (2015, May). Sliding mode control for a small coaxial rotorcraft UAV. In *2015 3rd International Conference on Control, Engineering Information Technology (CEIT)* (pp. 1-6). IEEE.
- [29] Drouot, Adrien. *Stratégies de commande pour la navigation autonome d'un drone projectile miniature*. 2013. Thèse de doctorat.
- [30] Levant, A. (1993). Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International journal of control*, 58(6), 1247-1263.
- [31] Derafa, L., Benallegue, A., Fridman, L. (2012). Super twisting control algorithm for the attitude tracking of a four rotors UAV. *Journal of the Franklin Institute*, 349(2), 685-699.

- [32] Luque-Vega, L., Castillo-Toledo, B., Loukianov, A. G. (2012). Robust block second order sliding mode control for a quadrotor. *Journal of the Franklin Institute*, 349(2), 719-739.
- [33] Castillo, C. L., Moreno, W., Valavanis, K. P. (2007, June). Unmanned helicopter waypoint trajectory tracking using model predictive control. In *2007 Mediterranean Conference on Control Automation* (pp. 1-8). IEEE.
- [34] Du, J., Kondak, K., Bernard, M., Zhang, Y., Lü, T., Hommel, G. (2008). Model predictive control for a small scale unmanned helicopter. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 5(4), 34.
- [35] Benallegue, A., Mokhtari, A., Fridman, L. (2008). High-order sliding-mode observer for a quadrotor UAV. *International Journal of Robust and Nonlinear Control : IFAC-Affiliated Journal*, 18(4-5), 427-440.
- [36] Achour, W., Piet-Lahanier, H., Siguerdidjane, H. (2010). Wind field bounded error identification and robust guidance law design for a small-scaled helicopter. *IFAC Proceedings Volumes*, 43(15), 43-48.
- [37] Fantoni, I., Lozano, R., Kendoul, F. (2008). Asymptotic stability of hierarchical inner-outer loop-based flight controllers. *IFAC Proceedings Volumes*, 41(2), 1741-1746.
- [38] Pflimlin, J. M., Hamel, T., Soueres, P., Mahony, R. (2006, May). A hierarchical control strategy for the autonomous navigation of a ducted fan flying robot. In *Proceedings 2006 IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2006. ICRA 2006.* (pp. 2491-2496). IEEE.
- [39] Ammour, N., Alhichri, H., Bazi, Y., Benjdira, B., Alajlan, N., Zuair, M. (2017). Deep learning approach for car detection in UAV imagery. *Remote Sensing*, 9(4), 312.
- [40] Gonzalez, L. F., Montes, G. A., Puig, E., Johnson, S., Mengersen, K., Gaston, K. J. (2016). Unmanned aerial vehicles (UAVs) and artificial intelligence revolutionizing wildlife monitoring and conservation. *Sensors*, 16(1), 97.
- [41] Ozdemir, U., Aktas, Y. O., Vuruskan, A., Dereli, Y., Tarhan, A. F., Demirbag, K., Inalhan, G. (2014). Design of a commercial hybrid VTOL UAV system. *Journal of Intelligent Robotic Systems*, 74(1-2), 371-393.
- [42] M R Mokhtari, AC Braham, Disturbance Observer based Approximate Linearization Control of Gun Launched MAV, *Electrotehnica, Electronica, Automatica* 64 (1), 133.

