الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة أبي بكر - بلقايد - تلمسان

Uiniversité Aboubakr Belkaid - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de MASTER

En ; (Automatique)

Spécialité : Automatique et Informatique Industrielle

Présenté par :

Kemer Souad et Bouriche Karima

Sujet :

Commande robuste d'un hélicoptère autonome

2025-2026.**Soutenu publiquement, le 29 /09/2026, devant le jury composé de :**

Mme CHOUKCHOU-BRAHAM AMAL Professeur Université de Tlemcen Présidente

Mr YACOUBI BOUMEDIENE MAA Université de Tlemcen Examinateur

Mme KELKOUL BAHIA MCB Université de Tlemcen Encadrante

2025-2026.

Remerciements

Nous souhaitons exprimer notre profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation et à l'aboutissement de ce travail.

En premier lieu, nous tenons à adresser nos sincères remerciements à notre encadrante, Madame KELKOUL BAHIA, pour son accompagnement, sa disponibilité, ses conseils avisés et ses orientations tout au long de ce travail. Son expertise et son soutien constant ont été essentiels à la réalisation de ce mémoire.

Nous souhaitons exprimer notre profonde gratitude aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'évaluer ce travail :

• **Madame CHOUKCHOU-BRAHAM AMAL**, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté d'assurer la présidence de ce jury de mémoire.

• **Monsieur YACOUBI BOUMEDIENE**, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour l'intérêt porté à ce travail et pour avoir accepté d'en être l'examinateur.

Nous remercions également l'ensemble des enseignants de la Faculté des Sciences et de la Technologie (ST) pour les connaissances qu'ils nous ont transmises ainsi que pour leur accompagnement durant notre parcours universitaire.

Nous exprimons une reconnaissance particulière à nos familles pour leur soutien moral, leur patience, leurs encouragements constants et leur confiance. Leur présence et leur soutien ont représenté une source de motivation précieuse tout au long de cette aventure.

Nous remercions également nos camarades et nos amis pour leur soutien, leurs échanges, leurs conseils et leurs critiques constructives, qui ont contribué, chacun à leur manière, à l'accomplissement de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À mes chers parents, pour leur amour inconditionnel, leurs sacrifices, leur patience et leurs prières. Vous avez été ma source de force et de motivation tout au long de mon parcours. Que Dieu vous accorde santé, bonheur et longévité.

À mes sœurs et à mes frères, pour leur affection, leur soutien et leurs encouragements constants, qui ont contribué à rendre ce chemin plus agréable.

À **Didier**, pour sa présence, son soutien et ses encouragements, qui m'ont apporté la force de persévérer et d'avancer avec confiance.

À mon cher ami **Benhassine Abdejalil**, qui m'a accompagné et soutenu à chaque étape de la réalisation de ce mémoire. Je lui exprime ma profonde gratitude pour son aide précieuse, sa disponibilité et ses encouragements, qui ont grandement contribué à l'aboutissement de ce travail.

À mon binôme et à l'ensemble de mes collègues, pour les moments de partage, d'entraide et de collaboration qui ont marqué notre parcours universitaire. À toutes les personnes qui m'ont encouragée, soutenue et motivée, de près ou de loin, et qui ont contribué, par leur présence ou leurs paroles, à la réalisation de ce travail.

kemer souad

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À mes chers parents, pour leur amour, leurs sacrifices et leur soutien indéfectible, qui ont été ma plus grande source de force et de motivation.

À mes frères et sœurs, pour leur affection, leurs encouragements et leur présence précieuse.

À ma famille, pour son soutien et ses prières tout au long de mon parcours.

À mon binôme, pour sa collaboration, sa patience et les efforts partagés durant la réalisation de ce mémoire.

À mes amis et à mes collègues, pour leur soutien, leur encouragement et les beaux moments partagés.

À toutes les personnes qui m'ont soutenue et encouragée, de près ou de loin.

Bouriche karima

parcours

Ce mémoire représente l'aboutissement d'un long parcours universitaire, marqué par des efforts constants, des apprentissages enrichissants et des expériences formatrices.

Tout au long de ce chemin, nous avons eu l'opportunité de développer nos compétences, d'approfondir nos connaissances et de relever des défis qui ont contribué à notre évolution personnelle et académique.

Ce travail est le fruit d'une collaboration, d'une persévérance et d'une volonté commune de mener à bien un projet scientifique.

Il reflète non seulement les savoirs acquis au fil des années, mais aussi la détermination et l'engagement qui ont guidé notre cheminement.

Nous espérons que ce mémoire pourra témoigner de la richesse de notre parcours et constituer une étape significative dans notre vie professionnelle et académique.

Table des matières

Introduction Générale **1**

1 Généralité et l'état de l'art des hélicoptères **3**
Introduction 3
1.1 rappel historique 4
1.1.1 Origines et premières idées 4
1.1.2 Premiers essais motorisés 4
1.1.3 Entre-deux-guerres et maturité technique 5
1.1.4 Développement industriel et civil 5
1.1.5 Utilisation en topographie et géodésie 6
1.1.6 Photogrammétrie et expériences françaises 6
1.1.7 Témoignages et pratiques de terrain 6
1.2 Généralité sur les hélicoptères 8
1.2.1 Les types des hélicoptères 8
1.2.2 Classification selon l'usage 10
1.3 composantes d'un hélicoptère 10
1.3.1 Les forces agissantes sur l'hélicoptère en vol 11
1.3.2 Les Forces Fondamentales du Vol 11
1.3.3 Dynamique de Rotation et Stabilité 12
1.3.4 Phénomènes et Forces Secondaires 12
1.4 Les Piliers de la Recherche Scientifique 13
1.4.1 Impact Sociétal et Visions d'Avenir 13
Conclusion 14

2 Modélisation D'hélicoptère TRMS " Twin Rotor Mimo Système TRMS " 15
Introduction 15
2.1 Description de TRMS 16
2.1.1 Propulseurs 17
2.1.2 Commande des moteurs 18
2.1.3 Encodeurs optiques 18
2.1.4 Base du TRMS 19
2.1.5 La SCSI BOX 19
2.1.6 Carte d'acquisition ADVANTECH PCI 1711 [pci1711] 20
2.2 La commande du TRMS 21
2.3 Modèle TRMS 22
2.4 Modélisation par équation algébrique 23
2.5 Modèle non linéaire du TRMS 23
2.6 Modèle couplé du TRMS 26
2.7 Modèle découplé du TRMS 30

2.8 Modèle d'élévation (vertical) découple . . . 30
2.9 Modèle d'azimut (horizontal) découple . . . 31
Conclusion . . . 31

3 Commande d'un simulateur de vol d'hélicoptère . . . 32
Introduction . . . 32
3.1 Recherches scientifique récentes . . . 33
3.2 Stratégies de commande classiques : régulateur PID . . . 33
3.2.1 Simplification d'un contrôle PID . . . 33
3.2.2 Topologie de la commande PID Multi-Variable (MIMO) . . . 36
3.3 Stabilité des systèmes non linéaires . . . 37
3.3.1 Théorie de Lyapunov . . . 38
3.4 Commande robuste : généralités . . . 39
3.5 Synthèse de la commande par modes glissants . . . 39
3.5.1 Principe algorithmique . . . 39
3.6 Synthèse d'une loi de commande par modes glissants . . . 40
3.6.1 Application Autour de l'axe de tangage du repère corps . . . 41
3.6.2 Atténuation du chattering . . . 41
3.7 Commande par backstepping . . . 42
3.7.1 Principe général . . . 42
3.7.2 Transformation du modèle de l'axe de lacet . . . 42
3.7.3 Étapes de synthèse . . . 43
3.7.4 Stabilité de Lyapunov . . . 43
3.7.5 Remarque sur le chattering . . . 43
3.8 Comparaison synthétique des méthodes . . . 44
Conclusion . . . 44

4 Commandes appliquées sur notre système (TRMS) Et résultat de simulation 45
Introduction . . . 45
4.1 Commande par contrôle PID . . . 46
4.1.1 L'équation utiliser pour la simulation . . . 46
4.1.2 Résultats de simulation . . . 46
4.1.3 Lecture de graphe . . . 47
4.1.4 Interprétation des résultats . . . 47
4.1.5 Résultats de simulation . . . 47
4.1.6 Lecteur du graphe . . . 47
4.1.7 Interprétation des résultats . . . 48
4.1.8 Commande PID avec perturbation . . . 48
4.1.9 Interprétation des résultats . . . 49
4.1.10 Analyse des mérites et contraintes inhérents à la commande PID . . . 50
4.1.11 Conclusion 1 . . . 50
4.2 Commande par Backstepping . . . 50
4.2.1 Principe de Backstepping . . . 51
4.2.2 Équation de backstepping . . . 51
4.2.3 Résultats de simulation . . . 53
4.2.4 Interprétation des résultat . . . 53
4.2.5 Interprétation des résultat . . . 54
4.2.6 Le backstepping avec perturbation . . . 54

4.2.7 Interprétation des résultat 55
4.2.8 Points forts du backstepping 55
4.2.9 conclusion 2 55
4.3 Commande de modes glissants 55
4.3.1 Équation de modes glissants 56
4.3.2 Résultat de simulation 61
4.3.3 Interprétation des résultat 61
4.3.4 Interprétation des résultat 62
4.3.5 La commande de Mode glissant avec perturbation 63
4.3.6 Interprétation des résultats 63
4.3.7 Atouts de la régulation par modes glissants 64
4.3.8 Conclusion 3 64
Conclusion 65

Conclusion Générale **66**

Bibliographie **68**

Annexes **76**

Table des figures

1.1 l'hélicoptère imaginé par Léonard de Vinci. 4
1.2 les premiers vols expérimentaux 1907. 4
1.3 l'hélicoptère VS 300 en 1939. [3] 5
1.4 l'Alouette II en 1955. 5
1.5 l'Alouette I en 1951. 5
1.6 Chroniques de l'Ingénierie Volante (1948). 6
1.7 Analyse des Systèmes(Vol et Stabilité). 7
1.8 vue d'un hélicoptère de nouvelle génération survolant une métropole (New York). 7
1.9 (A) Bell 206 LR, (B) Airbus H125. 8
1.10 Kamov Ka-50. 8
1.11 Boeing CH-47 Chinook. 9
1.12 Kaman K-MAX. 9
1.13 Volocopter VC200. 9
1.14 rotor principal et queue. 10
1.15 composantes d'un hélicoptère. 11
1.16 les forces agissantes de hélicoptère. 12
1.17 Le Couple (Torque). 12
1.18 Force Centrifuge. 12

2.1 Le simulateur d'hélicoptère TRMS. 16
2.2 Vis de fixation (à gauche axe vertical, à droite axe horizontal). 17
2.3 Les propulseurs du TRMS. 17
2.4 encodeurs optiques. 18
2.5 Branchement des différents connecteurs. 20
2.6 Schéma fonctionnel du TRMS. [11] 22
2.7 Représentation des moment. 23
2.8 Représentation des forces de gravité du TRMS dans le plan vertical. [14] . . 25
2.9 Schéma bloc du modèle couplé du TRMS 33-949S. 29
2.10 Schéma bloc du modèle découplé de l'élévation. 30
2.11 Schéma bloc du modèle découplé de l'azimut. 30

3.1 Structure série d'un PID. 34
3.2 Structure parallèle d'un PID. 34
3.3 Structure mixte d'un PID. 35
3.4 Structure mixte d'un PID. 36
3.5 Représentation par blocs d'une boucle de régulation mixte PID-MIMO. . . . 36
3.6 Illustration de la stabilité au sens de Lyapunov. 38
3.7 Illustration de la définition intuitive de la stabilité. 39
3.8 Schématisation du mode de glissement dans le plan de phase. 40

3.9 Illustration de la définition intuitive de la stabilité. 41

4.1 La figure représente les résultat de simulation de psi (ψ) avec la commande PID. 46
4.2 La figure représente les résultat de simulation de (ϕ) avec la commande PID. 47
4.3 La perturbation (signal builder) appliquer sur les commandes. 48
4.4 La figure représente les résultats de simulation de **psi** (ψ) et Phi (ϕ) par la commande PID avec perturbation (signal builder). 49
4.5 La figure représente les résultats de simulation **psi** (ψ) avec la commande de Backstepping. 53
4.6 La figure représente les résultats de simulation Phi (ϕ) avec la commande de Backstepping. 53
4.7 La figure représente les résultats de simulation **psi** (ψ) et **Phi** (ϕ) avec perturbation (signal builder) on **applique le Backstepping**. 54
4.8 La figure représente les résultat de simulation ψ (psi) par la commande de mode glissant. 61
4.9 La figure représente les résultats de simulation **Phi** (ϕ) par la commande de mode glissant. 62
4.10 La figure représente les résultats de simulation **Psi** (ψ) et **Phi** (ϕ) par la commande de mode glissant. 63

Liste des tableaux

2.1 montre les principales différences entre un hélicoptère et un TRMS. 21
2.2 Paramètre TRMS. [10] 29

3.1 Comparaison globale des méthodes 44

4.1 des mérites et contraintes inhérents à la commande PID [93][94] 50

Introduction Générale

L'évolution rapide des technologies aéronautiques et des systèmes de contrôle a ouvert la voie à une nouvelle génération d'aéronefs capables d'assurer des missions complexes sans intervention directe d'un pilote. Parmi ces aéronefs, l'hélicoptère autonome occupe une place particulière grâce à sa capacité à décoller et atterrir verticalement, à manœuvrer dans des environnements difficiles et à remplir des tâches variées telles que la surveillance, le transport de charges, les opérations de secours ou encore les missions militaires.

Cependant, la commande d'un hélicoptère demeure une problématique délicate. Sa dynamique est fortement non linéaire, instable par nature, et sensible aux perturbations extérieures comme les rafales de vent, les variations de masse ou les incertitudes liées à la modélisation. Les méthodes de commande classiques, telles que les régulateurs PID ou linéaires, montrent rapidement leurs limites face à ces contraintes.

Dans ce contexte, la **commande robuste** s'impose comme une solution incontournable. Elle vise à concevoir des lois de contrôle capables de maintenir la stabilité et les performances du système, même en présence d'incertitudes et de perturbations. Contrairement aux approches traditionnelles, elle ne repose pas sur une connaissance parfaite du modèle, mais cherche à garantir un comportement fiable dans des conditions réelles et imprévisibles. [1]

Ainsi, l'étude de la commande robuste appliquée aux hélicoptères autonomes s'inscrit dans une double perspective :

- Scientifique, en développant des méthodes avancées de contrôle adaptées à des systèmes complexes et incertains.
- Pratique, en contribuant à la mise en œuvre de solutions sûres et efficaces pour des applications civiles et militaires.

En générale la commande robuste constitue un pilier essentiel pour le développement de l'autonomie des hélicoptères, en assurant fiabilité, sécurité et performance dans des environnements variés et exigeants.

L'objectif principal de ce mémoire réside dans l'analyse, la modélisation dynamique et aérodynamique, ainsi que la synthèse de lois de commande pour le vol autonome d'un hélicoptère. La méthodologie adoptée consiste, dans un premier temps, à générer le modèle non linéaire de **l'hélicoptère** en s'appuyant sur les principes fondamentaux de la mécanique et de l'aérodynamique. Par la suite, ce système d'équations d'état a été **programmé et simulé** pour un type d'hélicoptère choisit tel que les paramètres numériques nécessaires à

la programmation soient disponibles.

Ce mémoire est composée de quatre chapitres est organisé de cette manière :

▷ **Chapitre 1 :** Généralités et état de l'art des hélicoptères Ce chapitre discute en générale la révolution des hélicoptères drone au cours de ces dernières décennies et l'intérêt des communautés scientifiques à la thématique des véhicules aériens autonomes (Unmanned Aerial Vehicle, UAV).

▷ **Chapitre 2 :** Modélisation et linéarisation des hélicoptères La modélisation est la phase la plus délicate de l'étude des hélicoptères vus que l'hélicoptère est un système très complexe, il est fortement couplé et il a une dynamique variable suivant les modes de vols. Dans ce chapitre on détaille le processus de la construction du modèle non linéaire d'un hélicoptère, Les différents paramètres numériques du modèle linéaire qui sera utilisés pour la mise en œuvre.

▷ **Chapitre 3 :** Commande d'un simulateur d'hélicoptère Ce chapitre s'attache à analyser et mettre en œuvre les différentes stratégies de commande appliquées à un simulateur d'hélicoptère. L'objectif est de franchir le pas entre la modélisation mathématique théorique et son implémentation pratique, en montrant comment les lois de commande peuvent être traduites en solutions opérationnelles adaptées au pilotage simulé.

▷ **Chapitre 4 :** a pour objectif de comparer les différentes commandes appliquées sur notre système (TRMS), une commande classique (PID) et deux commandes robustes (SMC et Backstepping) et de présenter les résultats de simulations.

Nous **terminons** cette étude par une conclusion générale **et perspective**. Cette section finale permet de donner une valeur a nos contributions, tout en formalisant un ensemble de propositions pour orienter notre travail et améliorer les recherches de futures.

Chapitre 1

Généralité et l'état de l'art des hélicoptères

" Ce premier chapitre pose les bases théoriques en explorant l'univers des hélicoptères, de leur genèse historique aux dernières avancées technologiques. Il dresse également un état de l'art exhaustif sur les drones (UAV), mettant en exergue la mutation technologique actuelle et la place stratégique qu'occupe cette thématique dans la recherche scientifique moderne."

Introduction

Au cours des dernières décennies, les hélicoptères drones ont marqué une véritable révolution dans le domaine aéronautique. Ces systèmes, regroupés sous l'appellation **Unmanned Aerial Vehicles (UAV)**, se distinguent par leur capacité à combiner la maniabilité des hélicoptères classiques avec l'autonomie des technologies embarquées. Ils sont aujourd'hui utilisés dans des secteurs variés tels que la défense, la surveillance environnementale, la logistique, l'agriculture de précision ou encore la cartographie. [4]

L'intérêt des communautés scientifiques pour les UAV s'explique par plusieurs avancées majeures : la miniaturisation des capteurs, l'amélioration des batteries et des moteurs électriques, ainsi que l'intégration de l'intelligence artificielle dans les systèmes de contrôle et de navigation. Ces progrès ont permis de développer des plateformes aériennes plus sûres, plus efficaces et capables d'exécuter des missions complexes sans intervention humaine directe.

1.1 rappel historique

1.1.1 Origines et premières idées

Le principe de la voilure tournante est ancien : les Chinois utilisaient déjà des jouets à rotor quatre siècles avant notre ère. En Europe, des représentations apparaissent au XIV siècle. Léonard de Vinci conçoit en 1486 son « helix ptéron », mais faute de moteur et de connaissances aérodynamiques, son projet reste théorique. Au $XVIII$ siècle, divers inventeurs européens et russes expérimentent des modèles réduits à rotors coaxiaux ou métalliques, sans parvenir à transporter un homme.[3]

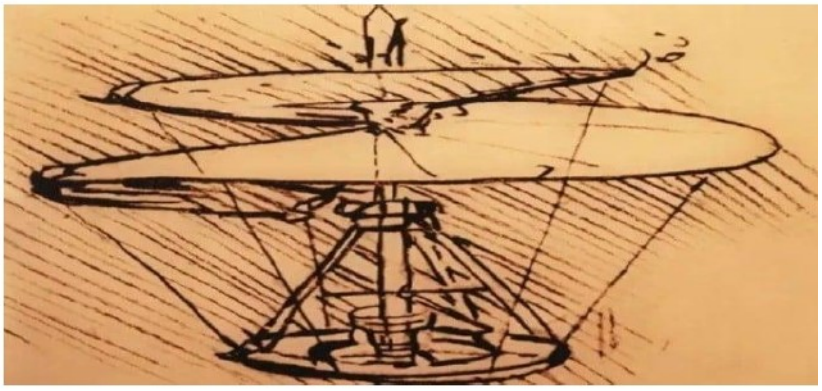


Fig. 1.1 : l'hélicoptère imaginé par Léonard de Vinci.

1.1.2 Premiers essais motorisés

Au XIX siècle, Gustave de Ponton d'Amécourt invente le mot « hélicoptère » et construit un modèle à vapeur. En 1877, Enrico Forlanini réussit à faire voler un appareil à moteur à vapeur, tandis que Gustave Trouvé expérimente un prototype électrique. L'arrivée du moteur à explosion ouvre la voie aux essais grandeur réelle. En 1907, Maurice Léger, Louis Breguet et Paul Cornu réalisent les premiers vols expérimentaux, Cornu réussissant le premier vol libre d'un homme en hélicoptère.

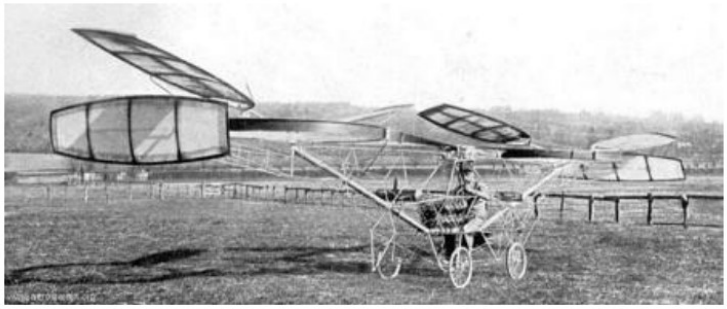


Fig. 1.2 : les premiers vols expérimentaux 1907.

1.1.3 Entre-deux-guerres et maturité technique

Durant les années 1920-1930, plusieurs pionniers apportent des innovations majeures : Yuriev invente le rotor anticouple, Pescara la variation cyclique des pales, et de la Cierva l'autogyre. En 1924, Oehmichen boucle un kilomètre en circuit fermé. En Allemagne, Heinrich Focke développe le Fw 61, considéré comme le premier hélicoptère réellement opérationnel. Aux États-Unis, Igor Sikorsky perfectionne le VS 300 en 1939 et devient le "père de l'hélicoptère".



FIG. 1.3 : l'hélicoptère VS 300 en 1939. [3]

1.1.4 Développement industriel et civil

Après la Seconde Guerre mondiale, les hélicoptères commencent à être utilisés dans le domaine civil. En France, la SNCASE construit l'Alouette I en 1951, puis l'Alouette II en 1955, premier hélicoptère à turbine produit en série. Cette avancée réduit les vibrations et améliore la régulation, donnant naissance à l'hélicoptère moderne.



FIG. 1.4 : l'Alouette II en 1955.



FIG. 1.5 : l'Alouette I en 1951.

1.1.5 Utilisation en topographie et géodésie

Dès 1948, le Canada teste l'hélicoptère pour les relevés topographiques en Colombie-Britannique. Les essais montrent que l'appareil permet de gagner un temps considérable, mais soulignent aussi des contraintes : fatigue du pilote, limites de charge, nécessité de communications radio fiables et de dépôts de carburant. Les conclusions insistent sur la prudence lors des décollages et atterrissages, ainsi que sur la préparation logistique.[3]

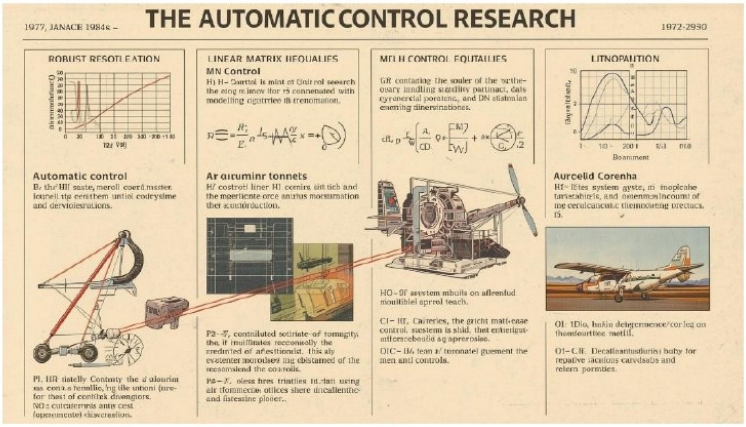


FIG. 1.6 : Chroniques de l'Ingénierie Volante (1948).

1.1.6 Photogrammétrie et expériences françaises

En France, l'hélicoptère est utilisé comme plateforme de prises de vues. En 1962-1963, Albert Bauer réalise des photographies aériennes dans les Terres australes et antarctiques françaises avec une Alouette II. En 1969, la Société française de stéréo-topographie emploie une Alouette III pour photographier les cathédrales de Bourges et Reims. Ces expériences montrent l'importance de la coopération entre pilote et opérateur.

1.1.7 Témoignages et pratiques de terrain

Dans les années 1970, l'hélicoptère est utilisé pour des chantiers en zones difficiles, comme au Québec pour le tracé de lignes électriques. Les appareils équipés de flotteurs facilitent les déplacements sur lacs et marécages, mais la gestion des dépôts de carburant reste un problème majeur. Les récits soulignent aussi l'importance d'une bonne entente entre pilotes et géomètres pour éviter les frictions.

Dans les années 2000 et 2010, l'intérêt s'est déplacé **vers l'autonomie complète des aéronefs.** Les hélicoptères autonomes, capables d'effectuer des missions sans pilote, nécessitaient des lois de commande capables de fonctionner de manière fiable dans des environnements incertains. La commande robuste est alors devenue un pilier, souvent combinée avec des techniques d'intelligence artificielle et de commande prédictive.

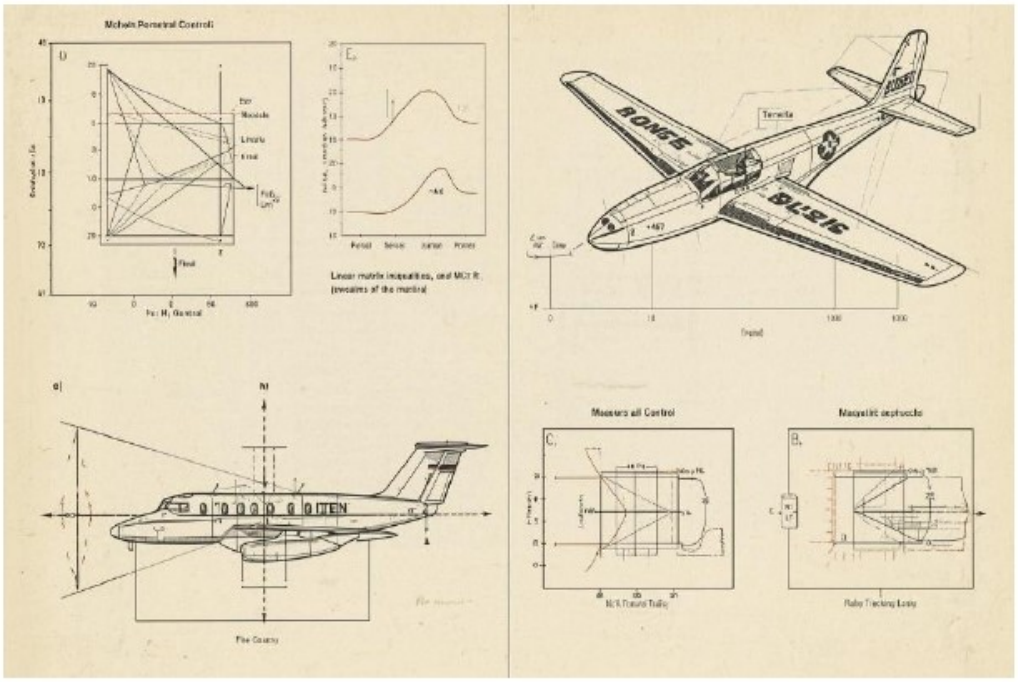


FIG. 1.7 : Analyse des Systèmes(Vol et Stabilité).

Aujourd'hui, la commande robuste appliquée aux hélicoptères autonomes représente un champ de recherche mature mais toujours en évolution. Elle est au cœur des développements visant à rendre les aéronefs plus sûrs, plus intelligents et capables de réaliser des missions complexes dans des conditions réelles.



FIG. 1.8 : vue d'un hélicoptère de nouvelle génération survolant une métropole (New York).

1.2 Généralité sur les hélicoptères

1.2.1 Les types des hélicoptères

L'hélicoptère est une machine volante dont la sustentation et la propulsion sont assurées par des rotors horizontaux. Contrairement aux avions de ligne à voilure fixe, la polyvalence de l'hélicoptère repose sur sa capacité à décoller verticalement et à rester en vol stationnaire. Cette flexibilité a donné naissance à une grande variété de modèles, que l'on classe généralement selon deux axes principaux : **leur architecture mécanique et leur mission opérationnelle.**

Classification selon la configuration des rotors

La structure d'un hélicoptère est d'abord définie par la manière dont il gère la poussée et le couple moteur : [8]

- **Monorotor avec rotor anticouple :** C'est la configuration classique la plus répandue, utilisant un rotor principal pour le vol et un rotor de queue pour stabiliser l'appareil (ex. Bell 206, Airbus H125).



Fig. 1.9 : (A) Bell 206 LR, (B) Airbus H125.

- **Coaxial :** Utilise deux rotors superposés tournant en sens opposés sur un axe unique, ce qui élimine le besoin d'un rotor de queue et rend l'appareil plus compact (ex. Kamov Ka-50).



Fig. 1.10 : Kamov Ka-50.

- **Tandem :** Deux rotors principaux sont placés l'un derrière l'autre, une disposition idéale pour le transport de charges lourdes [8](ex. Boeing CH-47 Chinook).



Fig. 1.11 : Boeing CH-47 Chinook.

- **Latéraux côte à côte :** Les rotors sont installés de chaque côté de la cellule, une configuration souvent utilisée pour les travaux de levage spécifiques (ex. Kaman K-MAX).



Fig. 1.12 : Kaman K-MAX.

- **Multirotors hybrides :** Principalement visibles sur les drones ou les prototypes expérimentaux, ces systèmes multiplient les rotors pour maximiser la stabilité et la puissance de calcul [8] exemple (Volocopter VC200).



Fig. 1.13 : Volocopter VC200.

1.2.2 Classification selon l'usage

Au-delà de la mécanique, c'est le rôle de l'appareil qui définit son équipement :

- **Civils :** Orientés vers le service public et le transport privé, ils assurent le transport médical (SAMU), les secours en montagne ou les missions VIP.
- **Militaires :** Conçus pour la survie et l'offensive, ils vont du transport de troupes à l'attaque pure, comme le célèbre AH-64 Apache.
- **Spécialisés :** Des machines adaptées à des environnements extrêmes pour la lutte contre les incendies, le levage industriel ou la recherche scientifique.

1.3 composantes d'un hélicoptère

Rotor principal : ensemble de pales horizontales qui génèrent la portance et permettent le vol stationnaire, la montée et la translation.

Rotor de queue (anticouple) : petit rotor situé à l'arrière, qui compense le couple du rotor principal et assure la stabilité directionnelle. [2]



Fig. 1.14 : rotor principal et queue.

Fuselage : structure centrale qui supporte le cockpit, les passagers, le moteur et les équipements.

Cockpit : poste de pilotage contenant les commandes (manche cyclique, collectif, palonnier) et les instruments de navigation.

Moteur (piston ou turbine) : fournit l'énergie nécessaire pour entraîner le rotor principal et le rotor de queue. [2]

Train d'atterrissage : patins, roues ou flotteurs permettant de se poser sur différents types de terrains.

Swashplate (plateau cyclique) : dispositif mécanique qui transmet les commandes du pilote aux pales du rotor pour modifier leur inclinaison.

Réservoirs de carburant : stockent l'énergie nécessaire au fonctionnement du moteur.

Stabilisateurs horizontaux et verticaux : améliorent la stabilité en vol et réduisent les oscillations. [2]

Systèmes électriques et hydrauliques : assurent le fonctionnement des commandes, instruments et mécanismes.

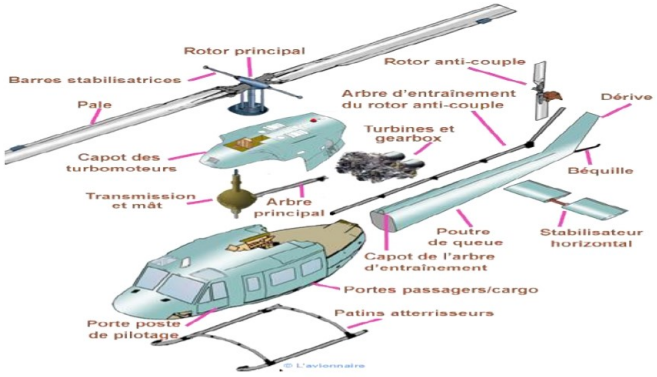


Fig. 1.15 : composantes d'un hélicoptère.

1.3.1 Les forces agissantes sur l'hélicoptère en vol

Le vol d'un hélicoptère est un équilibre dynamique complexe régi par l'interaction de plusieurs forces physiques. Contrairement à un avion, l'hélicoptère doit non seulement vaincre la gravité pour s'élever, mais aussi gérer des forces de rotation internes pour maintenir sa stabilité. On distingue généralement quatre forces principales complétées par des phénomènes aérodynamiques spécifiques.

1.3.2 Les Forces Fondamentales du Vol

L'équilibre de l'appareil dans l'air dépend de quatre vecteurs essentiels :

- **La Portance (Lift) :** Elle est générée par le rotor principal grâce à la rotation rapide des pales. Agissant vers le haut, elle compense le poids de l'appareil et dépend du pas collectif ainsi que de la vitesse de rotation.
- **Le Poids (Weight) :** Cette force gravitationnelle attire l'hélicoptère vers le sol. Elle est proportionnelle à la masse totale, incluant la structure, le carburant et la charge utile.
- **a Traction ou Poussée (Thrust) :** Produite par le rotor principal, elle est orientée selon l'inclinaison du disque rotor pour permettre les déplacements directionnels (avant, arrière, latéral).
- **La Traînée (Drag) :** Il s'agit de la résistance de l'air au mouvement. Elle combine la traînée parasite du fuselage et la traînée induite par le mouvement des pales. [6]

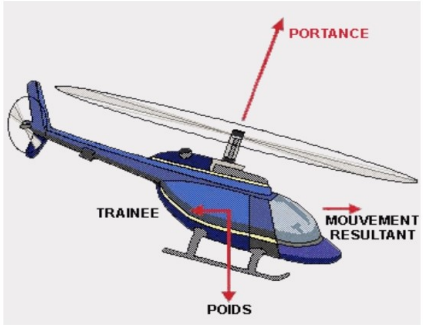


FIG. 1.16 : les forces agissantes de hélicoptère.

1.3.3 Dynamique de Rotation et Stabilité

En plus des forces de translation, l'hélicoptère doit maîtriser les effets de sa propre mécanique :

- **Le Couple (Torque) :** La rotation du rotor principal tend à faire tourner la cellule de l'appareil en sens inverse par réaction. Cet effet est compensé par le rotor anticouple ou par des configurations spécifiques (coaxiale, tandem). [6]

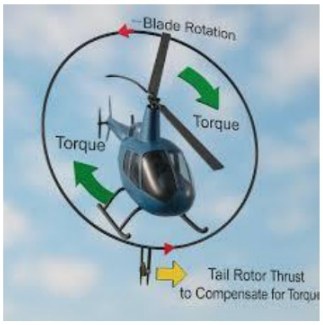


FIG. 1.17 : Le Couple (Torque).

1.3.4 Phénomènes et Forces Secondaires

Certains facteurs environnementaux et mécaniques modifient le comportement de l'appareil :

- **Force Centrifuge :** Agit directement sur les pales lors de leur rotation rapide.

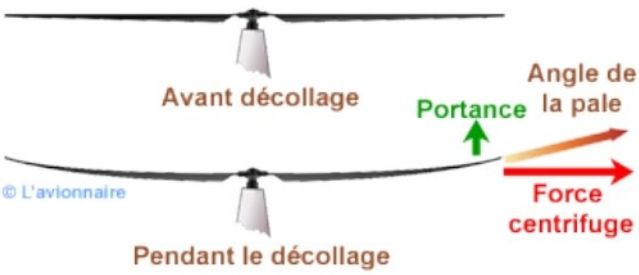


FIG. 1.18 : Force Centrifuge.

- **Effet de Sol :** Se traduit par une augmentation de la portance lorsque l'hélicoptère évolue à proximité immédiate de la surface.

- **Flux Induit :** Courant d'air descendant généré par le rotor qui influence directement la stabilité globale.[6]

1.4 Les Piliers de la Recherche Scientifique

Au cours des dernières décennies, le domaine de l'aéronautique a connu une transformation majeure avec l'émergence des hélicoptères drones et, plus largement, des véhicules aériens autonomes. Ces technologies, autrefois limitées à des prototypes expérimentaux, sont désormais au cœur des recherches scientifiques et industrielles.

Elles représentent une rupture technologique comparable à celle de l'apparition des premiers hélicoptères au XX siècle.Les communautés scientifiques investissent massivement dans les drones pour plusieurs raisons stratégiques : [4]

- **Intelligence Artificielle (IA) :** La recherche se concentre sur l'autonomie décisionnelle, permettant aux drones de naviguer sans intervention humaine et d'éviter les obstacles en temps réel.
- **Aérodynamique complexe :** Les drones à rotors multiples offrent un terrain d'étude unique pour analyser les flux d'air et améliorer la stabilité des aéronefs.
- **Systèmes distribués :** L'étude des "essaims" de drones permet d'explorer comment plusieurs unités peuvent coopérer de manière collective pour remplir des missions complexes. [5]
- **Cadre normatif :** Un pan entier de la recherche porte sur la sécurité, la certification et l'intégration harmonieuse de ces engins dans l'espace aérien civil.

1.4.1 Impact Sociétal et Visions d'Avenir

L'intérêt pour ces technologies dépasse les laboratoires pour toucher directement la société :

- **Mobilité Urbaine :** Les projets de taxis aériens autonomes (comme Volocopter ou CityAirbus) transforment la vision du transport citadin.
- **Aide Humanitaire :** Les drones sont essentiels pour la livraison de médicaments en zones isolées ou la surveillance de zones sinistrées lors de catastrophes naturelles.
- **Grands Défis :** Pour une intégration complète, les scientifiques travaillent encore sur l'autonomie énergétique, l'éthique et l'acceptabilité sociale de ces nouveaux acteurs du ciel.[7]

Conclusion

La convergence entre l'aéronautique traditionnelle et le numérique ouvre une nouvelle ère. Les aéronefs autonomes sont destinés à devenir des acteurs incontournables de notre quotidien, transformant durablement la sécurité, la mobilité et les services publics.

Chapitre 2

Modélisation D'hélicoptère TRMS " Twin Rotor Mimo Système TRMS "

« L'objectif primordial de ce chapitre réside dans le développement **du modèle mathématique** régissant notre système. Cette **modélisation** permet d'appliquer les techniques théoriques pour la synthèse de différentes commandes classiques et robustes ».

Introduction

La dynamique des configurations aéronautiques à voilure tournante présente une complexité intrinsèque élevée, **à cause de la complexité des interactions non linéaires entre les différentes variables et aussi il y a des membres qui ne sont pas accessibles à la mesure.** [5] [12]

L'objet de ce chapitre est d'établir le modèle **mathématique qui permet de décrire** le comportement dynamique d'un hélicoptère, en intégrant explicitement les **perturbations aérodynamiques** induites par le vent.

Nous introduisons en premier lieu la modélisation d'un corps rigide. Parmi les différentes approches méthodologiques disponibles de cette modélisation, notre choix s'est porté sur le **formalisme d'Euler-Lagrange**. Ce dernier sera la base de notre modèle mathématique obtenu à partir de la dynamique d'un corps rigide associé au fuselage auquel sont ajoutées les forces aérodynamiques générées par le mouvement des deux rotors : rotor principal et rotor de queue. [12] [26] [96]

2.1 Description de TRMS

Le **Twin Rotor MIMO System (TRMS)** constitue un banc d'essais didactique et expérimental de laboratoire, spécifiquement configuré pour la validation de lois de **commande multivariables**. L'architecture mécanique repose sur une poutre rigide articulée autour d'un **pivot central**, lui conférant deux degrés de liberté (2 ddl) rotationnels indépendants dans les plans horizontal et vertical.[15]

La propulsion est assurée par deux **actionneurs aérodynamiques** disposés aux extrémités de la poutre. Chaque sous-ensemble de propulsion intègre une hélice couplée à **un moteur à courant continu (MCC)**, le tout confiné dans un carénage de protection. Le **rotor principal** génère le couple de tangage autour de l'axe horizontal Y, tandis que le **rotor secondaire (ou de queue)** induit le mouvement de lacet autour de l'axe vertical Z (Figure 2.1).

Afin de stabiliser la structure et d'atténuer la réponse vibratoire transitoire, un **liaison solidaire** relie le pivot central à une tige munie d'un **contrepoids d'équilibrage**. Enfin, l'intégrité matérielle du système est préservée par un module de sécurité actif (dispositif de coupure d'urgence) prévenant les surcharges ou les fausses manœuvres de commande. [15]

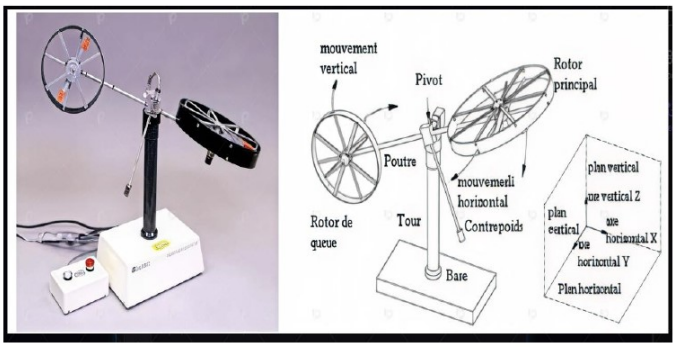


Fig. 2.1 : Le simulateur d'hélicoptère TRMS.

Du point de vue de la **commande des systèmes dynamiques**, le **Twin Rotor MIMO System (TRMS)** constitue un banc d'essai représentatif d'un système **non linéaire fortement couplé** et de **dimension supérieure**. La dynamique de la poutre est caractérisée par un **vecteur d'état** à quatre composantes :

- les angles de rotation autour de l'axe vertical (azimut) et de l'axe horizontal (élévation), mesurés par un capteur angulaire placé au niveau du pivot, qui définissent les **sorties du système**.
- les vitesses angulaires des deux rotors, obtenues via des générateurs tachymétriques couplés aux moteurs à courant continu, constituant les **variables internes** du modèle.

Le système présente un **couplage croisé marqué** : chaque rotor agit simultanément sur les deux axes, induisant des interactions dynamiques complexes. La **liaison sphérique** au niveau du pivot autorise un mouvement combiné dans les plans horizontal et vertical,

conférant au TRMS une structure à **deux degrés de liberté**. Toutefois, il est possible de contraindre la dynamique à un **sous-espace de dimension réduite** (un seul degré de liberté) par l'utilisation de deux vis de blocage (cf. figure 2.2). Ainsi, le TRMS illustre de manière paradigmatique les problématiques de **modélisation non linéaire**, de **couplage multi-axes**, et de **commande robuste** dans les systèmes mécatroniques expérimentaux.

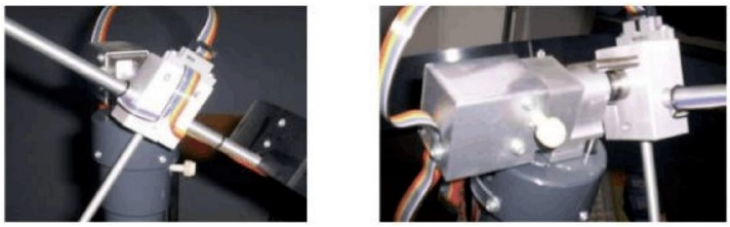


FIG. 2.2 : Vis de fixation (à gauche axe vertical, à droite axe horizontal).

2.1.1 Propulseurs

D'après la figure (2.3), Le **Twin Rotor MIMO System (TRMS)** est doté de deux propulseurs distincts assurant la génération de poussée dans des plans orthogonaux. Le **rotor principal** agit sur l'axe vertical et gouverne la dynamique d'élévation, tandis que le **rotor secondaire** intervient sur l'axe horizontal et contrôle le mouvement d'azimut. Cette configuration confère au système une structure **multi-entrées/multi-sorties (MIMO)**, caractérisée par un couplage dynamique marqué entre les deux axes.

Chaque propulseur est constitué d'une **hélice entraînée par un moteur à courant continu de marque MAXON**. Ces moteurs sont associés à des **tachymètres** qui fournissent une mesure directe des vitesses angulaires, indispensable pour la mise en œuvre de stratégies de commande en boucle fermée. L'intégration de ces capteurs permet une **rétroaction précise** et une meilleure observabilité des variables internes du système.

La commande des actionneurs est réalisée par une **tension d'entrée** comprise dans l'intervalle [-10,+10]volts. Le **signe de la tension** détermine le **sens de rotation** de l'hélice, tandis que son amplitude fixe la **valeur du couple électromécanique** généré par le moteur. Cette caractéristique confère au TRMS une **capacité de pilotage bidirectionnelle**, essentielle pour l'étude expérimentale des lois de commande robustes et non linéaires.



FIG. 2.3 : Les propulseurs du TRMS.

2.1.2 Commande des moteurs

Les **moteurs électriques à courant** continu présentent l'avantage de générer une **vitesse de rotation proportionnelle à la tension d'alimentation appliquée**. Cette propriété linéaire tension–vitesse constitue un atout majeur pour la mise en œuvre de lois de commande en boucle fermée.

L'alimentation des moteurs est assurée par un **hacheur statique**, qui joue le rôle de **convertisseur de puissance**. Ce dispositif, connecté à une source de tension continue, délivre aux bornes du moteur une **tension moyenne réglable**, permettant de moduler la vitesse de rotation en fonction des exigences de la commande.

2.1.3 Encodeurs optiques

Les **capteurs de mesure des angles d'azimut et d'élévation** sont intégrés directement dans le **pivot sphérique** de la poutre du TRMS. Leur architecture repose sur un dispositif optoélectronique utilisant deux **photodiodes (A et B)** comme émetteurs-récepteurs de faisceaux lumineux. [13]

Ces faisceaux traversent deux **anneaux de fentes** disposés sur un disque solidaire de la poutre. Les fentes sont volontairement **décalées angulairement**, de manière à produire, au niveau des récepteurs A et B, des **signaux rectangulaires en quadrature de phase**. Cette configuration permet non seulement de mesurer la variation angulaire, mais également d'assurer une **détermination fiable du sens de rotation**.

Le dispositif ainsi conçu constitue un **codeur incrémental optique** adapté aux besoins du TRMS. Il offre une **résolution suffisante** pour la mesure des angles de position et garantit une **observabilité précise** des variables de sortie, condition essentielle pour la mise en œuvre de stratégies de commande avancées (voir Figure 2.4).

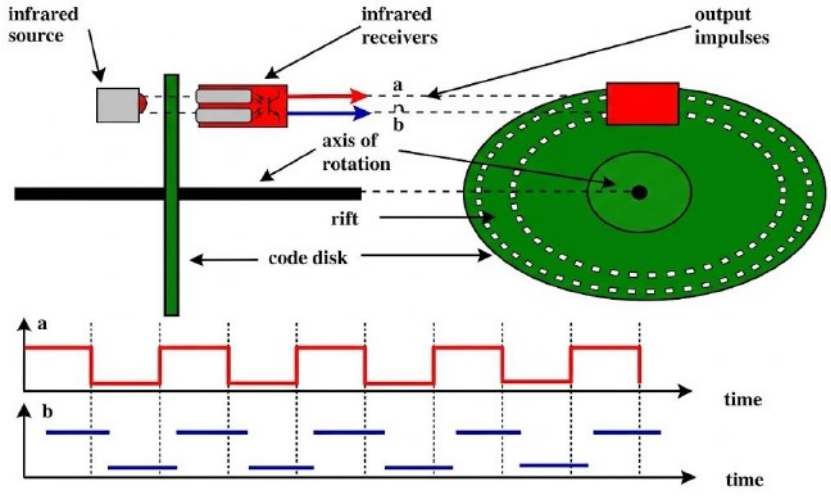


Fig. 2.4 : encodeurs optiques.

2.1.4 Base du TRMS

La **base du TRMS** intègre l'ensemble des **circuits électroniques d'adaptation, de synchronisation et de filtrage** nécessaires au traitement des signaux entrants et sortants. Cette architecture assure une interface cohérente entre les capteurs, les actionneurs et le système de commande numérique, garantissant la compatibilité et la fiabilité des échanges de données.

À l'arrière de la base se trouvent les différents connecteurs fonctionnels (voir Figure 2.6) :

- Le **connecteur ON/OFF**, de type fiche DIN, permet la connexion du boîtier de commande marche/arrêt des moteurs.
- Un **sélecteur de tension 110/220 V**, associé à une **fiche d'alimentation** correspondante, assure l'adaptation aux standards électriques.
- Le **connecteur CN1**, relié au PL1 de la boîte d'adaptation par une nappe de 40 pistes, transmet les signaux numériques des deux capteurs de position. Ces signaux sont codés sur **16 bits**, offrant une résolution élevée pour la mesure des angles d'azimut et d'élévation.
- Le **connecteur CN2**, relié au PL2 par une nappe de 20 pistes, véhicule les **tensions de commande** appliquées aux deux moteurs DC.
- Enfin, le **connecteur CN3**, relié au PL3 par une nappe de 20 pistes, transmet les signaux analogiques issus des **tachymètres**, permettant la mesure des vitesses angulaires des rotors.