- [43] Koehl, A. (2012). Modélisation, observation et commande d'un drone miniature à birotor coaxial (Doctoral dissertation).
- [44] Moreno, J. A., Osorio, M. (2008, December). A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers. In 2008 47th IEEE conference on decision and control (pp. 2856-2861). IEEE.
- [45] P.E. Pounds, R. Bersak Daniel, M. Dollar Aaron (2012). Stability of small-scale UAV helicopters and quadrotors with added payload mass under PID control. *Auton Robot* 2012 ; 33 : 129-142.
- [46] Drouot, A., Richard, E., Boutayeb, M. (2004). Hierarchical backstepping-based control of a Gun Launched MAV in crosswinds : Theory and experiment *Control Engineering Practice* 2004 ; 25 : 16-25
- [47] M R Mokhtari, A Choukchou-Braham, B Cherki, Integral Sliding Mode Control for Path Tracking of a Minirotorcraft Unmanned Aerial Vehicle, 2019 International Conference on Applied Automation and Industrial.
- [48] M R. Mokhtari, B, Cherki., (2013). Robust Control for Attitude Tracking Problem for a quadrotor Unmanned Aerial Vehicle. *Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, October 29-31, 2013.*
- [49] Mokhtari,M R., Cherki, B., (2013). A new robust control for minirotorcraft unmanned aerial vehicles. *ISA Trans* 2015 ; 56 : 86-101.
- [50] Kendoul,F., Yu,Z., Nonami, K. (2010). Guidance and Nonlinear Control System for Autonomous Flight of Minirotorcraft Unmanned Aerial Vehicles. *Journal of Field Robotics* 2010 ; 27(3) : 311-334.
- [51] Bouabdallah, S., Murrieri, P., Siegwart, R.(2004). PID vs. LQ control Techniques Applied to an Indoor Micro quadrotor. In *Proc IEEE international conference on intelligent Robots and systems, Japan, 2004.*
- [52] Qinglei, Hu., Bo.Li, Juntong, Qi. (2014). Disturbance observer based finite-time attitude control for rigid spacecraft under input saturation. *Aerospace Science and Technology* 2014 ; 39 : 13-21.
- [53] Huo, X., Xiao, B., Zhang, Z. (2012). Robust finite-time control for spacecraft attitude stabilization under actuator fault. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I : Journal of Systems and Control Engineering* 2012 ; 226(3) : 416-428.
- [54] MR Mokhtari, B Cherki, Finite Time Controller Design For Trajectory Tracking of Quadrotor Systems.

- [55] Wang,X. ,Lin, H. (2012). Design and frequency analysis of continuous finite-time-convergent differentiator. *Aerospace Science and Technology* 2012 ; 18 : 69-78.
- [56] Levant, A. (1993). Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International journal of control*, 58(6), 1247-1263,(1993).
- [57] Erdong, J., Zhaowei, S. (2008). Robust controllers design with finite time convergence for rigid spacecraft attitude tracking control. *Aerospace Science and Technology* 2008 ; 12(4) : 324-330.
- [58] Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., Levant, A.(2014). Sliding mode control and observation. New York : Birkhäuser 2014 ; 10 : 0-978
- [59] Xinhua, W., Hai, L., (2012). Design and frequency analysis of continuous finite-time-convergent differentiator. *Aerospace Science and Technology* 2012 ; 18(1) : 69-78.
- [60] Bhat, S P., Bernstein, D S. (2000). finite time stability of continuous autonomous systems. *SIAM Journal on Control and Optimization* 2000 ; 38(3) : 751-766.
- [61] Shtessel,Y., Taleb, M., Plestan, F. (2012). A novel adaptive-gain Super Twisting sliding mode controller : Methodology and application. *Automatica* 2012 ; 48 : 759-769
- [62] Xing,H., Qinglei, H., Xia, B. (2014). Finite-time fault tolerant attitude stabilization control for rigid spacecraft. *ISA Transactions* 2014 ; 53 : 241-250.
- [63] Wu, S., Sun, Z., Deng, H. (2011). Robust Sliding Mode Controller Design For Globally Fast Attitude Tracking Of Target Spacecraft. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control* 2011 ; 7 : 2087-2098.
- [64] Hu, Q., Huo, X., Xiao, B., Zhang, Z. (2012). Robust finite-time control for spacecraft attitude stabilization under actuator fault. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I : Journal of Systems and Control Engineering* 2012 ; 226(3) : 416-428.
- [65] Shuanghe, Yu., Shirinzade, B., Zhihong, M. (2005). Continuous finite time control for robotic manipulators with terminal sliding mode. *Automatica* 2005 ; 41(11) : 1957-1964.