Cette organisation modulaire confère au TRMS une **architecture de communication hiérarchisée**, où chaque connecteur est dédié à une fonction spécifique : alimentation, commande ou mesure. Elle assure une **séparation claire des flux de données** et facilite l'intégration de dispositifs de commande avancés, tout en garantissant la robustesse et la fiabilité du banc d'essai expérimental. [13]

2.1.5 La SCSI BOX

La **SCSI BOX** (voir Figure 2.5) joue un rôle fondamental dans l'architecture matérielle du TRMS. Elle assure l'**adaptation des signaux** entre la carte d'acquisition et les différents connecteurs de la base, tout en garantissant une **séparation fonctionnelle** des flux en fonction de leur nature (numérique ou analogique). Ce dispositif constitue ainsi une interface essentielle entre la commande numérique et les sous-systèmes électro-mécaniques.

La boîte est équipée de quatre connecteurs principaux :

- Un **connecteur 68 pins**, destiné à la liaison avec le câble global SCSI de la carte d'acquisition. Il constitue le canal principal de communication entre le PC et le TRMS.

- Un **grand connecteur PL1**, dédié aux **entrées digitales** issues des capteurs de position (encodeurs optiques). Ces signaux numériques permettent une mesure précise des angles d'azimut et d'élévation.
- Un **petit connecteur PL2**, réservé aux **sorties analogiques**, correspondant aux tensions de commande appliquées aux moteurs DC.
- Un **petit connecteur PL3**, destiné aux **entrées analogiques** provenant des tachymètres, assurant la rétroaction des vitesses angulaires des rotors.

Cette organisation confère à la SCSI BOX une **architecture modulaire et hiérarchisée**, où chaque connecteur est spécialisé dans un type de signal. Elle garantit une **compatibilité optimale** entre les différents sous-systèmes et facilite la mise en œuvre de stratégies de commande avancées, en assurant une **séparation claire des flux numériques et analogiques**.

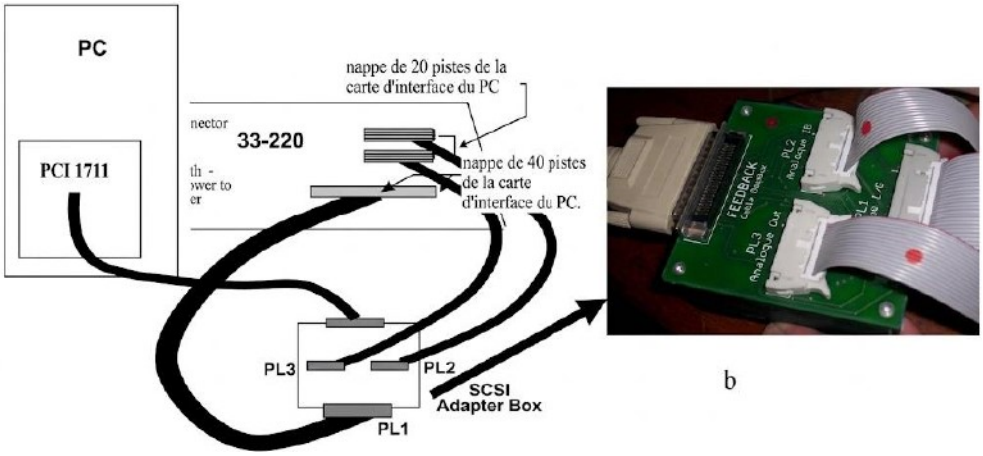


Fig. 2.5 : Branchement des différents connecteurs.

2.1.6 Carte d'acquisition ADVANTECH PCI 1711 [pci1711]

La **carte d'acquisition universelle** constitue un élément central de l'architecture matérielle du TRMS. Installée sur le **port PCI du PC de commande**, elle assure l'interface entre le système numérique et le banc expérimental, en offrant des **entrées/ sorties analogiques et digitales** accessibles via des connecteurs extérieurs.

Parmi ses principales caractéristiques, on distingue :

- La fonction **Plug Play**, facilitant l'intégration et la configuration automatique.
- **16 entrées analogiques configurables**, pouvant être exploitées en mode simple (single-ended) ou en mode source flottante.
- Des **convertisseurs analogique/numérique (A/D)** industriels à approximations successives, garantissant une conversion fiable.
- Une **résolution de 12 bits** pour la conversion des signaux analogiques.
- Une **fréquence maximale d'échantillonnage de 100 kHz**, adaptée aux applications de commande en temps réel.

- Une **gamme d'entrées analogiques programmable par logiciel**, chaque canal disposant de sa configuration individuelle stockée en mémoire RAM.
- Des **sorties analogiques** via convertisseurs numérique/analogique (D/A).
- Des **canaux d'entrées digitales** pour l'acquisition de signaux logiques.
- Un **compteur/timer programmable**, permettant la gestion des séquences temporelles.
- Une fonction de **scan automatique des gains et des canaux**, optimisant la gestion des mesures.

Le rôle principal de cette carte, dans le cadre de l'application TRMS, est de permettre la**commande numérique d'un système continu**. Elle assure la conversion bidirectionnelle des signaux analogiques et numériques, garantissant une interaction fluide entre le PC et le banc expérimental.

Dans notre cas spécifique, son utilisation se décline comme suit :

- Deux **sorties analogiques (D/A)** délivrent les tensions de commande de référence aux moteurs DC.
- Les **entrées digitales** des deux encodeurs optiques permettent la mesure des angles d'élévation et d'azimut de la poutre.
- Deux **entrées analogiques (A/D)** récupèrent les signaux tachymétriques des moteurs, assurant la rétroaction des vitesses angulaires. [12][13]

2.2 La commande du TRMS

Dans un hélicoptère réel, la génération de la force aérodynamique est assurée par la variation de l'angle d'incidence des pales. Ce mécanisme de pas variable permet un contrôle direct de la portance et du couple. En revanche, dans le Twin Rotor MIMO System (TRMS), le pas des hélices étant fixe, la modulation de la force aérodynamique est obtenue par le changement de la vitesse de rotation des rotors. Cette différence constitue une simplification expérimentale, tout en conservant les caractéristiques essentielles de couplage et de non-linéarité propres aux systèmes aéronautiques.[13]

Tab. 2.1 : montre les principales différences entre un hélicoptère et un TRMS.

	TRMS	**Hélicoptère**
Location du pivote	Entre les deux rotors	Au niveau du rotor principal
Commande du mouvement vertical	Variation de la vitesse du rotor principale	Commande du pas collectif
mouvement horrizontal est commandé par	La Vitesse du rotor de queue	Le pas des pales du rotor de queue.
Commande de pas cyclique	Non	Oui, pour le changement de la direction.

Les **moteurs électriques à courant continu** utilisés dans le TRMS présentent l'avantage de fournir une **vitesse de rotation proportionnelle à la tension appliquée**. Ainsi, les **tensions de commande** constituent les **variables de contrôle** du système. Dans cette configuration, la tension appliquée varie dans l'intervalle [-2.5,+2.5]volts.

Le **signe de la tension** détermine le **sens de rotation** des hélices, tandis que son amplitude fixe la **magnitude du couple électromécanique** généré.

Il est à noter que, lorsqu'aucune tension n'est appliquée à l'entrée du système, la poutre du TRMS adopte une **position d'équilibre statique** correspondant à un angle de **28° par rapport au plan horizontal**. Cette particularité traduit l'influence de la gravité et des conditions mécaniques initiales sur la dynamique du système, et constitue un point de référence pour l'analyse et la conception des lois de commande.[12]

2.3 Modèle TRMS

Le TRMS est une installation MIMO - entrée multiple sortie multiple. La figure 2.6 présente un schéma simplifié de la TRMS.

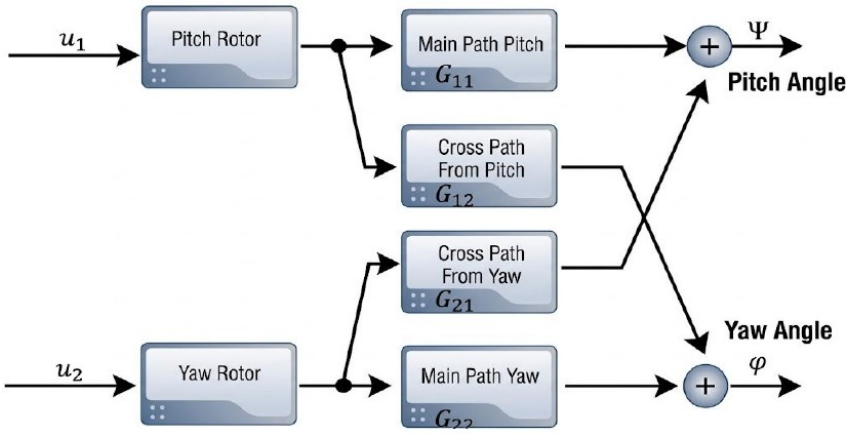


Fig. 2.6 : Schéma fonctionnel du TRMS. [11]

Le Twin Rotor MIMO System (TRMS) est piloté par deux entrées de commande notées u_1 et u_2. Lune des caractéristiques majeures de ce banc d'essai réside dans la présence de couplages dynamiques significatifs entre les deux rotors, ce qui en fait un système fortement non linéaire et représentatif des problématiques de commande multi-variables.

Les positions angulaires (azimut φ et élévation ψ) sont mesurées par des codeurs incrémentaux, fournissant un signal de position relative. Ce type de capteur impose la définition de conditions initiales cohérentes lors de chaque simulation en temps réel, afin d'assurer la validité des mesures et la reproductibilité des résultats expérimentaux.

Le TRMS est un système MIMO non linéaire présentant des couplages croisés entre les voies de commande (voir Figure 2.6). Pour simplifier l'identification du modèle, il est

possible de le représenter comme la combinaison de deux modèles linéaires principaux et de deux modèles de couplage linéaire.

Ainsi, l'identification requiert la détermination de quatre modèles linéaires distincts :

- Le chemin dynamique principal reliant u_1 à ψ (tangage/pitch).
- Le chemin dynamique principal reliant u_2 à φ (lacet/yaw).
- Le chemin de couplage croisé reliant u_1 à φ.
- Le chemin de couplage croisé reliant u_2 à ψ.[12]

Cette décomposition permet de traiter séparément les dynamiques principales et les interactions croisées, facilitant l'analyse, l'identification paramétrique et la conception de lois de commande robustes adaptées à la complexité intrinsèque du TRMS.[12]

2.4 Modélisation par équation algébrique

Chaque projet de contrôle commence par la modélisation des plantes ; donc autant d'informations que possible sont données sur le processus lui-même.[12]

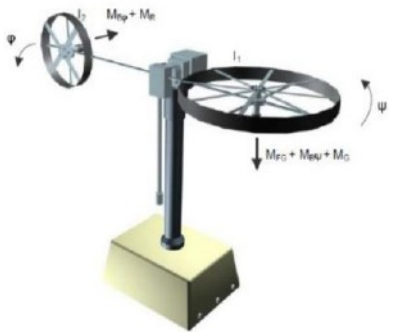


FIG. 2.7 : Représentation des moment.

2.5 Modèle non linéaire du TRMS

Le modèle du **Twin Rotor MIMO System (TRMS)** est de nature non linéaire. D'après le schéma électromécanique représenté dans la figure 2.7, les équations dynamiques s'écrivent comme suit.

On considère la rotation de la poutre dans le plan vertical, c'est-à-dire autour de l'axe horizontal. En appliquant la **seconde loi de Newton** pour la rotation (principe fondamental de la dynamique), on obtient :

$$I_1\ddot{\psi} = M_v = M_1 - M_{FF} - M_{B\psi} - M_G \quad (2.1)$$

où

- M_v : somme des moments dans le plan vertical ;

- I_1 : moment d'inertie de la poutre par rapport à l'axe horizontal ;
- ψ : angle d'élévation de la poutre ;
- M_{FF} : moment de gravité ;
- $M_{B\psi}$: moment de frottement ;
- M_G : moment gyroscopique (force centrifuge) ;
- M_1 : moment aérodynamique produit par le rotor principal.

Décomposition des moments

▷ **Moment aérodynamique :**

$$M_1 = a_1 t_1^2 + b_1 t_1 \qquad (2.2)$$

(t_1 est le couple délivré par le rotor principal ; a_1, b_1 sont des paramètres aérodynamiques).

▷ **Moment de gravité :**

$$M_{FF} = M_F sin\ (\psi) \qquad (2.3)$$

(M_F représente l'effet du poids).

▷ **Moment de frottement :**

$$M_{B\psi} = B_{1\psi}.\dot{\psi} \qquad (2.4)$$

(B_1 est le coefficient de frottement).

▷ **Moment gyroscopique :**

$$M_G = K_{Fy} M_1 \dot{\varphi} cos\ (\psi) - K_{Fx} \dot{\varphi}^2 sin\ (2\psi) \qquad (2.5)$$

(φ est l'angle d'azimut ; K_{Fy}et K_Fx sont des paramètres liés à l'inertie gyroscopique).

Modèle du moteur principal (M_1)

Le moteur et son circuit de commande sont représentés par une **fonction de transfert du premier ordre** :

$$t_1(s) = \frac{k_{11}}{T_{11}s + T_{10}} u_1(s) \qquad (2.6)$$

où :

- $t_1(s)$: couple délivré par le moteur principal ;
- $u_1(s)$: signal de commande appliqué au moteur ;
- k_{11} : gain du moteur (amplification de la commande) ;
- T_{11},T_{10} : constantes caractéristiques du moteur et de son circuit électrique.

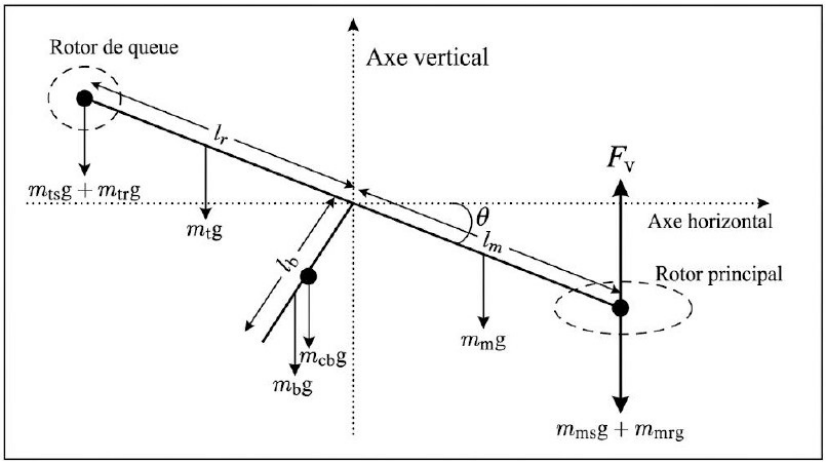


FIG. 2.8 : Représentation des forces de gravité du TRMS dans le plan vertical. [14]

Sous-système d'azimut

Ce sous-système décrit la rotation de la poutre autour de l'axe vertical (mouvement horizontal). En appliquant la dynamique de rotation, on obtient :

$$I_2\ddot{\varphi} = M_h = M_2 - M_{BB} - M_R \qquad (2.7)$$

où :

- I_2 : moment d'inertie de la poutre par rapport à l'axe vertical ;
- φ : angle d'azimut (rotation horizontale) ;
- M_h : somme des moments dans le plan horizontal ;
- M_2 : moment aérodynamique produit par le rotor secondaire ;
- M_{BB} : moment de frottement ;
- M_R : moment de réaction croisée (interaction avec le rotor principal).

Décomposition des moments

1. **Moment aérodynamique :**

$$M_2 = a_2 t_2^2 + b_2 t_2 \qquad (2.8)$$

(t_2 est le couple délivré par le rotor secondaire ; a_2, b_2 sont des paramètres aérodynamiques).

2. **Moment de frottement :**

$$M_{BB} = B_{1B}\dot{\varphi} \qquad (2.9)$$

(B_{1B} est le coefficient de frottement).

3. **Moment de réaction croisée :**

$$M_R = \frac{k_c(T_0 s + 1}{T_p s + 1} M_1 \qquad (2.10)$$

(k_c est le gain de la réaction d'élan ; T_0 et T_p sont des constantes caractérisant la dynamique de cette interaction). Ce terme traduit le couplage entre le rotor principal et le rotor secondaire : l'action du rotor vertical influence le mouvement horizontal.

Dynamique du moteur secondaire :

Le moteur à courant continu ($M2$) et son circuit électrique sont modélisés par une fonction de transfert du premier ordre :

$$t_2(s) = \frac{k_{22}}{T_{21}s + T_{20}} u_2(s) \qquad (2.11)$$

où :

- $t_2(s)$: couple délivré par le moteur secondaire ;
- $u_2(s)$: signal de commande appliqué au moteur ;
- k_{22} : gain du moteur ;
- T_{21},T_{20} : constantes caractéristiques du moteur et de son circuit électrique.

2.6 Modèle couplé du TRMS

Modèle dynamique couplé du TRMS :

A partir des équations (2.1), (2.6), (2.7) et (2.11), le modèle dynamique couplé du TRMS 33 949 peut être donné par : [9]

$$\begin{cases} \ddot{\psi} = \frac{1}{I_1}(-M_g \sin(\psi) - B_{1\psi}\dot{\psi} + K_{gx}\dot{\varphi}^2 \sin(2\psi) + (a_1 t_1^2 + b_1 t_1)(1 - K_{gy}\dot{\varphi}\cos(\psi))) \\ \dot{t}_1 = -\frac{T_{10}}{T_{11}} t_1 + \frac{k_{11}}{T_{11}} u_1 \\ \ddot{\varphi} = \frac{1}{I_2}\left(-B_{1\varphi}\dot{\varphi} - m_R(t) + (a_2 t_2^2 + b_2 t_2)\right) \\ \dot{t}_2 = -\frac{T_{20}}{T_{21}} t_2 + \frac{k_{22}}{T_{21}} u_2 \end{cases}$$

où :

$$m_R(t) = \left[\frac{k_c(T_0 s + 1)}{T_p s + 1}\right](a_1 t_1^2 + b_1 t_1).$$

La transformé de Laplace de $m_R(t)$ pour des condition initiales nulles est :

$$M_R(s) = \left[\frac{k_c(T_0 s + 1)}{T_p s + 1}\right] M_1(s) \qquad (2.13)$$

On remarque que $m_R(t)$ peut être interprété comme la sortie d'un filtre stable défini par

$$H_l(s) = \frac{k_c(T_0 s + 1)}{(T_{ps} s + 1)},$$

dont le signal d'entrée est

$$m_1(t) = a_1 t_1^2(t) + b_1 t_1(t).$$

L'équation différentielle associée à (2.13) s'écrit :

$$T_{ps}\dot{m}_R + m_R = k_c T_0 \dot{m}_1 + k_c m_1 \qquad (2.14)$$

En posant

$$y_R = T_{ps} m_R - k_c T_0 m_1,$$

on obtient la représentation d'état du filtre (2.14) :

$$\dot{y}_R = \frac{1}{T_{ps}}(-y_R + k_c(T_{ps} - T_0)m_1)$$

$$m_R = \frac{1}{T_{ps}}(y_R + k_c T_0 m_1) \qquad (2.15)$$

Avec :

$$m_1 = a_1 t_1^2 + b_{11}.$$

En considérant le système (2.15), la dynamique du système (2.12) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} \ddot{\psi} = \dfrac{1}{I_1}(-M_g \sin(\psi) - B_{1\psi}\dot{\psi} + K_{gx}\dot{\varphi}^2 \sin(2\psi) + (a_1 t_1^2 + b_1 t_1)(1 - K_{gy}\dot{\varphi}\cos(\psi))) \\ \dot{t}_1 = -\dfrac{T_{10}}{T_{11}} t_1 + \dfrac{k_{11}}{T_{11}} u_1 \\ \ddot{\varphi} = \dfrac{1}{I_2}\left(-B_{1\varphi}\dot{\varphi} - \dfrac{1}{T_p}[y_R + k_c T_0 (a_1 t_1^2 + b_1 t_1)] + (a_2 t_2^2 + b_2 t_2)\right) \\ \dot{t}_2 = -\dfrac{T_{20}}{T_{21}} t_2 + \dfrac{k_{22}}{T_{21}} u_2 \\ \dot{y}_R = \dfrac{1}{T_p}[-y_R + k_c(T_p - T_0)(a_1 t_1^2 + b_1 t_1)] \end{cases} \qquad (2.16)$$

De plus, le système (2.16) peut être exprimé comme suite :

$$\begin{cases} \dfrac{d\psi}{dt} = \psi \\ \dfrac{d\dot{\psi}}{dt} = \dfrac{1}{I_1}[-M_g \sin(\psi) - B_{1\psi}\dot{\psi} + K_{gx}\dot{\varphi}^2 \sin(2\psi) + (a_1 t_1^2 + b_1 t_1)(1 - K_{gy}\dot{\varphi}\cos(\psi))] \\ \dot{t}_1 = -\dfrac{T_{10}}{T_{11}} t_1 + \dfrac{k_{11}}{T_{11}} u_1 \\ \dfrac{d\varphi}{dt} = \dot{\varphi} \\ \dfrac{d\dot{\varphi}}{dt} = \dfrac{1}{I_2}\left[-B_{1\varphi}\dot{\varphi} - \dfrac{1}{T_p}[y_R + k_c T_0(a_1 t_1^2 + b_1 t_1)] + (a_2 t_2^2 + b_2 t_2)\right] \\ \dot{t}_2 = -\dfrac{T_{20}}{T_{21}} t_2 + \dfrac{k_{22}}{T_{21}} u_2 \\ \dot{y}_R = \dfrac{1}{T_p}[-y_R + k_c(T_p - T_0)(a_1 t_1^2 + b_1 t_1)] \end{cases} \tag{2.17}$$

En choisissant comme vecteur d'état $x = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, X_7]^T = [\psi, \dot{\psi}, t_1, \varphi, \dot{\varphi}, t_2, y_R]^T$, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \dfrac{1}{I_1}[-M_g \sin(\psi) - B_{1\psi}x_2 + K_{gx}x_5^2 \sin(2x_1) + (a_1 x_3^2 + b_1 x_3)(1 - K_{gy}x_5\cos(x_1))] \\ \dot{x}_3 = -\dfrac{T_{10}}{T_{11}} x_3 + \dfrac{k_{11}}{T_{11}} u_1 \\ \dot{x}_4 = x_5 \\ \dot{x}_5 = \dfrac{1}{I_2}\left[-B_{1\varphi}x_5 - \dfrac{1}{T_p}[x_7 + k_c T_0(a_1 x_3^2 + b_1 x_3)] + (a_2 x_6^2 + b_2 x_6)\right] \\ \dot{x}_6 = -\dfrac{T_{20}}{T_{21}} x_6 + \dfrac{k_{22}}{T_{21}} u_2 \\ \dot{x}_7 = \dfrac{1}{T_p}[-x_7 + k_c(T_p - T_0)(a_1 x_3^2 + b_1 x_3)] \end{cases} \tag{2.18}$$

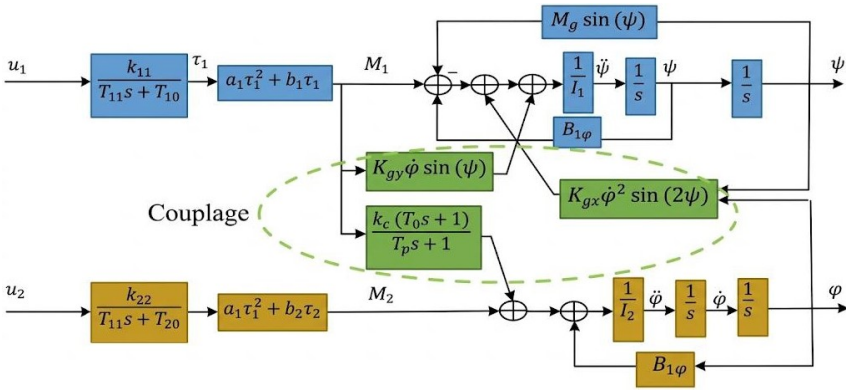


FIG. 2.9 : Schéma bloc du modèle couplé du TRMS 33-949S.

TAB. 2.2 : Paramètre TRMS. [10]

Définition	**Symbole**	**Valeur**
Moment d'inertie du rotor vertical	I_1	$0.068Kg.m^2$
Moment d'inertie du rotor horizontal	I_2	$0.02Kg.m^2$
Paramètre caractéristique statique	a_1	0.0135
Paramètre caractéristique statique	b_1	0.0924
Paramètre caractéristique statique	a_2	0.02
Paramètre caractéristique statique	b_2	0.09
Dynamique de gravité	M_g	$0.32Nm$
Coefficient de frottement	$B_{1\psi}$	$0.006N.m.S/rad$
Coefficient de frottement	$B_{1\varphi}$	$0.1N.m.S/rad$
Paramètre d'inertie gyroscopique	K_{gy}	$0.05S/rad$
Paramètre d'inertie gyroscopique	K_{gx}	1
Gain du Moteur 1	k_{11}	1.1
Gain du Moteur 2	k_{22}	$0.8S/rad$
Constante liée au moteur 1	T_{11}	1.1
Constante liée au moteur 1	T_{10}	1
Constante liée au moteur 2	T_{21}	1
Constante liée au moteur 2	T_{20}	1
Paramètre du moment de la réaction croisée	T_p	2
Paramètre du moment de la réaction croisée	T_0	3.5
Gain du moment de la réaction croisée	k_c	-0.2

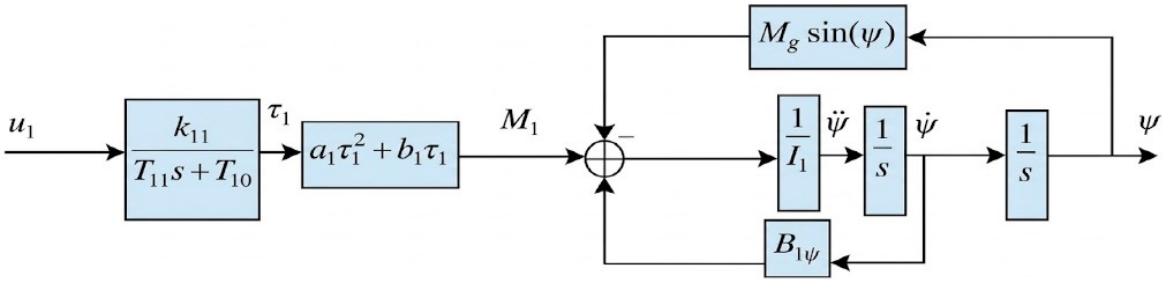


Fig. 2.10 : Schéma bloc du modèle découplé de l'élévation.

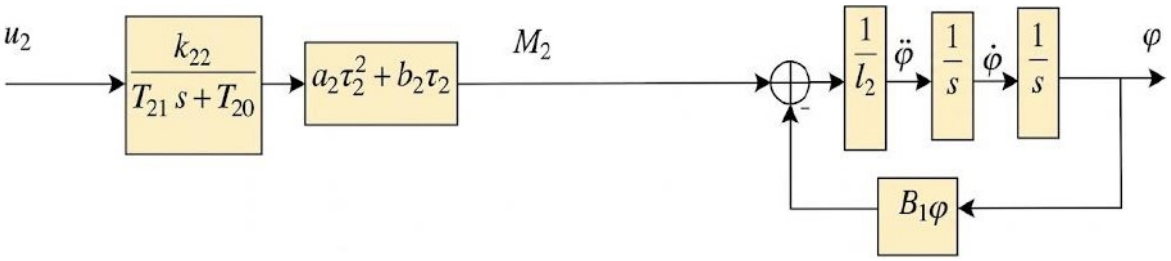


Fig. 2.11 : Schéma bloc du modèle découplé de l'azimut.

2.7 Modèle découplé du TRMS

En contraignant le mouvement de la tige dans un seul plan (horizontal ou vertical), on obtient deux sous-modèles découplés, chacun avec un seul degré de liberté.

2.8 Modèle d'élévation (vertical) découple

Ce modèle découplé est obtenu en fixant l'angle d'azimut φ et en posant la deuxième entrée $u_2 = 0$. En choisissant comme vecteur d'état :

$$X_1 = [x_1, x_2, x_3]^T = [\psi, \dot{\psi}, t_1]^T,$$

on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \dfrac{1}{I_1}[-M_g \sin(x_1) - B_{1\psi} x_2 + a_1 x_3^2 + b_1 x_3] \\ \dot{x}_3 = -\dfrac{T_{10}}{T_{11}} x_3 + \dfrac{k_{11}}{T_{11}} u_1 \end{cases} \tag{2.19}$$

2.9 Modèle d'azimut (horizontal) découple

De manière analogue au modèle d'élévation, le modèle d'azimut découplé est obtenu à partir du système couplé (2.18), en fixant l'angle d'élévation $\psi = \psi_0$ et en posant $u_1 = 0$. Le schéma bloc du modèle découplé est présenté sur la Figure 2.10.

En choisissant comme vecteur d'état :

$$X_2 = [x_4, x_5, x_6]^T = [\varphi, \dot{\varphi}, t_2]^T,$$

$$\begin{cases} \dot{x}_4 = x_5 \\ \dot{x}_5 = \dfrac{1}{I_2}[-B_{1\varphi}x_5 + a_2x_6^2 + b_2x_6 \\ \dot{x}_6 = -\dfrac{T_{20}}{T_{22}}x_6 + \dfrac{K_{22}}{T_{22}}u_2 \end{cases} \tag{2.20}$$

Le schéma bloc du modèle découplé de l'Azimut est donné sur la Figure 2.11.

conclusion

Le TRMS (Twin Rotor MIMO System) est une maquette expérimentale qui reproduit le comportement d'un hélicoptère à deux degrés de liberté (tangage et lacet). Bien qu'il soit simplifié par rapport à un hélicoptère réel, il conserve les caractéristiques essentielles telles que le **couplage entre les rotors**, la **non-linéarité des équations dynamiques et la sensibilité aux variations de vitesse des moteurs**. Ce système est largement utilisé dans les laboratoires de recherche et d'enseignement pour tester et valider différentes stratégies de commande, allant des régulateurs classiques (PID) aux méthodes avancées comme la commande robuste, adaptative ou basée sur des observateurs. Grâce à sa complexité contrôlée, le TRMS constitue une plateforme pédagogique et scientifique précieuse, permettant de mieux comprendre les défis liés au contrôle des systèmes aéronautiques et d'expérimenter des solutions applicables aux hélicoptères et aux drones modernes.

Chapitre 3

Commande d'un simulateur de vol d'hélicoptère

Introduction

La synthèse d'une loi de commande adéquate représente une étape fondamentale dans l'analyse et la commande des systèmes dynamiques. Elle vise à garantir la stabilité du système en boucle fermée, à optimiser les performances dynamiques selon des critères prédéfinis, et à accroître la robustesse vis-à-vis des perturbations externes ainsi que des incertitudes inhérentes à la modélisation du procédé. [16]

Dans le domaine des hélicoptères autonomes, les publications scientifiques ont développé diverses méthodes de contrôle. Les techniques classiques, telles que les régulateurs PID, sont souvent utilisées pour leur simplicité de mise en œuvre, mais leur efficacité reste limitée face à des systèmes fortement non linéaires ou soumis à des perturbations importantes. Des méthodes de contrôle robuste ont donc été élaborées pour faire face à ces contraintes. [17]

La commande par mode glissant (Sliding Mode Control) constitue une approche de commande non linéaire largement adoptée, notamment en raison de sa robustesse élevée face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes, ainsi que de sa capacité à forcer les trajectoires du système à converger vers une variété de glissement prédéfinie et à y demeurer de manière stable. [18]

Par ailleurs, la stratégie de backstepping représente une méthodologie récursive de synthèse de lois de commande stabilisantes, particulièrement adaptée à une classe étendue de systèmes non linéaires en forme strict-feedback. Elle repose sur l'utilisation systématique de la théorie de Lyapunov pour assurer la stabilité asymptotique du système en boucle fermée. [19]

L'objectif de ce chapitre est de présenter ces différentes architectures de commande, d'en analyser les fondements théoriques ainsi que les avantages et limitations, puis de motiver rigoureusement le choix de l'approche la plus pertinente pour le système considéré.

3.1 Recherches scientifique récentes

Les travaux récents sur la commande des hélicoptères autonomes mettent en avant des approches **robustes et hybrides**, combinant notamment le **mode glissant**, le **backstepping** et les **méthodes adaptatives**. Ces stratégies visent à améliorer la précision, la stabilité et la résistance aux perturbations dans des systèmes fortement non linéaires et couplés comme les hélicoptères.

- **Mode glissant :** La théorie fondatrice a été posée par Utkin.[22] Des extensions notables incluent la commande avec retour d'accélération proposée par He et Han, [34], l'intégration de réseaux de neurones adaptatifs par Li et al. [35] ainsi que le développement d'un SMC à temps fixe avec observateur par Makki et Moosapour. [36]
- **Backstepping :** La formulation de référence est attribuée à Krstić et al. [28] Son application aux hélicoptères a été étudiée par Raptis et Valavanis, [25] tandis que Mahony et Hamel [26] ont démontré son efficacité pour le suivi de trajectoire.
- Approches hybrides : Plusieurs travaux ont cherché à combiner les avantages des différentes méthodes. Yang et Yan [27] ont proposé une commande intégrant backstepping et mode glissant. Zhang et al. [37] ont conçu une double boucle (SMC pour la position et backstepping glissant pour l'attitude), obtenant une erreur statique inférieure à 2 %. Wan et al. [38] ont intégré backstepping intégral, mode glissant et réseaux de neurones. Utkin et Shi [33] ont introduit le mode glissant intégral. Fellag et al. [39] ont proposé une commande basée sur la passivité. D'autres contributions incluent la commande basée sur la passivité une version continue réduisant le chattering (Sadala et al. [40]), ainsi que l'optimisation d'un super twisting PID par essaims particulaires. Abro et al. [41] ont optimisé un super twisting PID par essaims particulaires.

3.2 Stratégies de commande classiques : régulateur PID

Le régulateur PID (Proportionnel–Intégral–Dérivé) est l'un des correcteurs les plus largement implantés dans les applications industrielles, en raison de sa robustesse opérationnelle et de son efficacité, tout en présentant l'avantage majeur de ne pas requérir une modélisation dynamique explicite du procédé.

3.2.1 Simplification d'un contrôle PID

▷ **Action proportionnelle (P) :** elle est principalement utilisée pour accroître la rapidité de réponse du système en boucle fermée et réduire le temps de montée.

▷ **Action dérivée (D) :** elle améliore le comportement transitoire en augmentant l'amortissement, ce qui contribue à renforcer la stabilité du système.

▷ **Action intégrale (I) :** elle permet d'annuler l'erreur statique en régime permanent et d'améliorer la précision asymptotique. Par ailleurs, elle joue un rôle de filtrage des perturbations lentes, ce qui la rend particulièrement pertinente pour la régulation de grandeurs bruitées

telles que la pression.

- Structure des correcteurs PID.

De manière générale, l'action dérivée seule est rarement utilisée en pratique en raison de sa sensibilité au bruit et de son instabilité potentielle. Le correcteur opérationnel est donc généralement implémenté sous forme **Proportionnelle–Intégrale–Dérivée (PID)**.

Le triplet constitué du **gain proportionnel**, du **temps intégral** et du **gain dérivé** caractérise les trois degrés d'action du régulateur et définit les différentes dynamiques de correction, illustrées par les schémas correspondants.

- **Structure série :** les trois actions de commande sont mises en cascade, ce qui permet une interaction progressive des correcteurs au sein de la chaîne de régulation.

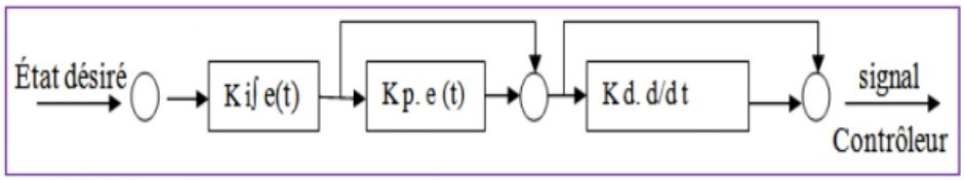


Fig. 3.1 : Structure série d'un PID.

► **Structure parallèle :** les actions de commande sont implémentées en parallèle, chaque terme (proportionnel, intégral et dérivé) agissant indépendamment sur l'erreur, puis leurs contributions sont sommées afin de former le signal de commande global. Cette architecture permet une interprétation modulaire des effets de chaque composante et facilite l'ajustement des gains du régulateur en fonction des exigences de performance du système.

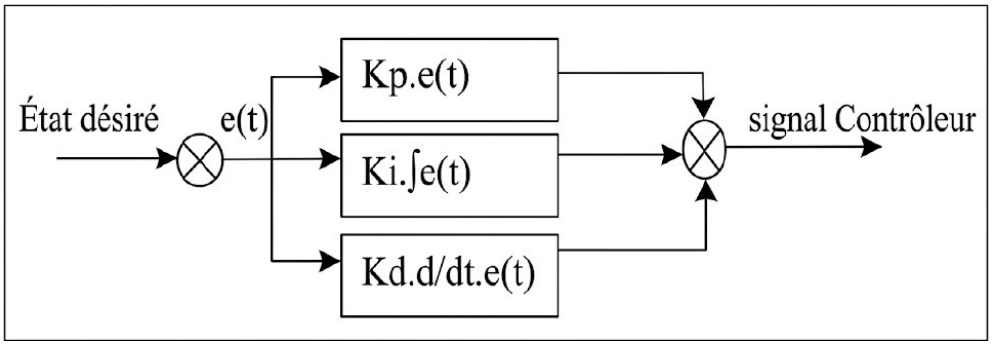


Fig. 3.2 : Structure parallèle d'un PID.

► **Structure mixte :** cette configuration combine les avantages des architectures série et parallèle. Les actions intégrale et dérivée sont généralement implémentées selon une structure parallèle, tandis que l'action proportionnelle est placée en série avec l'ensemble du correcteur. Cette hybridation permet d'exploiter simultanément la flexibilité du montage parallèle et la cohérence dynamique de la structure série, tout en améliorant les performances globales du système de régulation.

- **Réglage d'un PID**

Le réglage d'un régulateur PID consiste à déterminer de manière optimale les paramètres G Gain Proportionnel, T_i Temps d'Intégration et T_d Temps de Dérivation , de façon à garantir une réponse satisfaisante du procédé en boucle fermée. L'objectif principal est d'assurer un compromis adéquat entre robustesse, rapidité et précision.

Pour ce faire, il est nécessaire de satisfaire les critères suivants :

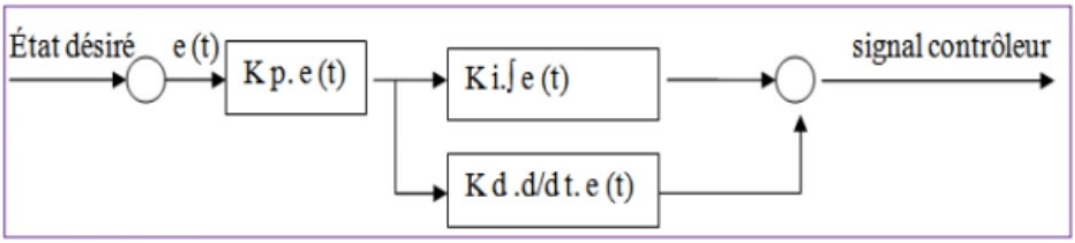


FIG. 3.3 : Structure mixte d'un PID.

- **Comportement en régulation (Rejet de perturbations) :** En configuration de régulation pure (consigne stationnaire), la syntonisation des paramètres du correcteur doit maximiser la dynamique de rejet des perturbations. L'objectif est de minimiser le temps de retour à l'état d'équilibre, forçant la variable mesurée à converger asymptotiquement vers le point de consigne après une transition transitoire.
- **Comportement en asservissement (Poursuite de consigne) :** En mode poursuite (consigne dynamique ou variable), le réglage de la boucle fermée vise à optimiser le profil de la réponse transitoire. Il s'agit de contraindre rigoureusement le dépassement unitaire maximal (overshoot) afin de prémunir le système contre les sollicitations mécaniques ou thermiques excessives et d'éviter les régimes oscillatoires micro-instables.
- **Évaluation de la robustesse :** La robustesse structurelle s'impose comme la spécification la plus critique et la plus complexe à quantifier. Elle caractérise l'aptitude de la loi de commande à maintenir les marges de stabilité (marge de phase et de gain) et les performances nominales face aux incertitudes de modélisation, aux dérives paramétriques du procédé et aux bruits de mesure.
- **Spécifications de la dynamique temporelle (Rapidité) :** La célérité globale du système asservi est intrinsèquement liée à deux indicateurs temporels clés : le temps de montée (qui traduit la réactivité initiale du système) et le temps d'établissement à 5%, ou 2%, qui marque l'entrée définitive de la sortie dans le corridor du régime permanent ou stationnaire.
- **Analyse de la précision et synergie des actions du PID :** La précision intrinsèque du système est évaluée à l'aune de son erreur statique (ou écart de position en régime permanent). Pour les systèmes linéaires invariants d'ordre inférieur, l'action combinée des trois composantes du bloc PID structure la réponse temporelle selon les principes suivants (cf. Figure 3.4) :

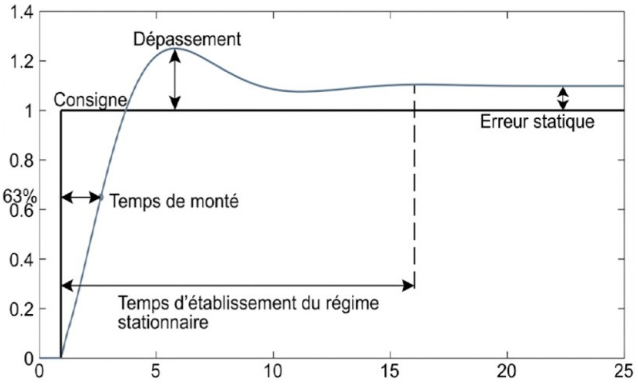


FIG. 3.4 : Structure mixte d'un PID.

3.2.2 Topologie de la commande PID Multi-Variable (MIMO)

L'architecture fondamentale liant le correcteur PID à un procédé de type MIMO (Multi-Entrées Multi-Sorties) est cartographiée au sein de la figure synoptique ci-après. Dans ce formalisme multidimensionnel, l'état dynamique du système est régi par le couplage de quatre vecteurs temporels distincts :

- $r(t)$ représente le vecteur colonne des grandeurs de référence (points de consigne imposés au système).
- $e(t)$ constitue le vecteur des écarts de boucle (signaux d'erreur, définis mathématiquement par la différence $r(t) - y(t)$).
- $u(t)$ désigne le vecteur des variables d'actionnement (signaux de commande générés par l'algorithme PID).
- $y(t)$ spécifie le vecteur des réponses observées (variables de sortie mesurées sur le processus industriel).

Dans cette configuration, l'algorithme de commande traite simultanément les interactions croisées entre les différentes voies du système, permettant ainsi de maintenir les performances de poursuite et de régulation malgré la complexité du couplage multi-variable. [20]

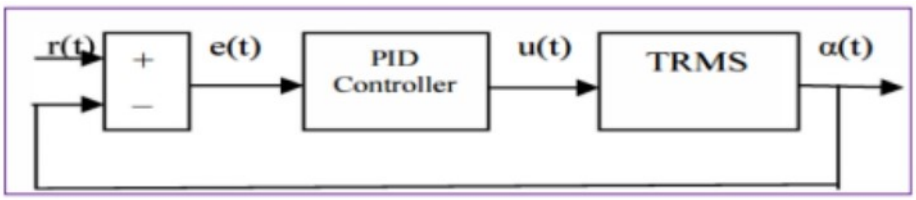


FIG. 3.5 : Représentation par blocs d'une boucle de régulation mixte PID-MIMO.

La loi de commande d'un régulateur PID classique peut être exprimée sous la forme suivante :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \qquad \text{(III.1)}$$

où : K_p désigne le gain proportionnel,
K_i représente le gain intégral,
K_d correspond au gain dérivé.

L'écart de régulation, appelé erreur de poursuite, est défini comme la différence entre la consigne et la sortie du système :

$$e(t) = r(t) - y(t)$$

avec $r(t)$ la référence (consigne) et $y(t)$ la sortie mesurée du système.

► **Avantages :** simplicité de conception et de mise en œuvre, facilité de réglage (méthodes empiriques), large utilisation industrielle, faible coût de calcul.

► **Inconvénients :** sensibilité aux perturbations externes, performances limitées pour les systèmes non linéaires, difficulté de réglage pour les systèmes complexes, robustesse insuffisante face aux incertitudes.

3.3 Stabilité des systèmes non linéaires

Dans le cadre de l'analyse mathématique de la stabilité, l'étude repose généralement sur l'utilisation d'un modèle dynamique représentatif du système considéré, permettant d'évaluer rigoureusement ses propriétés de stabilité. Toutefois, la validité des conclusions obtenues dépend étroitement du degré de fidélité du modèle vis-à-vis du système physique réel, condition indispensable pour garantir la pertinence de la transposition des résultats théoriques.

Par ailleurs, la théorie de la stabilité constitue un pilier fondamental de l'automatique moderne, dans la mesure où une grande variété de problématiques liées au comportement des systèmes dynamiques y sont directement rattachées.

Un cas représentatif est l'étude de la stabilité d'un point d'équilibre, généralement abordée à travers le formalisme de Lyapunov. Par définition, un système en équilibre conserve son état au cours de l'évolution temporelle. L'analyse consiste alors à étudier le comportement des trajectoires lorsque les conditions initiales sont situées dans un voisinage de l'état d'équilibre, ce qui permet de tenir compte des perturbations associées à des écarts initiaux non nuls.

L'analyse de la stabilité des systèmes non linéaires vise ainsi à caractériser leur comportement dynamique, en particulier dans le voisinage des points d'équilibre. Dans ce cadre, deux approches principales sont couramment utilisées pour l'étude de la stabilité locale ou globale :

- Le **plan de phase** est une méthode graphique utilisée pour analyser le comportement des systèmes du second ordre en régime libre ($u = 0$). Il repose sur la représentation des trajectoires dans l'espace d'état pour différentes conditions initiales, ce qui permet une analyse qualitative des caractéristiques du système.

Sa construction ne nécessite pas la résolution analytique des équations différentielles, ce qui est avantageux lorsque ces solutions ne sont pas disponibles. Grâce aux calculateurs modernes, les trajectoires peuvent être obtenues par **intégration numérique**, rendant la méthode efficace pour l'étude des systèmes non linéaires asservis.

Cette approche est **exacte**, ne requiert aucune hypothèse particulière et s'applique à tout type de non-linéarité. Dans de nombreux cas, un système non linéaire peut être approximé par un modèle du second ordre, ce qui fait du plan de phase un outil pertinent pour leur analyse.

3.3.1 Théorie de Lyapunov

Nous considérons la stabilité au sens de Lyapunov pour des systèmes autonomes à temps invariant, décrits par l'équation différentielle :

$$\dot{x} = f(x), x(t_0) = x_0$$

Une notion fondamentale dans l'étude de la stabilité est celle du point d'équilibre.

• **Définition 1 — Point d'équilibre :** Un état x_e est dit point d'équilibre du système (III.1) si, lorsque $x(t_1) = x_e$, alors $x(t) = x_e$ pour tout $t \geq t_1$. Autrement dit, x_e est un état stationnaire vérifiant $f(x_e) = 0$.

• **Définition 2 — Stabilité au sens de Lyapunov :** Le point d'équilibre x_e est dit stable si, pour tout $\varepsilon > 0$, il existe un rayon $\rho(\varepsilon) > 0$ tel que :

$$\|x_0 - x_e\| \leq \rho(\varepsilon) \quad \Rightarrow \quad \|x(t) - x_e\| \leq \varepsilon, \forall t \geq t_0$$

Cela signifie que, pour toute boule de rayon ε centrée en x_e, il existe une sous-boule de rayon $\rho(\varepsilon)$ telle que toute trajectoire issue d'une condition initiale située dans cette sous-boule reste confinée dans la boule de rayon ε.

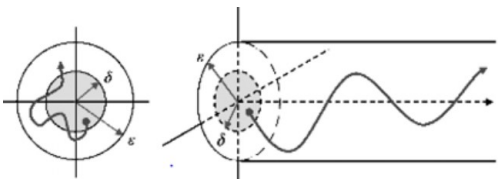


FIG. 3.6 : Illustration de la stabilité au sens de Lyapunov.