- [66] Moreno, J.A., Osorio, M. (2012). Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm. *IEEE transactions on automatic control* 57.4 (2012) : 1035-1040.
- [67] 3-DOF Hover Reference Manual, Quanser Consulting Inc.
- [68] Koehl, A. (2012). Modélisation, observation et commande d'un drone miniature à birotor coaxial (Doctoral dissertation).
- [69] Reyes-Valeria, Elias, et al. (2013). LQR control for a quadrotor using unit quaternions : Modeling and simulation. *Electronics, Communications and Computing (CONIELECOMP)*, 2013 International Conference on. IEEE, 2013.
- [70] M Rida Mokhtari, AC Braham Disturbance Observer based Approximate Linearization Control of Gun Launched MAV, *Electrotehnica, Electronica, Automatica* 64 (1), 133
- [71] Bouabdallah, S., Siegwart, R. (2005). Backstepping and sliding-mode techniques applied to an indoor micro quadrotor. *Robotics and Automation, 2005. ICRA 2005. Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on. IEEE*, 2005.
- [72] Xu, R., Umit O. (2006). Sliding mode control of a quadrotor helicopter. *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on. IEEE*, 2006.
- [73] Mokhtari, M. R., Choukchou Braham, A., Cherki, B. (2016). Extended state observer based control for coaxial-rotor UAV. *ISA transactions* 61 (2016) : 1-14.
- [74] Benallegue, A., Mokhtari, A., Fridman, L. (2008). High-order sliding-mode observer for a quadrotor UAV. *International journal of robust and nonlinear control* 18.4-5 (2008) : 427-440.
- [75] Levant, A. (1993). Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International journal of control* 58.6 (1993) : 1247-1263.
- [76] Shtessel, Yuri, Taleb, M., Plestan, F. (2012). A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller : Methodology and application. *Automatica* 48.5 (2012) : 759-769.
- [77] Levant, A. (1998). Robust exact differentiation via sliding mode technique, *Automatica* 34 (1998) 379-384
- [78] Wang, Xinhua, Hai, L. (2012). Design and frequency analysis of continuous finite-time-convergent differentiator. *Aerospace science and technology* 18.1 (2012) : 69-78.

- [79] Castañeda, Herman, et al. (2016). Continuous differentiator based on adaptive second-order sliding-mode control for a 3-DOF helicopter." IEEE Transactions on Industrial Electronics 63.9 (2016) : 5786-5793.
- [80] Xingling, S., Honglun, W. (2015). Active disturbance rejection based trajectory linearization control for hypersonic reentry vehicle with bounded uncertainties. ISA Trans ; 5427-38, 2015
- [81] Deepak Kumar, K., Jaywant, P.K., Talole, S.E. (2014). Extended state observer based robust control of wing rock motion. Aerospace Science and Technology, 33 : 107-117, 2014.
- [82] Wang, L., Jianbo, S. (2015). Trajectory Tracking of Vertical Take-off and Landing Unmanned Aerial Vehicles Based on Disturbance Rejection Control. IEEE/CAA Journal of Automatica sinica, 2 :1, Janary 2015.
- [83] Bao-Zhu, G., Zhi-liang, Z. (2011). On the convergence of an extended state observer for nonlinear systems with uncertainty. Systems and Control Letters, 60, 420-430, 2011.
- [84] Kokotovic, P.V., Khalil, H.K., and O'Reilly, J. (1986). Singular Perturbations Methods in Control : Analysis and Design. New York : Academic Press. 1986
- [85] Chou, J. C. (1992). Quaternion kinematic and dynamic differential equations. IEEE Transactions on robotics and automation, 8(1), 53-64.
- [86] Phillips, W. F., Hailey, C. E., Gebert, G. A. (2001). Review of attitude representations used for aircraft kinematics. Journal of aircraft, 38(4), 718-737.
- [87] Kuipers, J. B. (1999). Quaternion algebra. In Quaternions and Rotation Sequences : A Primer With Applications to Orbits, Aerospace, and Virtual Reality (pp. 103-140). Princeton Univ. Press
- [88] Mayhew, C. G., Sanfelice, R. G., Teel, A. R. (2011). Quaternion-based hybrid control for robust global attitude tracking. IEEE Transactions on Automatic control, 56(11), 2555-2566.
- [89] 3-DOF Hover Reference Manual, Quanser Consulting Inc.
- [90] Slotine, J., Li, W. (1993). Nonlinear systems analysis. Prentice Hall.
- [91] Choukchou-Braham A. (2011). Contribution à la stabilisation des systèmes mécaniques sous actionnés, Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, Algérie.

- [92] Utkin, V. (1992). Sliding modes in control optimization. Springer-Verlag.
- [93] Fridman, L., Levant, A. (1996). Sliding modes of higher order as a natural phenomenon in control theory. Springer-Verlag.