• **Définition 3**

Un système dynamique est dit **stable** lorsqu'une légère perturbation de son état d'équilibre ne l'éloigne pas significativement de ce point : il demeure à proximité de celui-ci. Cette définition traduit la capacité d'un système, pour des conditions initiales proches de l'équilibre, à rester confiné dans son voisinage malgré une perturbation.

Un exemple classique est celui d'une **bille placée sur une surface sphérique** :

- Dans le cas illustré à gauche de la figure (III.7), une petite perturbation ne fait que déplacer légèrement de la bille, laquelle reste au voisinage de sa position d'équilibre. Cet état d'équilibre est qualifié de **stable**.

- Dans le cas illustré à droite, la bille, soumise à une perturbation, s'éloigne définitivement de sa position initiale. Cet équilibre est alors dit **instable**.

Cette définition intuitive trouve sa traduction rigoureuse dans **la formulation mathématique de la stabilité de Lyapunov**, qui précise les conditions permettant de garantir ce comportement.[42]



FIG. 3.7 : Illustration de la définition intuitive de la stabilité.

3.4 Commande robuste : généralités

La commande robuste a été développée pour pallier les limites des approches traditionnelles face aux incertitudes de modélisation et aux perturbations externes. Son objectif est de garantir la stabilité et les performances pour un ensemble de modèles possibles. [21] Ces techniques reposent sur l'analyse des bornes d'incertitude et sont particulièrement adaptées aux systèmes aéronautiques.

► **Avantages :** résistance aux perturbations, fiabilité accrue.

► **Inconvénients :** complexité mathématique, difficulté de mise en œuvre.

3.5 Synthèse de la commande par modes glissants

3.5.1 Principe algorithmique

Introduite par Utkin, la commande par modes glissants constitue une approche algorithmique performante pour le contrôle robuste des structures non linéaires. [22] La stratégie sous-jacente consiste à diviser la dynamique du système bouclé en deux phases distinctes : une phase de ralliement vers une surface de glissement stable, suivie d'une phase de glissement asymptotique le long de cette frontière. La métrique de glissement s'énonce sous la forme :

$$S = \dot{e} + \lambda e(\lambda > 0)$$

L'existence et l'unicité du mode glissant sont dictées par le critère de Lyapunov, souvent implémenté via la condition d'attractivité stricte $\dot{S} = -K(S)$. [23] L'implémentation directe de cette loi de commutation engendre toutefois le phénomène de chattering (oscillations de forte amplitude et haute fréquence). La réduction de ces harmoniques indésirables est classiquement opérée par l'application d'un formalisme de couche limite (boundary layer), remplaçant la fonction de signe par un profil d'activation continu lisse (saturation ou fonction sigmoïde).[24]

3.6 Synthèse d'une loi de commande par modes glissants

Considérons une classe de systèmes dynamiques non linéaires à entrée unique et sortie unique (SISO), d'ordre n, régie par la représentation différentielle non autonome suivante :

$$y^{(n)} = f(y, \dot{y}, ..., y^{(1)}) + g(y, \dot{y}, ..., y^{(1)}).u + \Delta(y, \dot{y}, ..., y^{(1)})$$

où :

- $f(.)$ représente la dynamique interne du système ;
- $g(.)$ est le terme associé à l'entrée de commande u ;
- $(.)$ regroupe les incertitudes et perturbations.

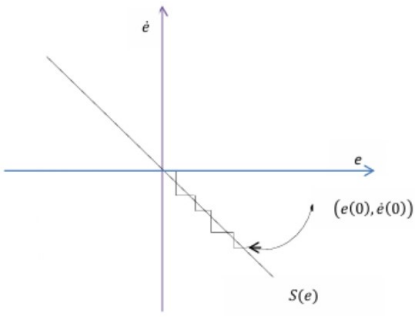


FIG. 3.8 : Schématisation du mode de glissement dans le plan de phase.

Introduite comme une fonction scalaire dans l'espace des phases, la surface de commutation matérialise l'objectif de commande. Elle est calibrée pour forcer le vecteur d'erreur $e(t)$ à intercepter et à glisser sur cette hypersurface jusqu'à l'origine, garantissant la convergence des variables d'état vers leurs trajectoires désirées. Ainsi, la fonction $S(t)$ encapsule les spécifications dynamiques requises pour le système. [43]

En s'appuyant sur le formalisme de J.-J. Slotine, cette surface est modélisée par la relation différentielle suivante :

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n+1} e = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(n-1)!}{k!(n-k-1)!} \left(\frac{d}{dt}\right)^{n-k-1} \lambda^k e \qquad (3.1)$$

La dérivé de S par rapport au temps et donnée par :

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n+1} \dot{e} = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(n-1)!}{k!(n-k-1)!} \left(\frac{d}{dt}\right)^{n-k-1} \lambda^k \dot{e} \qquad (3.2)$$

$$= e^{(n)} + \sum_{k=1}^{n-1} \frac{(n-1)!}{k!(n-k-1)!} \left(\frac{d}{dt}\right)^{n-k-1} \lambda^k \dot{e} \qquad (3.3)$$

où :

- $e(t)$ est l'erreur de poursuite ;
- > 0 est un paramètre de conception ;
- n est le degré relatif du système.

3.6.1 Application Autour de l'axe de tangage du repère corps

Le modèle dynamique de l'hélicoptère selon l'axe de tangage s'écrit : [25]

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{I_1}[-M_g \sin x_1 - B_1 \psi x_2 + K_{gx} x_5^2 \sin(2x_1) + (a_1 x_3^2 + b_1 x_3)(1 - K_{gy} x_5 \cos x_1)]$$

$$\dot{x}_3 = \frac{T_{10}}{T_{11}} x_3 + \frac{k_{11}}{T_{11}} u_1 \qquad (3.4)$$

La commande réelle u_1 n'agit pas directement sur x_1 mais via l'état intermédiaire x_3. On introduit donc une **commande virtuelle** x_3^* à suivre. [26][27] En posant l'erreur $e_1 = x_1 - x_{1d}$ et la surface $s_1 = \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1$, et en imposant $\dot{s}_1 = -K_1 sign\ (s_1)$, on obtient :

$$(a_1 x_3^2 + b_1 x_3)(1 - K_{gy} x_5 \cos\ x_1) = F$$

avec

$$F = I_1[-K_1 sign\ (s_1) + \ddot{x}_{1d} - \lambda_1(x_2 - x_{1d})] + M_g sin\ x_1 + B_{1\psi} x_2 - K_{gx} x_5^2 sin\ (2x_1)$$

La commande virtuelle est alors la solution positive de l'équation quadratique :

$$x_3^* = \frac{-b_1 + \sqrt{b_1^2 + 4a_1 \dfrac{F}{K_{gy} x_5 \cos x_1}}}{2a_1} \qquad (3.5)$$

On impose une dynamique auxiliaire $\dot{x} = x_3^* - K_s sign\ (s_1)$, ce qui donne la loi de commande réelle :

$$u_1 = \frac{T_{11}}{k_{11}} \left(x_3^* + \frac{T_{10}}{T_{11}} x_3 - K_s sign(s_1) \right)$$

De manière analogue, pour l'axe de lacet :

$$u_2 = \frac{T_{21}}{k_{22}} \left(x_6^* + \frac{T_{20}}{T_{21}} x_6 - K_s" \ "sign\ (s_2) \right)$$

avec $s_2 = \dot{e}_2 + \lambda_2 e_2$, $e_2 = x_4 - x_{4d}$.

3.6.2 Atténuation du chattering

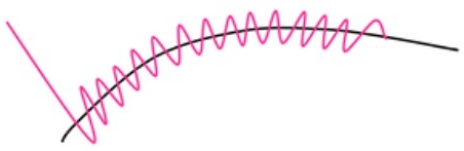


FIG. 3.9 : Illustration de la définition intuitive de la stabilité.

Pour limiter les oscillations de haute fréquence, la fonction signe est remplacée par une approximation continue tanh (s/ε) avec $\varepsilon = 0,01$. [24].

Synthèse :

- **Avantages de mode glissant :** forte robustesse, bonne précision.
- **Inconvénients de mode glissant :** phénomène de chattering, commande discontinue.

3.7 Commande par backstepping

3.7.1 Principe général

La technique du backstepping (ou commande intégratrice) configure une approche récursive et formalisée pour la synthèse de lois de commande dédiées aux dynamiques non linéaires structurées sous forme strictement triangulaire. Cette méthodologie opère par décomposition en sous-systèmes cascadés, où chaque variable d'état intermédiaire est exploitée comme une entrée de commande virtuelle stabilisante. Elle utilise une approche récursive et des fonctions de Lyapunov pour garantir la stabilité globale. [28] Considérons un système sous forme triangulaire :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, ..., x_n) + g_n(x_1, ..., x_n)u\end{aligned}$$

avec $g_i(.) \neq 0$. On définit les erreurs $z_i = x_i - \alpha_{i--1}$, où α_{i-1} est une commande virtuelle construite récursivement. À chaque étape, on enrichit la fonction de Lyapunov d'un terme quadratique et on choisit la commande virtuelle pour rendre sa dérivée négative. La dernière étape donne la commande réelle u. [29]

3.7.2 Transformation du modèle de l'axe de lacet

Le modèle de l'axe de lacet s'écrit : [30]

$$\dot{x}_4 = x_5$$

$$\dot{x}_5 = \frac{1}{2}[-B_{1\phi}x_5 - \frac{1}{T_p}(x_7 + k_c T_0 z_1) + (a_2 x_6^2 + b_2 x_6)]$$

$$\dot{x}_6 = -\frac{T_{20}}{T_{21}}x_6 + \frac{k_{22}}{T_{21}}u_2 \qquad (3.6)$$

On introduit la variable auxiliaire $z_2 = a_2 x_6^2 + b_2 x_6$. [31] devient :

$$\dot{x}_4 = x_5$$

$$\dot{x}_5 = \frac{1}{I_2}[-B_{1\phi}x_5 - \frac{1}{T_p}(x_7 + k_c T_0 z_1) + z_2]$$

$$\dot{z}_2 = (2a_2 x_6 + b_2)\left(-\frac{T_{20}}{T_{21}}x_6 + \frac{k_{22}}{T_{21}}u_2\right) \qquad (3.7)$$

3.7.3 Étapes de synthèse

Étapes 1: Stabilisation de l'angle de lacet x_4

On définit $e_4 = x_4 - x_{4d}$ [32] et $V_1 = \frac{1}{2}e_4^2$. La commande virtuelle α_2 est choisie avec un terme intégral pour améliorer la robustesse :

$$\alpha_2 = \dot{x}_{4d} - c_4 e_4 - \lambda_2 \int_0^t e_4(t)dt$$

On obtient $\dot{V}_1 = -c_4 e_4^2 - \lambda_2 e_4 \int e_4 dt + e_4 e_5$, avec $e_5 = x_5 - \alpha_2$.

Étapes 2: Stabilisation de e_5

On prend $V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_5^2$. [33] En imposant une dynamique sur l'erreur, on définit la commande virtuelle désirée pour z_2 :

$$z_{2d} = I_2(-c_5 e_5 + \dot{\alpha}_2) + B_{1\phi} x_5 + \frac{1}{T_p}(x_7 + k_c T_0 z_1)$$

Alors $\dot{V}_2 = -c_4 e_4^2 - c_5 e_5^2 - \lambda_2 e_4 \int e_4 dt + \frac{1}{I_2} e_5 e_6$ avec $e_6 = z_2 - z_{2d}$.

Étapes 3: Synthèse de la commande réelle u_2

On prend $V_3 = V_2 + \frac{1}{2}e_6^2$. En forçant la décroissance, on obtient la loi de commande :

$$u_2 = \frac{T_{21}}{k_{22}(2a_2 x_6 + b_2)} \left(\dot{z}_{2d} - c_6 e_6 - \frac{1}{I_2} e_5 + \frac{T_{20}}{T_{21}}(2a_2 x_6 + b_2) x_6 \right)$$

3.7.4 Stabilité de Lyapunov

Avec les gains c_4,c_5,c_6,$\lambda_2 > 0$ suffisamment grands, l'origine de l'espace des erreurs (e_4,e_5,e_6,$\int e_4 dt$) est globalement asymptotiquement stable.[28] La fonction de Lyapunov candidate :

$$V = \frac{1}{2}e_4^2 + \frac{1}{2}e_5^2 + \frac{1}{2}e_6^2 + \frac{1}{2}\lambda_2 (\int e_4 dt)^2$$

vérifie $\dot{V} = -c_4 e_4^2 - c_5 e_5^2 - c_6 e_6^2$ 0.

3.7.5 Remarque sur le chattering

La commande backstepping classique est continue, donc exempte de chattering. En cas d'extension hybride, on peut recourir à des approximations continues. [24]

Synthèse :

- **Avantages de backstepping :** robustesse, précision, stabilité garantie.
- **Inconvénients de backstepping :** complexité calculatoire, sensibilité aux erreurs de modèle (version non adaptative).

3.8 Comparaison synthétique des méthodes

Tab. 3.1 : Comparaison globale des méthodes

Méthode	Avantages	Inconvénients
PID classique	Simple, rapide,	Peu robuste, limité au non linéaire
Commande robuste	Résiste aux perturbation	Complexe mathématiquement.
Mode glissant	Très robuste	Complexe (réticence), commande discontinue.
Backstepping	Précis, stable (Lyapunov)	Clacul lourd, dépend fortement du modèle.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence et analyser les principales stratégies de commande utilisées dans le cadre de l'étude du système considéré, en procédant à une comparaison de leurs performances et de leurs caractéristiques structurelles.

Ces commandes sont **applicables à un simulateur de vol d'hélicoptère autonome** et s'inscrivent dans une démarche progressive. Après avoir rappelé les **méthodes classiques de commande** telles que le **PID**, nous avons approfondi l'étude de deux approches **robustes et non linéaires**.

La commande par mode glissant se distingue par une robustesse élevée vis-à-vis des perturbations externes et des incertitudes paramétriques, assurée par une convergence en temps fini vers une surface de glissement. Néanmoins, le phénomène de chattering nécessite des techniques d'atténuation pratiques (remplacement De la fonction signe par tanh).La commande backstepping, quant à elle, offre une construction systématique de lois de commande stables via des fonctions de Lyapunov, garantissant une excellente précision en régime nominal, mais elle est plus sensible aux erreurs de modélisation.

L'analyse de la littérature récente montre une nette tendance vers les approches hybrides combinant les avantages des deux méthodes. Pour notre simulateur, compte tenu de l'importance de la robustesse face aux perturbations aérodynamiques (vent, turbulences), nous retenons la commande par mode glissant comme solution principale. Le backstepping pourra être utilisé comme référence comparative pour les scénarios nominaux.

Chapitre 4

Commandes appliquées sur notre système (TRMS) Et résultat de simulation

Ce chapitre présente l'application de trois stratégies de commande sur **le Twin Rotor MIMO System (TRMS)** : les stratégies de régulation par **correcteur proportionnel-intégral-dérivé (PID)**, la commande robuste par **modes glissants**, ainsi que le formalisme récursif du **backstepping** (ou commande rétroactive intégratrice). Chacune est mise en œuvre afin d'assurer la stabilité et le suivi des angles du système. Les performances obtenues sont ensuite évaluées à travers des **résultats de simulation**, permettant de comparer rapidité, précision et robustesse de chaque approche.

Introduction

Dans le paradigme de l'automatique et de la régulation des systèmes dynamiques, la sélection de l'architecture de commande (ou de la loi de synthèse) constitue un facteur déterminant pour garantir la stabilité, la robustesse et les performances nominales du système bouclé déterminant dans la stabilité, la performance et la robustesse de l'ensemble. Les approches classiques, telles que la commande proportionnelle-intégrale-dérivative (PID), ont longtemps constitué la solution de référence grâce à leur simplicité de mise en œuvre et leur efficacité dans de nombreux contextes industriels.[44] Cependant, face à des systèmes non linéaires, caractérisés par des incertitudes paramétriques structurelles et assujettis à des perturbations exogènes non mesurables., ces méthodes classiques montrent leurs limites. [47]

Afin de pallier ces insuffisances, des stratégies de commande dites **robustes** ont été développées. Parmi elles, **la commande par mode glissant** se distingue par sa capacité à garantir la résilience et l'invariance structurelle face à des incertitudes et perturbations, en imposant une dynamique souhaitée au système. [45][48] De même, la méthode de backstepping constitue une démarche rigoureuse pour la génération de lois de commande spécifiquement calibrées pour les systèmes non linéaires, en exploitant une construction récursive des fonctions de Lyapunov. [46][47]

4.1 Commande par contrôle PID

Le correcteur PID représente une stratégie de régulation fondée sur trois actions fondamentales, destinée à réduire l'erreur statique et dynamique entre la valeur de référence et la réponse effective du système.

4.1.1 L'équation utiliser pour la simulation

L'équation est la suivante :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \qquad (4.1)$$

(***Note :*** Dans votre image, le dernier terme utilise $K_{p'}$ mais il s'agit conventionnellement du gain dérivé K_d ou T_d).

Composantes de l'équation

- $u(t)$ **:** Le signale de commande envoyé au système.
- $e(t)$ **:** L'erreur (différence entre la consigne et le mesure).
- **Terme Proportionnel** $(K_p e(t))$ **:** Réagit l'erreur actuelle. Plus l'erreur est grande, plus l'action est forte.
- **Terme Intégral** $\left(K_i \int e(t)dt\right)$ **:** Élimine l'erreur statique en accumulant les erreur passées.
- **Terme Dérivé** $\left(K_d \frac{de}{dt}\right)$ **:** Anticipe les variations futures de l'erreur pour stabiliser la réponse et réduire les dépassements.

4.1.2 Résultats de simulation

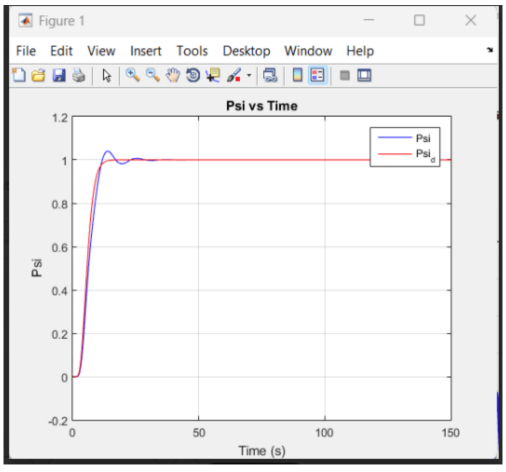


FIG. 4.1 : La figure représente les résultat de simulation de psi (ψ) avec la commande PID.

4.1.3 Lecture de graphe

Le graphe illustre l'évolution temporelle de l'angle d'élévation psi (ψ) de la tige du TRMS, exprimé en radians, en fonction du temps.

4.1.4 Interprétation des résultats

Au cours de la **phase initiale**, la tige part d'une position proche de zéro et s'élève rapidement vers la consigne. On observe alors un **dépassement (overshoot)**, la valeur franchissant légèrement la cible avant de se stabiliser, ce qui traduit un réglage du PID orienté vers la rapidité de réponse. Dans la suite, apparaissent des **oscillations amorties** autour de la consigne, résultant de l'action combinée des trois composantes du régulateur : la partie proportionnelle (P) qui accélère la convergence, la partie intégrale (I) qui supprime l'erreur statique résiduelle, et la partie dérivée (D) qui atténue les oscillations, avec une efficacité dépendante du réglage choisi. Enfin, en **régime permanent**, la courbe se stabilise autour de la consigne et l'erreur de position devient pratiquement nulle, traduisant la stabilisation du système. La qualité de cette stabilisation dépend du compromis adopté dans le choix des gains PID, entre rapidité, dépassement et robustesse.

4.1.5 Résultats de simulation

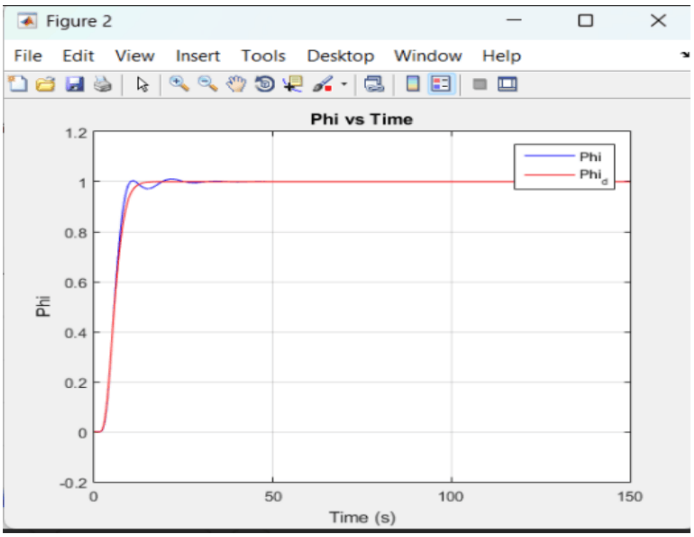


FIG. 4.2 : La figure représente les résultat de simulation de (ϕ) avec la commande PID.

4.1.6 Lecteur du graphe

Le graphe illustre l'évolution temporelle de l'angle d'azimut (ϕ) phi de la tige du TRMS, exprimé en radians, en fonction du temps.

4.1.7 Interprétation des résultats

1. **Phase initiale (transitoire rapide)**
   - La tige démarre proche de zéro et monte rapidement vers la consigne.
   - On observe un **dépassement (overshoot)** : la valeur dépasse légèrement la cible.
   - Cela traduit un réglage du PID orienté vers la rapidité de réponse.
2. **Oscillations amorties**
   - Après le dépassement, la courbe oscille autour de la consigne.
   - Ces oscillations proviennent de l'équilibre entre les trois termes du PID :
     - **P (Proportionnel) :** accélère la montée vers la consigne.
     - **I (Intégral) :** supprime l'erreur résiduelle.
     - **D (Dérivé) :** amortit les oscillations et stabilise la trajectoire.
3. **Régime permanent**
   - La courbe finit par se stabiliser autour de la consigne.
   - L'erreur de position devient quasi nulle → le système est **stabilisé**.
   - La qualité de la stabilisation dépend du compromis choisi dans les gains PID.

Remarque sur le TRMS

• Le PID réussit **à contrôler l'azimut de la tige** malgré la dynamique complexe et couplée du TRMS. La forme de la courbe illustre le compromis classique : **rapidité face au dépassement et stabilité**. Le PID permet de **stabiliser** le TRMS et d'atteindre la consigne, mais : il reste limité en **robustesse** et en **performance optimale**. Pour un système aussi complexe, on préfère souvent des commandes avancées telles que la **commande par mode glissant**, et le **backstepping**. [48]

4.1.8 Commande PID avec perturbation

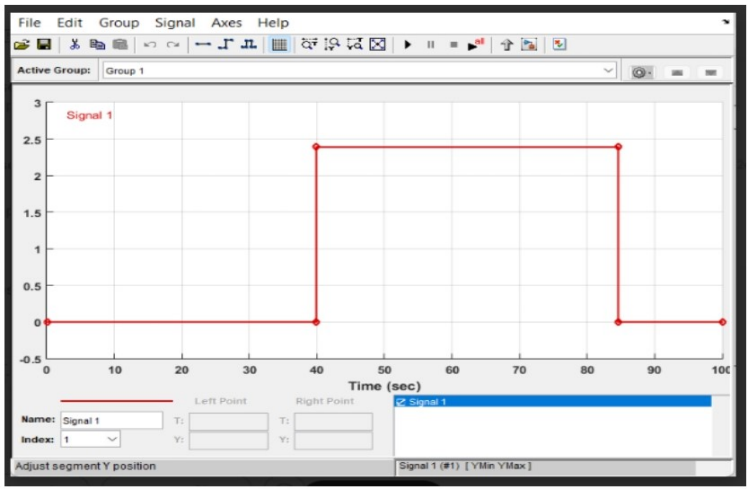


Fig. 4.3 : La perturbation (signal builder) appliquer sur les commandes.

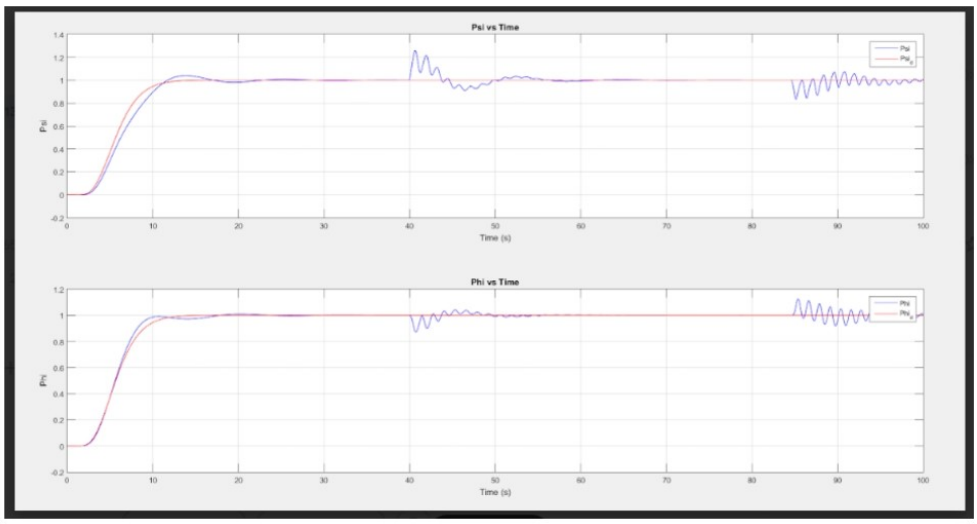


FIG. 4.4 : La figure représente les résultats de simulation de **psi** (ψ) et Phi (ϕ) par la commande PID avec perturbation (signal builder).

4.1.9 Interprétation des résultats

Ce graphique illustre le comportement du système régulé par un PID classique soumis à une perturbation de type impulsionnelle introduite via le Signal Builder entre $t = 40$ et $t = 84s$. On observe une sensibilité remarquable du système face à cette contrainte extérieure. Dès l'apparition de la perturbation à $t = 40s$, ainsi qu'à sa disparition à $t = 84s$, le système subit de fortes oscillations harmoniques et un dépassement (Overshoot) important. Le régulateur PID prend un temps relativement long pour amortir ces oscillations et ramener le système à son régime permanent. Cela met en évidence les limites de la régulation classique en termes de rejet de perturbations et de robustesse.

Remarque sur TRMS

Le système est **stabilisé en régime permanent** hors perturbation, mais devient instable dès qu'une contrainte extérieure est introduite. Cela confirme que le PID seul n'est pas suffisant pour garantir un **rejet robuste des perturbations**. [49] [50]

Dans un contexte aéronautique ou de commande d'hélicoptère, ce manque de robustesse peut être critique, d'où l'intérêt de méthodes avancées comme le backstepping ou le sliding_mode. [51][52][53]

4.1.10 Analyse des mérites et contraintes inhérents à la commande PID

Ce tableau récapitulatif présente une comparaison systématique des avantages et faiblesses des correcteurs usuels. :

Tab. 4.1 : des mérites et contraintes inhérents à la commande PID [93][94]

Action	Avantage	Inconvénient
Propositionnel	Diminue l'erreur statique. Diminue le temps de réponde.	Augmente le dépassement. Diminue la stabilité.
Intégral	Annulé l'erreur statique. Argumente la statique.	Système par fois lent en BF.
Dérivé	Améliore stabilité et rapidité.	Sensibilité de système au bruit.

4.1.11 Conclusion 1

L'utilisation d'une commande PID pour piloter le TRMS (Twin Rotor MIMO System) permet garantir une stabilisation nominale des variables angulaires de psi (ψ) et de glissement phi (ϕ). Le régulateur PID est d'implémentation aisée en œuvre, intuitif et performant dans atteindre la consigne avec une erreur finale quasi nulle.

Cependant, ses limites apparaissent clairement :

- Il ne prend pas en compte le **couplage entre les axes** du TRMS. [54]
- Il reste sensible aux **perturbations et non-linéarités** du système. [55]
- Le réglage des gains est délicat et souvent un compromis entre rapidité, dépassement et stabilité. [56] [57] [58]

Ainsi, le PID constitue une **solution de base** pour la commande du TRMS, mais il n'est pas suffisant pour garantir des performances robustes et optimales dans toutes les conditions. Pour un système aussi complexe et fortement couplé, il est préférable de recourir à des stratégies plus avancées (commande par mode glissant, backstepping) qui offrent une meilleure prise en compte des non-linéarités et des incertitudes. [59] [60]

4.2 Commande par Backstepping

Cette approche fournit un cadre systématique pour la conception de contrôleurs non linéaires. L'idée centrale est de déterminer une loi de commande telle que, pour une fonction de Lyapunov définie positive, sa dérivée soit maintenue négative. L'objectif est d'obtenir, via une construction récursive par étapes, une commande assurant la stabilité asymptotique globale du système. À la différence de nombreuses méthodes classiques, le backstepping ne souffre d'aucune contrainte liée à la structure des non-linéarités. [61][62]

4.2.1 Principe de Backstepping

Le **principe du backstepping** consiste à stabiliser progressivement le système en partant des sous-systèmes les plus simples. À chaque étape, une **commande virtuelle** est introduite afin de stabiliser une partie du système, et l'on construit une **fonction de Lyapunov** associée à cette étape. Ensuite, on « recule » vers l'équation précédente pour corriger l'erreur et enrichir la fonction de Lyapunov. Ce processus est répété de manière récursive jusqu'à la dernière équation, où la **commande réelle** est finalement définie. [63][64][65][66][67]

Étapes typiques

1. **Décomposition du système** sous forme strict-feedback. [63]
2. **Stabilisation du premier sous-système** avec une commande virtuelle. [64]
3. **Extension de la fonction de Lyapunov** pour inclure les nouvelles variables. [65]
4. **Itération** jusqu'à obtenir une loi de commande finale garantissant la stabilité globale. [66][67]

4.2.2 Équation de backstepping

Backstepping - Étape 1

Erreur de suivi :

$$e_1 = x_1 - x_{1d} \qquad (4.2)$$

Commande virtuelle :

$$\alpha_1 = \dot{x}_{1d} - c_1 e_1 - \lambda_1 \int e_1 dt \qquad (4.3)$$

Erreur intermédiaire :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \qquad (4.4)$$

Étape 2

Dérivée de la commande virtuelle :

$$\dot{\alpha_1} = \ddot{x}_{1d} - c_1(x_2 - \dot{x}_{1d} - \lambda_1 e_1 \qquad (4.5)$$

Définition :

$$z_1 = \alpha_1 x_3^2 + b_1 x_3 \qquad (4.6)$$

Commande virtuelle désirée :

$$z_{1d} = \frac{I_1}{1 - K_{gy} x_5 \cos x_1}(-c_2 e_2 + \dot{\alpha}_1) + \frac{M_g \sin(x_1) + B_{1\psi} x_2 - K_{gy} x_5^2 \sin(2x_1)}{1 - K_{gy} x_5 \cos x_1} \qquad (4.7)$$

Étape 3

Erreur final :

$$e_3 = z_1 - z_{1d} \qquad (4.8)$$

Dérivée de z_1 :

$$\dot{z}_1 = (2\alpha_1 x_3 + b_1)\dot{x}_3 \qquad (4.9)$$

Commande réelle u_1 :

$$u_1 = \frac{T_{11}}{k_{11}(2\alpha_1 x_3 + b_1)} \left[\dot{z}_{1d} - c_3 e_3 + \frac{T_{10}}{T_{11}}(2\alpha_1 x_3 + b_1) x_3 \right] \qquad (4.10)$$

Backstepping - Étape 1

$$\begin{gathered} e_4 = x_4 - x_{4d} \\ \alpha_2 = \dot{x}_{4d} - c_4 e_4 - \lambda_2 \int e_4 dt \\ e_5 = x_5 - \alpha_2 \end{gathered} \qquad (4.11)$$

Étape 2

$$\dot{\alpha}_2 = \ddot{x}_{4d} - c_4(x_5 - \dot{x}_{4d} - \lambda_2 e_4 \qquad (4.12)$$

Définition :

$$z_2 = \alpha_2 x_6^2 + b_2 x_6 \qquad (4.13)$$

Commande virtuelle désirée

$$z_{2d} = I_2(-c_5 e_5 + \dot{\alpha}_2) + B_{1\phi} x_5 + \frac{1}{T_p}(x_7 + k_c T_0 z_1) \qquad (4.14)$$

Étape 3

$$\begin{gathered} e_6 = z_2 - z_{2d} \\ \dot{z}_2 = (2\alpha_2 x_6 + b_2)\dot{x}_6 \end{gathered} \qquad (4.15)$$

Commande réelle u_2

$$u_2 = \frac{T_{21}}{k_{22}(2\alpha_2 x_6 + b_2)} \left[\dot{z}_{2d} - c_6 e_6 + \frac{T_{20}}{T_{21}}(2\alpha_2 x_6 + b_2) x_6 \right] \qquad (4.16)$$

Avec

$$C_1, C_2, ..., C_6 > 0$$

4.2.3 Résultats de simulation

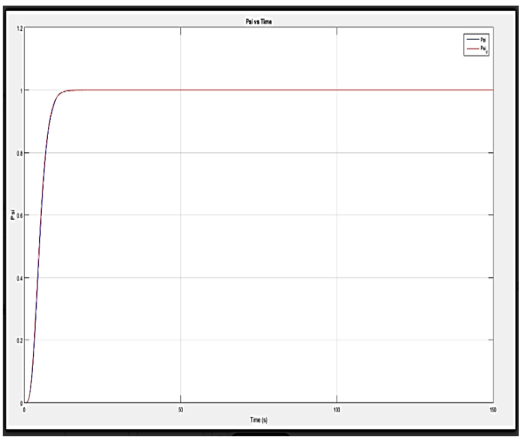


FIG. 4.5 : La figure représente les résultats de simulation **psi** (ψ) avec la commande de Backstepping.

4.2.4 Interprétation des résultat

- Dans la **phase initiale**, la réponse du système évolue rapidement vers la consigne. Contrairement au PID, le dépassement est généralement réduit, car la méthode de backstepping tient compte des modes propres et des couplages internes. Vient ensuite la stabilisation, où les oscillations autour de la consigne sont nettement moins marquées que sous PID. En effet, le backstepping construit la commande de manière hiérarchique, en stabilisant chaque sous-système avant de passer au suivant, ce qui permet une meilleure maîtrise des non-linéarités et des couplages. Enfin, en **régime permanent**, la courbe se stabilise proprement autour de la consigne et l'erreur finale devient quasi nulle, traduisant une robustesse accrue face aux incertitudes et aux interactions complexes du TRMS.

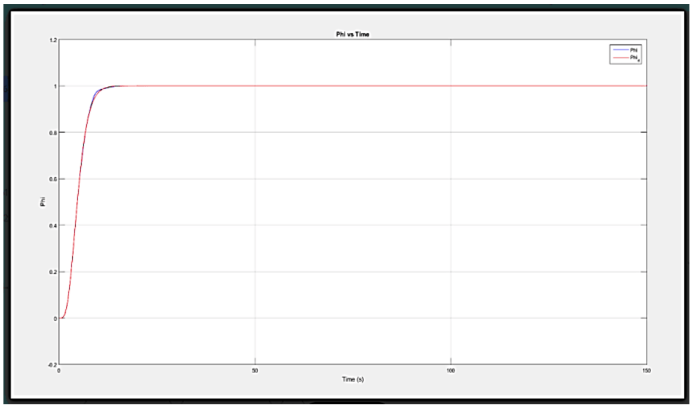


FIG. 4.6 : La figure représente les résultats de simulation Phi (ϕ) avec la commande de Backstepping.

4.2.5 Interprétation des résultat

1. **Phase initiale :**
   - La réponse démarre rapidement vers la consigne.
   - Contrairement au PID, le dépassement est **faible voire inexistant**, car le backstepping incorpore l'ensemble des états internes et leur évolution.
2. **Stabilisation :**
   - Les oscillations autour de la consigne sont **fortement réduites**.
   - Le backstepping stabilise chaque sous-système de manière hiérarchique, ce qui permet de mieux gérer les couplages entre élévation (tita) et azimut (phi).
3. **Régime permanent :**
   - La courbe se stabilise proprement autour de la consigne.
   - L'erreur finale est quasi nulle → preuve d'une robustesse accrue face aux perturbations et aux non-linéarités du TRMS.

Remarque sur le TRMS

- Le backstepping est **particulièrement adapté aux systèmes non linéaires et couplés** comme le TRMS. [68]
- Il offre une meilleure stabilité et réduit les oscillations par rapport au PID. [69][70]
- La commande est plus complexe à concevoir, mais elle compense les limites du PID en prenant en compte la structure hiérarchique des équations du système. [71][72][73]

4.2.6 Le backstepping avec perturbation

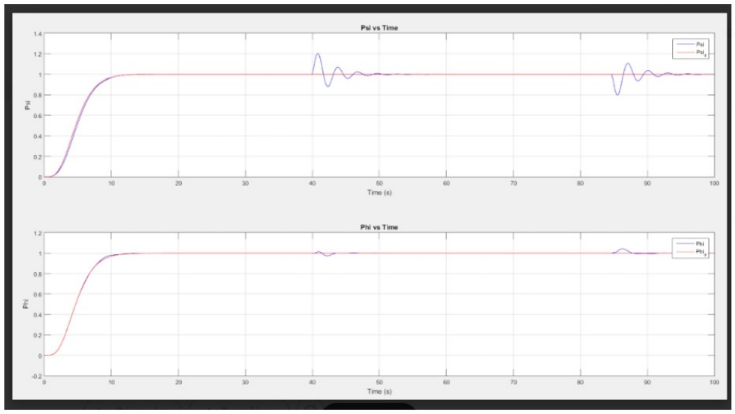


FIG. 4.7 : La figure représente les résultats de simulation **psi** (ψ) et **Phi** (ϕ) avec perturbation (signal builder) on **applique le Backstepping**.

4.2.7 Interprétation des résultat

Ce scénario montre une nette amélioration des performances grâce à la commande non linéaire Backstepping. Lors de l'application de la perturbation à $t = 40s$, le système réagit par une légère déviation transitoire, mais le contrôleur - basé sur les fonctions de stabilité de Lyapunov – parvient à rejeter l'effet de l'anomalie très rapidement. Les oscillations sont instantanément étouffées, et la sortie rejoint sa consigne en un temps record. Le même comportement dynamique et robuste est observé lors de l'annulation de la perturbation à $t = 84s$. Ce test confirme la supériorité de la commande Backstepping par rapport au PID en termes de rapidité et de précision dynamique.

4.2.8 Points forts du backstepping

- **Stabilité accrue :** la réponse atteint la consigne avec peu ou pas de dépassement. [74]
- **Oscillations réduites :** le système se stabilise plus rapidement et de manière plus propre. [75]
- **Robustesse :** meilleure résistance aux perturbations, incertitudes et couplages entre les axes (élévation tita et azimut phi). [76]
- **Adaptation aux non-linéarités :** contrairement au PID, le backstepping prend en compte la structure hiérarchique et non linéaire du TRMS. [77]

Limites

- Complexité de conception : nécessite une modélisation précise du système et une démarche mathématique plus lourde. [78]
- Mise en œuvre plus exigeante : demande davantage de calculs et de connaissances théoriques que le PID. [79]

4.2.9 conclusion 2

Le backstepping est une **méthode avancée** qui permet de dépasser les limites du PID pour un système complexe et fortement couplé comme le TRMS. Il garantit une meilleure précision et une stabilité globale, mais au prix d'une conception plus sophistiquée.

4.3 Commande de modes glissants

La régulation par modes glissants (ou sliding mode control) est une stratégie de commande non linéaire robuste dont l'objectif est de contraindre le vecteur d'état du système à converger vers un hyperplan de commutation défini par l'équation $S = 0$, dénommé surface de glissement. Une fois cette surface atteinte, la dynamique du système — régie par l'équation $S = 0$ − devient invariante et dépend exclusivement du choix de ladite surface, assurant ainsi la convergence asymptotique du vecteur d'état vers l'origine de l'espace des phases (point

d'équilibre). On qualifie alors ce régime de mode glissant, caractérisé par une trajectoire contrainte à évoluer sur la surface jusqu'à atteindre l'état d'équilibre. [80] [81]

4.3.1 Équation de modes glissants

Synthèse de la régulation par régime de glissement

On considère le modèle dynamique du système décrit par les équations suivantes :

$$\dot{x}_i = x_2$$
$$\dot{x}_2 =$$
$$\frac{1}{I_1}\left[-M_g \sin(x_1) - B_{1\psi} x_2 + K_{gx} x_5^2 \sin(2x_1) + (a_1 x_3^2 + b_1 x_3)(1 - K_{gy} x_5 \cos x_1)\right]$$
$$\dot{x}_3 = -\frac{T_{10}}{T_{11}} x_3 + \frac{k_{11}}{T_{11}} u_1 \qquad (4.17)$$

La finalité de la loi de commande consiste à garantir le suivi asymptotique d'une trajectoire de référence de la variable x_1 vers la trajectoire désirée x_{1d}.

Pour cela, on définit l'erreur suivi :

$$e_1 = x_1 - x_{1d} \qquad (4.18)$$

La dynamique de l'erreur de poursuite s'exprime sous la forme :

$$\dot{e}_1 = x_2 - \dot{x}_{1d} \qquad (4.19)$$

Dans La **régulation via** Sliding Mode Control, **la variété de glissement** est choisie comme suite :

$$s_1 = \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1 \qquad (4.20)$$

En substituant l'expression de l'erreur, on obtient :

$$s_1 = x_2 - \dot{x}_{1d} + \lambda_1 (x_1 - x_{1d}) \qquad (4.21)$$

où λ_1 est une grandeur invariante strictement positive.

Dérivée de L'hypersurface de basculement vérifie la relation :

$$\dot{s}_1 = \dot{x}_2 - \ddot{x}_{1d} + \lambda_1 (x_2 - \dot{x}_{1d}) \qquad (4.22)$$

En remplaçant $\dot{x}_2$ par son expression dynamique, on obtient :

$$\dot{s}_1 = \frac{1}{I_1}\left[-M_g \sin(x_1) - B_{1\psi}x_2 + K_{gx}x_5^2 \sin(2x_1) + (a_1x_3^2 + b_1x_3)(1 - K_{gy}x_5 \cos x_1)\right] - \ddot{x}_{1d} + \lambda_1(x_2 - \dot{x}_{1d})$$

Afin de garantir l'atteinte de l'hyperplan de commutation de glissement, on impose la condition suivante :

$$\dot{s}_1 = -K_1 sign(s_1)$$

où k_1 est une constante positive.

En identifiant les deux expressions de $\dot{s}_1$, on obtient :

$$(a_1x_3^2 + b_1x_3)(1 - K_{gy}x_5 \cos x_1) = F \qquad (4.23)$$

avec :

$$F = I_1(-K_1 sign(s_1) + \ddot{x}_{1d} - \lambda_1(x_2 - \dot{x}_{1d})) + M_g \sin(x_1) + B_{1\psi}x_2 - K_{gx}x_5^2 \sin(2x_1) \qquad (4.24)$$

Ainsi, on obtient :

$$a_1x_3^2 + b_1x_3 = \frac{F}{1 - K_{gy}x_5 \cos x_1} \qquad (4.25)$$

La détermination des solutions de cette équation fournit **la commande virtuelle** :

$$x_3^* = \frac{-b_1 + \sqrt{b_1^2 + 4a_1F}}{2a_1} \qquad (4.26)$$

La commande virtuelle représente la valeur désirée de la variable x_3 permettant d'assurer la convergence de la variété de glissement.
La loi d'évolution de l'état x_3 se décrit par :

$$\dot{x}_3 = -\frac{T_{10}}{T_{11}}x_3 + \frac{k_{11}}{T_{11}}u_1 \qquad (4.27)$$

Afin de forcer la variable x_3 à suivre la référence x_3^*, on impose la dynamique suivante :

$$\dot{x}_3 = x_3^{*'} - K_s sign(s_1) \qquad (4.28)$$

En substituant cette relation dans la dynamique précédente, on obtient :

$$-\frac{T_{10}}{T_{11}}x_3 + \frac{f_{11}}{T_{11}}u_1 = x_3^{*'} - K_s sign(s_1) \qquad (4.29)$$

Après simplification, la loi de commande s'écrit :

$$\boxed{u_1 = \frac{T_{11}}{k_{11}}\left(x_3^{*'} + \frac{T_{10}}{T_{11}}x_3 - K_s sign(s_1)\right)} \qquad (4.30)$$

L'introduction d'une **commande virtuelle** est nécessaire car l'entrée de commande u_1 n'agit pas directement sur la variable x_1.

Elle agit d'abord sur la dynamique de x_3, qui influence ensuite la dynamique de x_2, puis celle de x_1.

Ainsi, le recours à une loi de commande fictive (ou variable auxiliaire) permet d'assurer la stabilité de la dynamique des sous-systèmes internes et de garantir l'atteinte de l'hyperplan de commutation.

Synthèse de la loi de commande associée à u_2

On considère maintenant la seconde partie du système associée à la variable x_4.

La dynamique correspondante est donnée par les équations suivantes :

$$\dot{x}_4 = x_5$$

$$\dot{x}_5 = \frac{1}{I_2}\left[-B_{1\phi}x_5 - \frac{1}{T_p}\left(x_7 + k_c T_0(a_1 x_3^2 + b_1 x_3)\right) + (a_2 x_6^2 + b_2 x_6)\right] \qquad (4.31)$$

$$\dot{x}_6 = -\frac{T_{20}}{T_{21}}x_6 + \frac{k_{22}}{T_{21}}u_2$$

La finalité poursuivie est garantir **de trajectoire** de la variable x_4 vers la trajectoire désirée x_{4d}.

Pour cela, on définit l'erreur de suivi :

$$e_2 = x_4 - x_{4d}$$

L'équation différentielle régissant l'erreur de suivi est la suivante :

$$\dot{e}_2 = x_5 - \dot{x}_{4d}$$

La surface de glissement est définie par :

$$s_2 = \dot{e}_2 + \lambda_2 e_2 \qquad (4.32)$$

En substituant les expressions des erreurs :

$$s_2 = x_5 - \dot{x}_{4d} + \lambda_2(x_4 - x - 4d) \qquad (4.33)$$

où λ_2 représente un paramètre fixe défini positif

$$\dot{s}_2 = \dot{x}_5 - \ddot{x}_{4d} + \lambda_2(x_5 - \dot{x}_{4d}) \qquad (4.34)$$

En substituant l'expression de $\dot{x}_5$, on obtient :

$$\dot{s}_2 = \frac{1}{I_2}\left[-B_{1\phi}x_5 - \frac{1}{T_p}(x_7 + k_c T_0(a_1 x_3^2 + b_1 x_3)) + (a_2 x_6^2 + b_2 x_6)\right] - \ddot{x}_{4d} + \lambda_2(x_5 - \dot{x}_{4d}) \qquad (4.35)$$

Pour garantir l'atteinte de l'hyperplan de commutation, la condition de glissement suivante est prescrite :

$$\dot{s}_2 = -K_2 sign(s_2) \qquad (4.36)$$

où $K_2 > 0$.

En identifiant les deux expressions de $\dot{s}_2$, on obtient :

$$\alpha_2 x_6^2 + b_2 x_6 = G \qquad (4.37)$$

avec :

$$G = I_2(-K_2 sign(s_2) + \ddot{x}_{4d} - \lambda_2(x_5 - \dot{x}_{4d})) + B_{1\phi}x_5 + \frac{1}{T_p}(x_7 + k_c T_0(a_1 x_3^2 + b_1 x_3)) \qquad (4.38)$$

La résolution formelle de cette relation donne accès à la **commande virtuelle** :

$$x_6^* = \frac{-b_2 + \sqrt{b_2^2 + 4a_2 G}}{2a_2} \qquad (4.39)$$

La commande virtuelle représente la valeur désirée de la variable x_6 permettant d'assurer la convergence vers L'équation différentielle régissant la variable x_6 s'exprime sous la forme :

$$\dot{x}_6 = -\frac{T_{20}}{T_{21}} x_6 + \frac{k_{22}}{T_{21}} u_2 \qquad (4.40)$$

Afin d'imposer la convergence de x_6 vers x_6^*, on choisit la dynamique suivante :

$$\dot{x}_6 = x_6^{*'} - K_s sign(s_2) \qquad (4.41)$$

En substituant cette relation dans l'équation dynamique précédente, on obtient :

$$-\frac{T_{20}}{T_{21}} x_6 + \frac{k_{22}}{T_{21}} u_2 = x_6^{*'} - K_s sign(s_2) \qquad (4.42)$$

Après simplification, la loi de commande s'écrit :

$$\boxed{u_2 = \frac{T_{21}}{k_{21}} \left(x_6^{*'} + \frac{T_{20}}{T_{21}} x_6 - K_s sign(s_2) \right)} \qquad (4.43)$$

L'introduction d'une commande virtuelle x_6^* est nécessaire pour la même raison que le cas précédent.

En effet, l'entrée de commande u_2 n'agit pas directement sur la variable x_4. Elle agit d'abord sur la dynamique de x_6, qui influence ensuite celle de x_5, puis celle de x_4.

Ainsi, l'utilisation d'une commande virtuelle permet de stabiliser la dynamique intermédiaire et de garantir le suivi de trajectoire.

4.3.2 Résultat de simulation

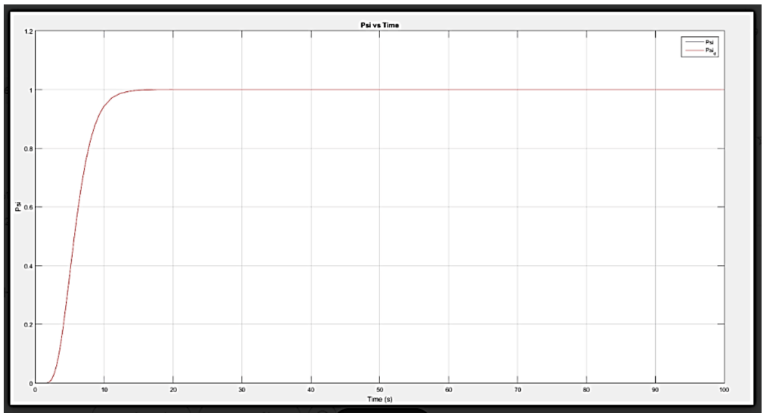


FIG. 4.8 : La figure représente les résultat de simulation ψ (psi) par la commande de mode glissant.

4.3.3 Interprétation des résultat

Dans la phase initiale, la montée vers la consigne est rapide et directe, sans dépassement marqué. Le mode glissant impose en effet une dynamique robuste qui garantit une atteinte rapide et stable de la surface de glissement ainsi que la jonction de la dynamique à cette surface. Une fois cette surface atteinte, on observe une convergence rapide vers la trajectoire désirée, avec des oscillations nettement réduites par rapport au PID. Toutefois, le phénomène de réticence (chattering), se manifestant par des oscillations à haute fréquence autour de la trajectoire de référence, peut apparaître lorsque le gain de commutation est élevé ou en présence de bruit dans le modèle. Enfin, en régime permanent, la courbe se stabilise autour de la consigne avec une erreur quasi nulle. La robustesse du mode glissant permet ainsi de compenser efficacement les incertitudes et perturbations du TRMS, notamment ses non-linéarités et les couplages entre axes.

Remarque sur le TRMS

- Le mode glissant assure une **robustesse supérieure** face aux perturbations et aux incertitudes mécaniques. [82]
- La réponse est **plus rapide et plus stable** que celle obtenue par PID. [83]
- Le principal inconvénient est le **chattering**, qui peut fatiguer les actionneurs ou provoquer des vibrations indésirables. [84]

- Globalement, la commande par mode glissant est bien adaptée au TRMS, système fortement non linéaire et couplé. [85][86]

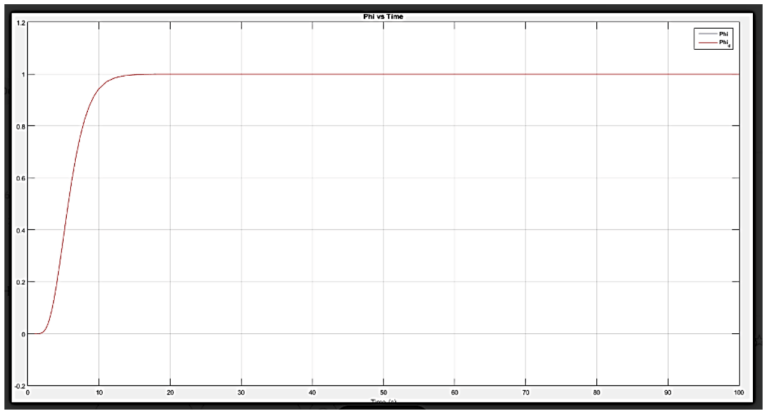


FIG. 4.9 : La figure représente les résultats de simulation **Phi** (ϕ) par la commande de mode glissant.

4.3.4 Interprétation des résultat

1. **Phase initiale (0–10 s) :**
   - La consigne monte brutalement vers 1.
   - La réponse du système **(Phi)** suit rapidement cette montée, sans retard marqué.
   - Le mode glissant impose une dynamique robuste qui force l'état à rejoindre la surface de glissement.
2. **Phase transitoire (10–20 s) :**
   - La trajectoire converge vers la consigne avec peu ou pas de dépassement.
   - Les oscillations transitoires sont fortement réduites par rapport à une commande PID classique.
   - Un léger **chattering** peut apparaître autour de la surface de glissement, mais il reste limité.
3. **Régime permanent (après 20 s) :**
   - La courbe bleue se superpose quasiment à la consigne rouge.
   - L'erreur statique est **quasi nulle**, preuve de l'exactitude de la commande.
   - Linvariance structurelle du régime glissant compense les couplages entre l'axe d'azimut (phi) et l'axe d'élévation (tita).

4.3.5 La commande de Mode glissant avec perturbation

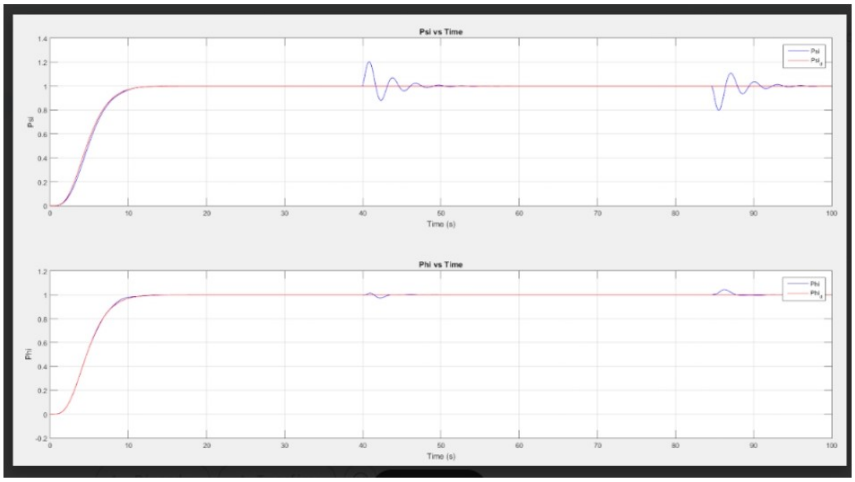


FIG. 4.10 : La figure représente les résultats de simulation **Psi** (ψ) et **Phi** (ϕ) par la commande de mode glissant.

4.3.6 Interprétation des résultats

Ce graphique représente le résultat optimal en matière de robustesse globale grâce à La loi de commande robuste par modes glissants. On remarque de manière flagrante que le système reste parfaitement insensible à la perturbation appliquée entre 40 s et 84 s. La trajectoire de sortie reste rigoureusement confondue avec la consigne, sans aucun dépassement ni oscillation. Cette performance remarquable s'explique par la nature même de la commande par mode glissant, qui force le vecteur d'état à contraindre la dynamique à évoluer sur la variété de glissement, garantissant une immunité complète aux aléas externes et aux erreurs de modélisation.

Remarque sur le TRMS

- La commande par mode glissant assure une **robustesse élevée** face aux perturbations et aux non linéarités.
- La réponse est **rapide, précise et stable**, avec une erreur de suivi négligeable.
- Le principal inconvénient reste le **chattering**, qui peut solliciter les moteurs et provoquer des vibrations indésirables.
- Globalement, cette commande est bien adaptée au contrôle de l'azimut du TRMS, système fortement non linéaire et couplé.

4.3.7 Atouts de la régulation par modes glissants

- La dynamique nominale du système en boucle fermée est paramétrable par un choix adéquat de l'hyperplan de commutation (surface de glissement). [87]
- Un problème de poursuite de dimension n se réduit à un problème de stabilisation d'ordre réduit. [88]
- L'ordre du système dynamique, une fois le régime glissant établi, est diminué d'un nombre égal au nombre d'entrées de commande. [89]
- La réponse du système en boucle fermée devient totalement invariante à une classe spécifique d'incertitudes dites appariées (vérifiant la condition de matching). [90][91][92]

4.3.8 Conclusion 3

la commande par mode glissant constitue une solution robuste et performante pour le contrôle du TRMS, assurant un suivi rapide et précis des angles **(psi)**ψ et ϕ **(phi)**, tout en limitant les effets des perturbations et des couplages. Son principal défi reste la gestion du **chattering**, qui doit être atténué pour une mise en œuvre pratique optimale.

Conclusion

Synthèse comparative des performances de robustesse :

En comparant les trois approches de commande face à la même perturbation, nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

1. PID (Commande Classique) : Présente une faible robustesse. Le système est fortement déstabilisé temporairement avec un temps d'établissement long et un risque d'instabilité en cas de fortes perturbations.

2. Backstepping (Commande Non-linéaire) : Offre une bonne robustesse dynamique. Bien que le système ressente le choc de la perturbation, le contrôleur réagit très vite pour restaurer l'état d'équilibre.

3. Mode Glissant (Commande Robuste) : Représente la solution idéale pour ce type de contraintes. Elle offre une insensibilité totale (Invariance) vis-à-vis des perturbations extérieures, garantissant ainsi une stabilité parfaite et une précision maximale du système en régime permanent.

Le PID est adapté pour une régulation basique, le Backstepping améliore la stabilité et la précision grâce à une approche non linéaire, tandis que le Mode Glissant se distingue comme la solution la plus robuste pour le TRMS. Le choix dépend du compromis recherché entre **simplicité (PID), complexité mais précision (Backstepping)** et **robustesse maximale (Mode Glissant)**

Conclusion Générale

Le présent mémoire s'est consacré à l'étude et à l'analyse et à l'implémentation de diverses lois de régulation robuste appliquées au Twin Rotor MIMO System (TRMS),qui est utilisé comme un blac d'essai représentatif d'un hélicoptère autonome. Ce choix de plateforme s'est révélé pertinent, car le TRMS présente une dynamique non linéaire, instable et fortement couplée, reproduisant fidèlement les défis rencontrés dans le pilotage de systèmes aériens complexes.[95]

L'analyse comparative des lois de commande à permis d'expliciter les atouts et les faiblesses de trois approches majeures :

- La commande PID, largement répandue pour sa simplicité et son efficacité en stabilisation de base, mais insuffisante face aux perturbations et aux incertitudes inhérentes aux systèmes multi-variables.
- La commande par backstepping, particulièrement adaptée aux systèmes non linéaires et couplés, offrant une précision accrue et une stabilité renforcée, au prix toutefois d'une complexité de conception plus importante.
- La régulation par régime de glissement constitue une approche robuste et performante pour le pilotage du système TRMS. Elle garantit une convergence rapide des états vers la trajectoire désirée, tout en maintenant une stabilité remarquable face aux perturbations et aux incertitudes paramétriques. Comparée aux méthodes PID et Backstepping, elle se distingue par une précision accrue et une robustesse supérieure, assurant un suivi quasi parfait des consignes. Malgré la présence du régime de vacillement, lequel est de nature à exciter les modes non modélisés et à surmener les actionneurs, cette technique reste la plus efficace pour compenser les non linéarités et les couplages inhérents au TRMS. [95]

Les résultats de simulation ont confirmé que les méthodes robustes, en particulier le backstepping et le mode glissant, surpassent le PID du point de vue des performances en temps de réponse, en justesse de suivi et en insensibilité aux signaux perturbateurs. Ces approches apparaissent ainsi

comme des solutions prometteuses pour le pilotage d'hélicoptères autonomes, où la sécurité, la fiabilité et la robustesse constituent des exigences fondamentales.

Au-delà des résultats obtenus, ce travail ouvre des perspectives intéressantes :

- L'intégration de commandes adaptatives pour prendre en compte les variations paramét- riques et les incertitudes non modélisées.
- Le développement de stratégies hybrides, combinant robustesse et optimisation énergé- tique, afin de concilier performance et efficacité.
- La validation expérimentale sur des plateformes réelles, étape indispensable pour rappro-cher les avancées académiques des applications industrielles et opérationnelles.

a la fine , ce mémoire contribue à la compréhension et au perfectionnement des commandes robustes appliquées aux systèmes aériens autonomes, et confirme l'intérêt du TRMS comme outil pédagogique et scientifique pour l'analyse, la comparaison et la validation de lois de commande avancées. Il constitue une base solide pour des recherches futures visant à améliorer la sécurité et la performance des aéronefs autonomes, tout en renforçant le lien entre la théorie et la pratique.

Bibliographie

[1] https://copilot.microsoft.com/chats/w3VA1mEXYiEcNvnubmRb7.

[2] 28 Parts of Helicopter and Their Functions [Complete Guide] – Engineering Learn.

[3] article411109(histoiredeshélicoptères).

[4] https://copilot.microsoft.com/chats/t7qWnJmekwMfam6rXRaVj.

[5] 2023LIMO0089.

[6] https://www.lavionnaire.fr/HelicoMecaVol.php.

[7] https://www.technologie-innovation.fr/taxi-drone-mobilite-aerienne.

[8] https://www.avionslegendaires.net/dossier/configuration-type-avion/configurations-types-helicopteres.

[9] https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-981-15-0313-9_7?utm_source=copilot.com.

[10] https://thescipub.com/pdf/jastsp.2019.211.220.pdf?utm_source=copilot.com.

[11] https://engineering.ju.edu.jo/ar/Arabic/Laboratories/Twin%20Rotot%20MIMO%20System.pdf.

[12] https://dspace.univguelma.dz/xmlui/bitstream/handle/123456789/11614/MEROUANI_MOUSAAB_F1_G%C3%A9nie%20Electrotechnique%20et%20automatique_Automatique%20et%20informatique%20industrielle.pdf?sequence=1&isAllowed=y.

[13] https://theses-algerie.com/3291155181460625/autre/ecole-nationale-polytechnique---alger/commande-hybride-tol%C3%A9rante-aux-d%C3%A9fauts-application-au-simulateur-d-h%C3%A9licopt%C3%A8re-trms.

[14] Madani Sid-Ahmed, la commande active d'un hélicoptère, Mémoire de maîtrise en génie électrique, Ecole de technologie supérieure, Université du Québec , Canada, 2007.

[15] Twin Rotor MIMO System Manual, Feedback Instruments Ltd., UK, 2006.

[16] Dorf, R. C., Bishop, R. H. (2017). Modern Control Systems (13th ed.). Pearson.Skogestad, S., Postlethwaite, I. (2005). Multivariable Feedback Control : Analysis and Design. Wiley.

[17] V. I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems, 2nd ed. Boca Raton, FL, USA : CRC Press, 2017. Cette référence souligne que le SMC permet l'incorporation directe de la robustesse face aux incertitudes et perturbations du système.

[18] Marino, R., Tomei, P. (1995). Nonlinear Control Design : Geometric, Adaptive and Robust. Prentice Hall..

[19] Ogata, K. (2010). Modern Control Engineering.

[20] Skogestad, S. Postlethwaite, I. (2005). Multivariable Feedback Control : Analysis and Design (2nd ed.). John Wiley Sons, Chichester, England.

[21] Utkin, V. (1977). Variable structure systems with sliding modes. IEEE Transactions on Automatic Control, 22(2), 212 222.

[22] Utkin, V. I. (1992). Sliding Modes in Control and Optimization. Springer.

[23] Levant, A. (2005). Higher order sliding modes, differentiation and output feedback control. International Journal of Control, 76(9 10), 924 941.

[24] Raptis, I. A., Valavanis, K. P. (2011). Linear and Nonlinear Control of Small Scale Unmanned Helicopters. Springer.

[25] Mahony, R., Hamel, T. (2004). Robust trajectory tracking for a scale model autonomous helicopter. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 14(12), 1035 1059.

[26] Yang, Y., Yan, Y. (2016). Attitude tracking control for a small scale helicopter using backstepping and sliding mode. IEEE ICCA, 112 117.

[27] Spong, M. W., Hutchinson, S., Vidyasagar, M. (2006) – Robot Modeling and Control. John Wiley Sons.

[28] Zhou, J. (2018). Backstepping Control. In Control and Mechatronics. Taylor Francis.

[29] Raptis Valavanis (2011) Linear and Nonlinear Control of Small-Scale Unmanned Helicopters. Springer.

[30] Utkin et al. (2009) : Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems.

[31] Utkin, V., Shi, J. (1996). Integral sliding mode in systems operating under uncertainty conditions. IEEE CDC, 4591-4596.

[32] Castaños, F., Fridman, L. (2006). Analysis and design of integral sliding manifolds for systems with unmatched perturbations. IEEE Transactions on Automatic Control, 51(5), 853-858.

[33] He, Y., Han, J. (2010). Acceleration-feedback-enhanced robust control of an unmanned helicopter. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 33(4), 1236-1250.

[34] Li, Z., Li, Y., Yi, Y., Li, D., He, R., Yong, K. (2025). Anti-disturbance adaptive neural sliding mode flight tracking control for unmanned helicopters. International Journal of Control, Automation, and Systems, 23(7), 1945-1955.

[35] Makki, O. T., Moosapour, S. S. (2025). Observer-Based Fixed Time Sliding Mode Control for Trajectory Tracking of 3-DOF Helicopter. Iranian Journal of Science and Technology, 49(2), 521-544.

[36] Zhang, H., Sun, Z., Xu, J., Han, R. (2024). Hovering Control on a Variable-Parameters Model of a Small Unmanned Helicopter Based on a Backstepping Sliding Mode Method. Applied Sciences, 14(22), 10092.

[37] Wan, M., Chen, M., Lungu, M. (2023). Integral Backstepping Sliding Mode Control for Unmanned Autonomous Helicopters Based on Neural Networks. Drones, 7(3), 154.

[38] Fellag, R., Belhocine, M., Hamel, M. (2025). Passivity-Based Integral Sliding Mode Control for Robust Trajectory Tracking in 2-DOF Helicopter Systems. Algerian Journal of Signals and Systems, 10(4), 144-150.

[39] Sadala, S., Patre, B., Ginoya, D. (2021). A new continuous integral sliding mode control algorithm for inverted pendulum and 2-DOF helicopter. Proc. IMechE, Part I, 235(1), 1-12.

[40] Abro, G. E. M., Asirvadam, V. S., Ahmed, S. (2022). Particle swarm optimization based super-twisting PID sliding mode control for 2-DOF helicopter. IEEE Access, 10, 123456-123467.

[41] http://dspace.univ-jijel.dz:8080/xmlui/bitstream/handle/123456789/11680/M-AUT.INF.IN-2022-05.pdf?sequence=1.

[42] J. J. Slotine, Applied nonlinear control, Englewood Cliffs, NJ. Prentice,1991.

[43] K.J. Åström T. Hägglund (1995) – PID Controllers : Theory, Design, and Tuning. Instrument Society of America.

[44] Draženović, B. (1969). The invariance condition in variable structure systems. Automatica, 5(3), 287-295.

[45] Krstić, M., Kanellakopoulos, I., Kokotović, P. V. (1995). Nonlinear and Adaptive Control Design. John Wiley Sons.

[46] Radouane Majdoul et al. (2022) – Comparison of backstepping, sliding mode and PID regulators for a voltage inverter. International Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol. 12, No. 1, pp. 166–178.

[47] IEEE Xplore (2020) – Performance comparison of backstepping and sliding mode controllers for inverted pendulum stabilization.

[48] Rahideh, A., Shaheed, M. H. (2012). Mathematical modeling and control of a twin rotor MIMO system. Journal of Control Theory and Applications, 10(1), 89-96.

[49] Mahony, R., Kumar, V., Corke, P. (2012). Multirotor Aerial Vehicles : Modeling, Estimation, and Control of Quadrotor. IEEE Robotics Automation Magazine, 19(3), 20-32.

[50] Utkin, V., Guldner, J., Shi, J. (2017). Sliding mode control in electro-mechanical systems. CRC press.

[51] Springer (2023)– Backstepping integral nonsingular fast terminal sliding mode control based on extended state observer for robotic manipulators.

[52] Ortega, R., Loria, A., Nicklasson, P.J., Sira-Ramírez, H. (1998) – Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems : Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications. Springer.

[53] Bouabdallah, S. et al. (2021)– PID vs advanced nonlinear control for twin rotor systems. Control Engineering Practice, Elsevier.

[54] Freeman, R. A., Kokotović, P. V. (1993). Design of 'robust' nonlinear feedback controls. Automatica, 29(6), 1425-1437.

[55] Ben Messaoud, S., Belkheiri, M. Belkheiri, A. (2023) – Observer Backstepping Design for Flight Control. Engineering Proceedings, Vol. 29, No. 1, Article 3

[56] Slotine, J.J.E. Li, W. (2021)– Applied Nonlinear Control (Updated Edition). Pearson.

[57] Åström, K. J., Hägglund, T. (2006). Advanced PID Control. ISA- The Instrumentation, Systems, and Automation Society.

[58] Slotine, J.-J.E., Li, W. (1991) – Applied Nonlinear Control. Prentice Hall.

[59] Zhang, Y. et al. (2022)– Robust PID and sliding mode hybrid control for quadrotor UAVs. Journal of Intelligent Robotic Systems, Springer.

[60] Sepulchre, R., Janković, M., Kokotović, P. V. (1997). Constructive Nonlinear Control. Springer Science Business Media.

[61] Farrell, J.A., Polycarpou, M., Sharma, M. Dong, W. (2005) – Command filtered backstepping. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 50, No. 9, pp. 1391-1395

[62] Kanellakopoulos, I., Kokotović, P. V., Morse, A. S. (1991). Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems. IEEE Transactions on Automatic Control, 36(11), 1241-1253.

[63] Chen, W.H. (2023)– Backstepping control with disturbance observers for nonlinear aerospace systems. Aerospace Science and Technology, Elsevier.

[64] Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L. Levant, A. (2014) – Sliding Mode Control and Observation. Springer.

[65] Liu, S., Yang, C., Zhang, Q. Whidborne, J.F. (2024) – Disturbance Observer-Based Backstepping Terminal Sliding Mode Aeroelastic Control of Airfoils. Aerospace. [mdpi.com]

[66] Elsevier (2023) – Backstepping Control with Disturbance Observers for Nonlinear Aerospace Systems. Aerospace Science and Technology.

[67] Siciliano, B., Sciavicco, L., Villani, L. Oriolo, G. (2009) – Robotics : Modelling, Planning and Control. Springer-Verlag.

[68] Tao, G. (2003) – Adaptive Control Design and Analysis. Wiley-Interscience.

[69] Mahony, R., Kumar, V. Corke, P. (2012) – Multirotor Aerial Vehicles : Modeling, Estimation, and Control of Quadrotor. IEEE Robotics Automation Magazine, 19(3), 20-32.

[70] Al-Hiddabi, S. A. (2009) – Sliding mode control of a twin rotor multiple input multiple output system. Control Engineering Practice, 17(11), 1334–1341.

[71] Shen, Y. Chen, M. (2023) – Robust Backstepping Control for Maneuver Aircraft Based on Event-Triggered Mechanism and Nonlinear Disturbance Observer. Aircraft Engineering and Aerospace Technology

[72] Pandey, S. K., Laxmi, V. (2014). Comparative analysis of PID and Backstepping control strategies for 2-DOF helicopter system. IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies, 1142-1147.

[73] Rouane, S., Rouane, N. E. (2021). Commande Hybride Robuste avec Gain Adaptatif Sans/Avec Observateur Appliquée à un Hélicoptère Autonome. Université de M'Sila. Disponible sur : depot.univ-msila.dz.

[74] Mohd Basri, M. A., et al. (2016) – Backstepping control with sliding mode for a 2-DOF helicopter : Experimental validation. IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), 154-159

[75] Fjellstad, O. E., Fossen, T. I. (1994). Backstepping control of vehicles in 6 DOF. Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control.

[76] Swaroop, D., Gerdes, J. C., Yip, P. P., Hedrick, J. K. (2000). Dynamic surface control of nonlinear systems. IEEE Transactions on Automatic Control, 45(10), 1877-1882.

[77] Young, K.D., Utkin, V., Ozguner, U. (1999). "A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control." IEEE Transactions on Control Systems Technology.

[78] IEEE Xplore (2021)– Advanced backstepping and sliding mode control strategies for aerospace applications.

[79] Saoudi, K., Ben Tata, M. (2020). Commande Hybride Robuste avec Gain Adaptatif Appliquée au TRMS. Université de M'Sila

[80] Bartolini, G., Ferrara, A., Usai, E. (1999). Chattering Avoidance in Sliding Mode Control by Second-Order Methods. IEEE Transactions on Automatic Control..

[81] Tao, C. W., Taur, J. S., Chen, Y. H. (2008). Design of a parallel rule-based fuzzy sliding mode controller for a twin rotor MIMO system. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 16(6), 1273-1280.

[82] Bartolini, G., Ferrara, A., Usai, E. (1998). Applications of a second-order sliding mode control strategy to mechanical systems. IEEE Transactions on Automatic Control, 43(2), 241-246.

[83] Mahony, R., Hamel, T. (2001). "Robust trajectory tracking for a scale model autonomous helicopter." International Journal of Control.

[84] Guo, L., Cao, S. (2014) – Anti-Disturbance Control for Systems with Multiple Disturbances. CRC Press.

[85] Shtessel, Y., Edwards, C., Friswell, L., Levant, A. (2014). Sliding Mode Control and Observation. Birkhäuser.

[86] Edwards, C. Spurgeon, S. K. (1998) – Sliding Mode Control : Theory and Applications. Taylor Francis.

[87] Khalil, H.K. (2015) – Nonlinear Control. Pearson.

[88] Levant, A. (2003) – Higher-Order Sliding Modes, Differentiation and Output-Feedback Control. International Journal of Control.

[89] Sira-Ramírez, H., Silva-Ortigoza, R. (2006) – Control Design Techniques for Power Electronics Devices. Springer.

[90] AIAA (2020) – Robust Nonlinear Control of Aerospace Vehicles Using Sliding Mode and Backstepping Techniques.

[91] MDPI (2024) – Backstepping and Novel Sliding Mode Trajectory Tracking Controller for Wheeled Mobile Robots..

[92] Merouani Mousaab et Kelaiaia Khalil., Mémoire Pour l'obtention du diplôme de Master en Automatique "commande d un hélicoptér"., 2020/2021.

[93] https://www.integrasources.com/blog/basics-of-pid-controllers-design-applications.

[94] https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Industrial_and_Systems_Engineering/Chemical_Process_Dynamics_and_Controls_%28Woolf%29/09%3A_Proportional-Integral-Derivative_%28PID%29_Control/9.02%3A_P_I_D_PI_PD_and_PID_control.

[95] https://copilot.microsoft.com/chats/w3VA1mEXYiEcNvnubmRb7.

[96] M. GHELLAB « Commandes Non Linéaires Robustes « Appliquées À un Hélicoptère Autonome ». Thèse de doctorat en sciences. Université Mohamed Boudiaf - m'sila. Faculté de technologie. 2020.

Annexes

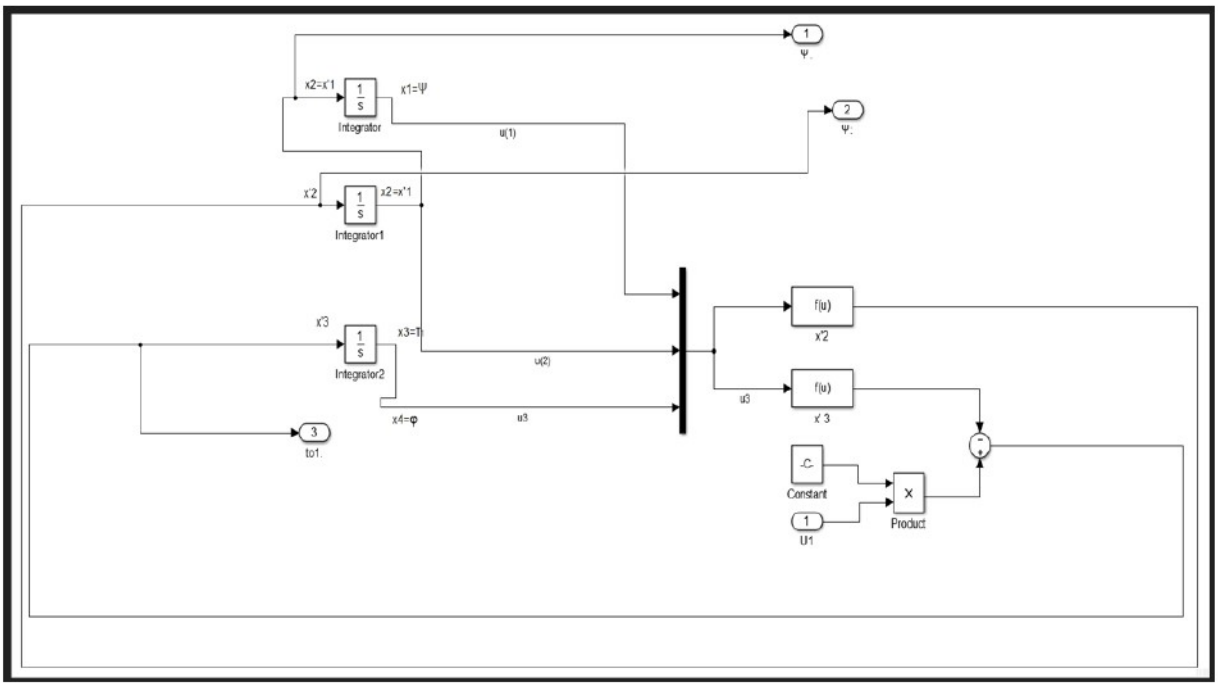


Figure 1: Schéma block Sans commande.

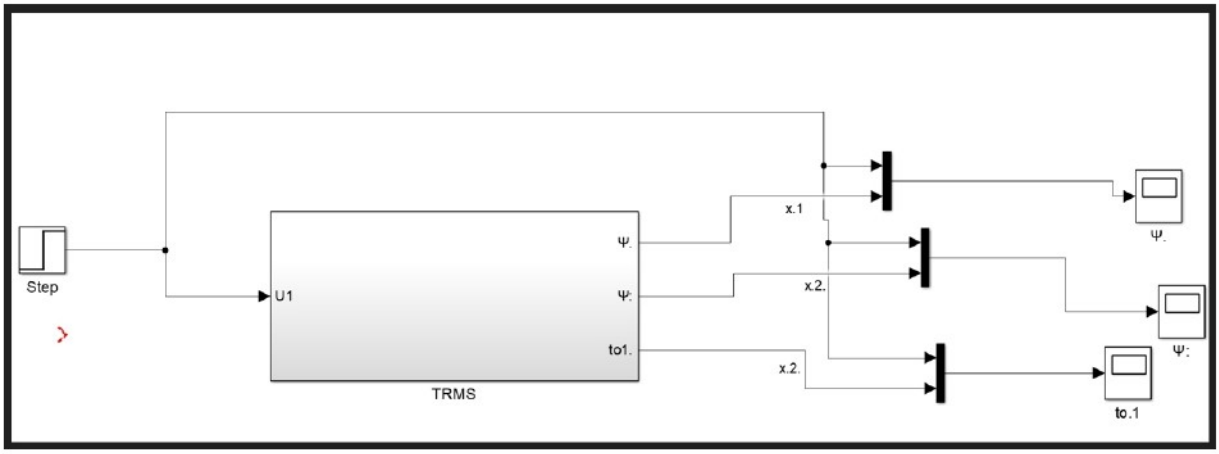


Figure 2: Schéma block Sans commande.

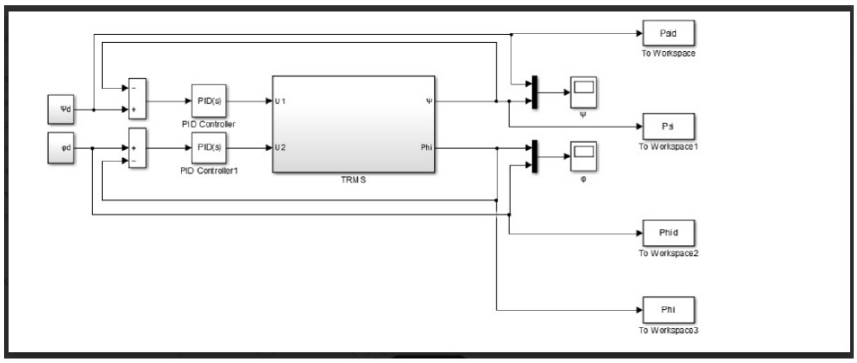


Figure 3: Schéma block PID sans perturbation.

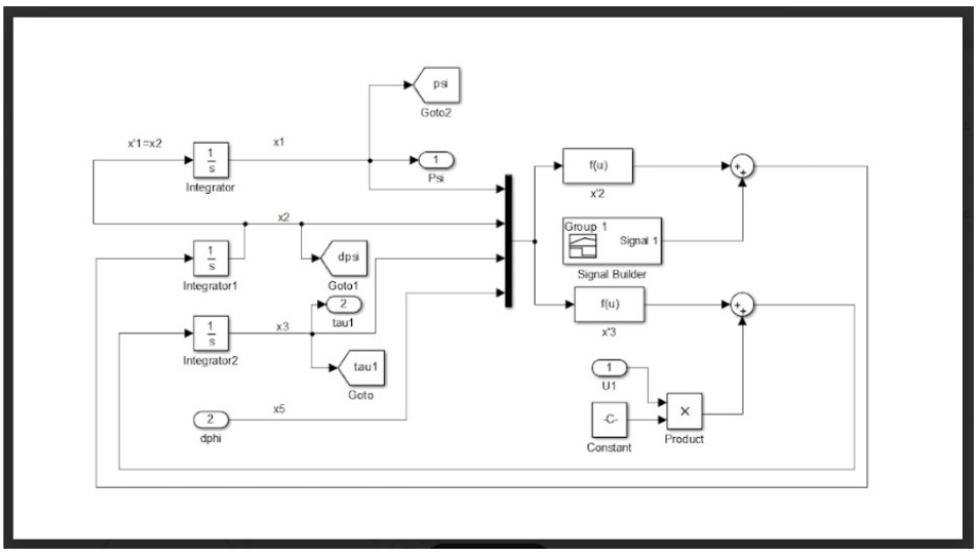


Figure 4: Schéma block PID avec perturbation.

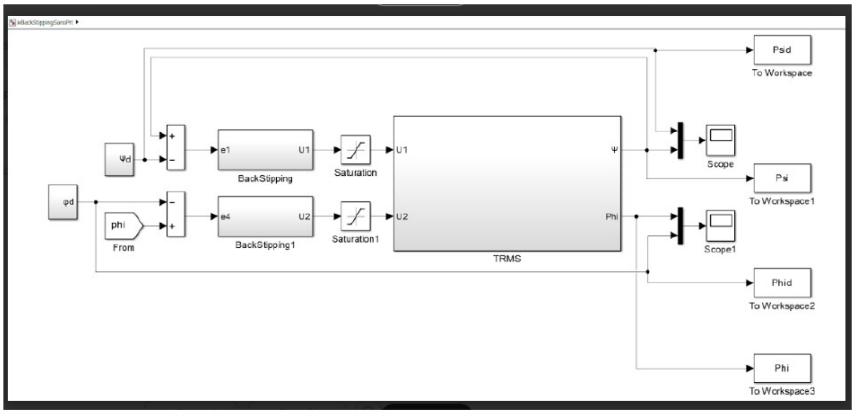


Figure 5: Schéma block backstepping sans perturbation.

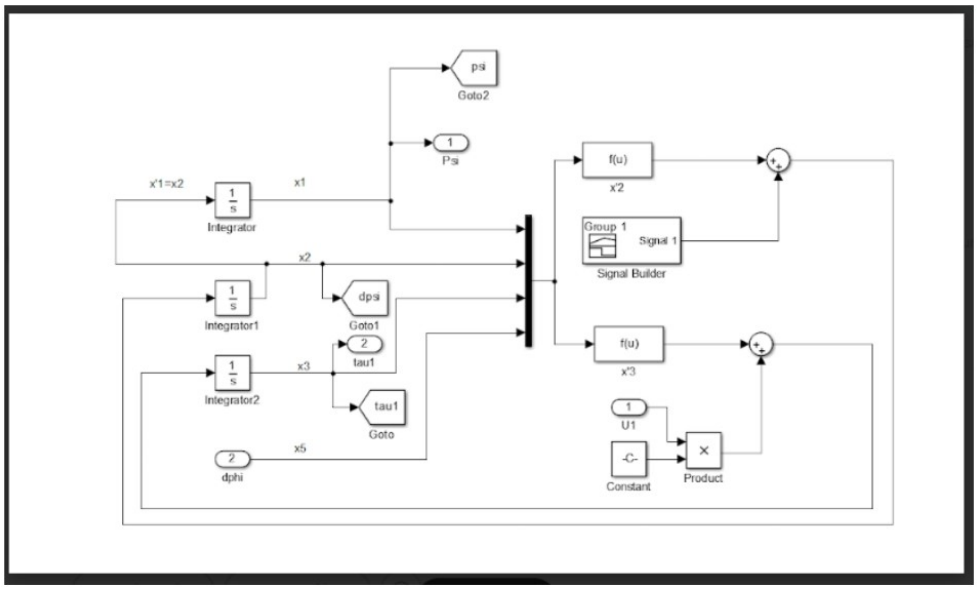


Figure 6: Schéma block backstepping avec perturbation.

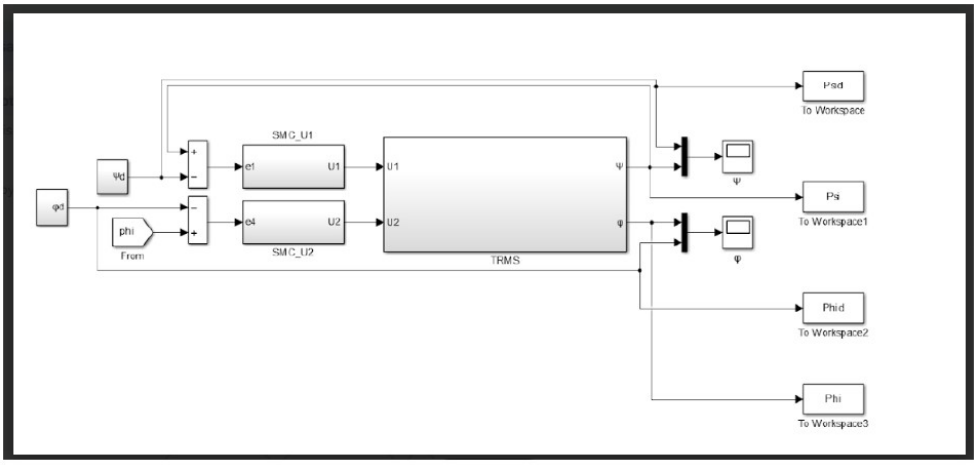


Figure 7: Schéma block de commande par mod glissant sans perturbations.

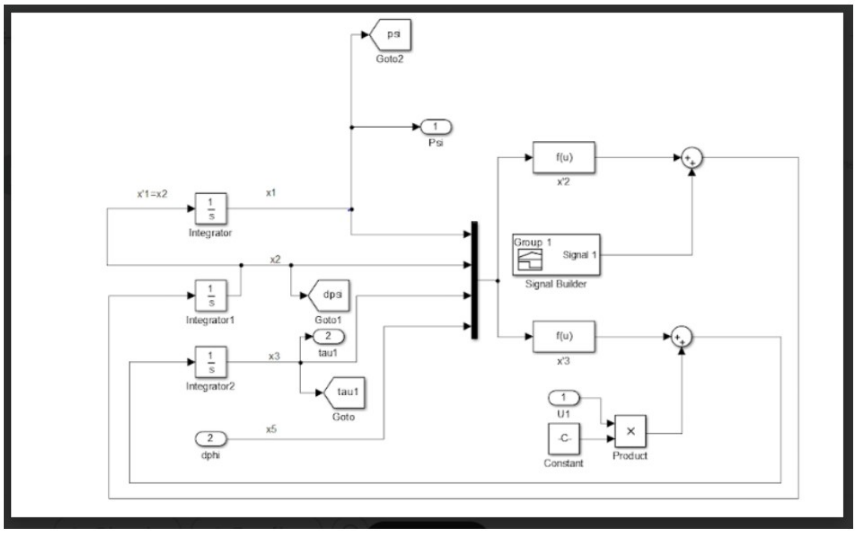


Figure 8: Schéma block de commande par mod glissant avec perturbations.

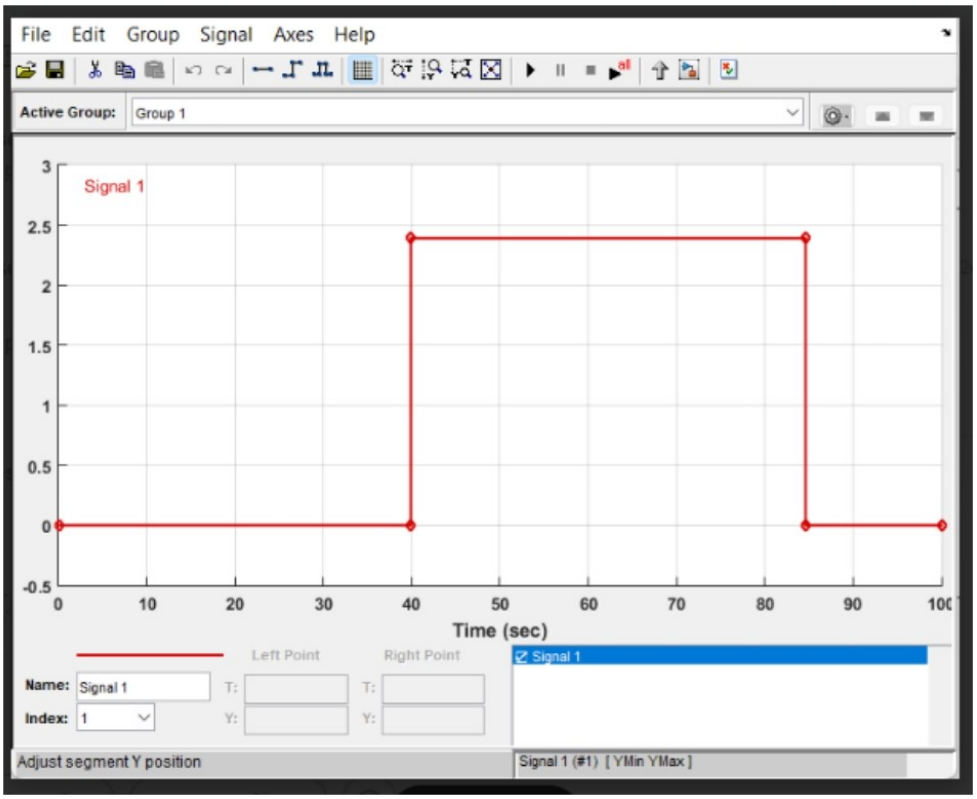


Figure 9: la perturbation signal builder.

Résumé

L'automatisation et la stabilisation des véhicules aériens, en particulier les hélicoptères, représentent un défi majeur en automatique en raison de leur nature fortement non linéaire, de leur fort couplage et de leur caractère sous-actionné. Afin de surmonter les limitations des méthodes de commande conventionnelles face aux perturbations aérodynamiques externes (rafales de vent) et aux incertitudes de modélisation, la solution proposée réside dans la synthèse de lois de commande robustes et non linéaires.

Ce travail porte sur la modélisation, la simulation et le contrôle robuste d'un système à deux rotors (TRMS) afin d'assurer sa stabilisation en vol stationnaire (hover) et une poursuite de trajectoire précise. La modélisation dynamique non linéaire de l'appareil a été développée en se basant sur le formalisme de Newton-Euler pour appréhender toute la complexité de sa mécanique de vol.

Cette contribution concerne principalement la synthèse et la comparaison de trois stratégies de commande pour le système. Tout d'abord, la commande classique PID (Proportionnel-Intégrateur-Dérivé) est appliquée autour d'un point de fonctionnement afin de servir de référence basique. Ensuite, la commande par Mode Glissant (Sliding Mode Control - SMC) est développée pour apporter une grande robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques et des perturbations extérieures en forçant les états du système à rejoindre une surface de glissement prédéfinie. Enfin, la commande par Backstepping a été introduite pour construire récursivement, de manière systématique et directe, la loi de commande et la fonction de Lyapunov qui assure la stabilité globale asymptotique de l'ensemble du système sous-actionné.

La simulation du système complet a été réalisée sous l'environnement MATLAB/Simulink pour évaluer et comparer les performances des correcteurs. Les résultats numériques obtenus démontrent l'efficacité et la supériorité des commandes non linéaires (Backstepping et Mode Glissant) par rapport au PID classique, en offrant un temps de réponse rapide, une excellente précision de poursuite et un rejet performant des perturbations extérieures.

Mots clés : Hélicoptère ; TRMS modélisation ; Régulateur PID ; Backstepping ; Mode glissant.

Abstract

The automation and stabilization of aerial vehicles, particularly helicopters, represent a major challenge in control theory due to their highly nonlinear nature, strong coupling, and underactuated system characteristics.
To overcome the limitations of conventional control methods in the face of external aerodynamic disturbances (wind gusts) and modeling uncertainties, the proposed solution lies in the synthesis of robust, nonlinear control laws.

This work focuses on the modeling, simulation, and robust control of a twin-rotor system (TRMS) to ensure hover stabilization and precise trajectory tracking. The nonlinear dynamic model of the device was developed using the Newton-Euler formalism to capture the full complexity of its flight mechanics. This paper focuses primarily on the synthesis and comparison of three control strategies for the system. First, the classical PID (Proportional-Integral-Derivative) control is applied around an operating point to serve as a baseline. Next, Sliding Mode Control (SMC) is developed to provide high robustness against parametric uncertainties and external disturbances by forcing the system states to track a predefined sliding surface. Finally, backstepping control was introduced to recursively construct, in a systematic and direct manner, the control law and the Lyapunov function that ensures the global asymptotic stability of the entire underactuated system.

Simulation of the complete system was performed in the MATLAB/Simulink environment to evaluate and compare the performance of the control strategies. The numerical results obtained demonstrate the effectiveness and superiority of nonlinear control strategies (backstepping and sliding mode) compared to conventional PID control, offering fast response time, excellent tracking accuracy, and effective rejection of external disturbances.

Keywords : Helicopter ; TRMS modeling ; PID controller ; Backstepping ; Sliding mode.

الملخص

يمثل الية وتثبيت المركبات الجوية، ولا سيما المروحيات، تحديًا كبيرًا في مجال علم التحكم بسبب طبيعتها غير الخطية إلى حد كبير، والترابط القوي بين مكوناتها، وكونها ذات تحكم غير كامل. وللتغلب على محدودية أساليب التحكم التقليدية في مواجهة الاضطرابات الأيروديناميكية الخارجية (هبات الرياح) وأوجه عدم اليقين في النمذجة، تكمن الحلول المقترحة في توليف قوانين تحكم قوية وغير خطية.

يتناول هذا العمل نمذجة ومحاكاة والتحكم المتين لنظام ثنائي الدوار ،(TRMS) وذلك بهدف ضمان استقراره أثناء الطيران الثابت (التحويم) وتحقيق تتبع دقيق للمسار. وقد تم تطوير النموذج الديناميكي غير الخطي للجهاز استناداً إلى صياغة "نيوتن-أويلر" لاستيعاب التعقيد الكامل لميكانيكا طيرانه.

تركز هذه المساهمة بشكل أساسي حول تصنيع ومقارنة ثلاث استراتيجيات للتحكم في النظام. أولاً، تم تطبيق نظام التحكم الكلاسيكي PID (التناسبي-التكاملي-التفاضلي) حول نقطة تشغيل معينة ليكون بمثابة مرجع أساسي. بعد ذلك، تم تطوير التحكم بالنمط الانزلاقي Control Mode (Sliding - (SMC لتوفير متانة عالية في مواجهة عدم اليقين في المعاملات والاضطرابات الخارجية، وذلك عن طريق إجبار حالات النظام على الالتحاق بسطح انزلاق محدد مسبقاً. وأخيراً، تم إدراج نظام التحكم بالخطوات العكسية (Backstepping) لبناء قانون التحكم ودالة ليابونوف بشكل تكراري ومنهجي ومباشر، مما يضمن الاستقرار المقارب الشامل للنظام غير المتكامل التحكم بالكامل.

تمت محاكاة النظام الكامل في بيئة MATLAB/Simulink لتقييم ومقارنة أداء أجهزة التحكم (المصححات). وأظهرت النتائج الجديدة المتحصل عليها فعالية وتفوق أساليب التحكم غير الخطي (الباكستيبينج Backstepping والنمط الانزلاقي Mode (Glissant مقارنة بتحكم PID التقليدي، وذلك من خلال توفير زمن استجابة سريع، ودقة تتبع

الكلمات المفتاحية: المروحية؛ نظام المروحية ثنائي الدوار ؛(TRMS) النمذجة الرياضية؛ المتحكم ؛PID التحكم بالتراجع ؛(Backstepping) التحكم بالنمط الانزلاقي Mode (Sliding Control) .