Université Mohamed Boudiaf - M’sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

Numéro de série…….
Numéro d’inscription : 2000471173

Thèse

Présentée pour l’obtention du diplôme de

DOCTORAT LMD

Filière : Electromécanique

Spécialité : Mécatronique

THEME

CONTRIBUTION A LA COMMANDE NON LINEAIRE D’UN SYSTEME ELECTROMECANIQUE

Présentée Par

LADJAL Badreddine

Soutenue le : 07 / 02 / 2024

Devant le jury composé de :

Nom & Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
GHEMARI Zine	**Professeur**	Univ. de M’sila	Président
BERABBAH Fouad	**Professeur**	Univ. de M’sila	Encadreur
ZEGHLACHE Samir	**Professeur**	Univ. de M’sila	Co-Encadreur
IFFOUZAR Koussaila	**Professeur**	Ecole nationale supérieure des technologies avancées - Alger	Examinateur
LAAMARI Yahia	**M.C.A**	Univ. De Batna 2	Examinateur
CHERIF Bilal Djamal Eddine	**M.C.A**	Univ. de M’sila	Examinateur

Année Universitaire : 2023/2024

REMERCIEMENTS

Je tiens d'abord à remercier mon Encadreur ***Pr. BERABBAH Fouad,***

Et mon Co-Encadreur ***Pr. ZEGHLACHE Samir,***

Professeurs à l'université de « Mohamed Boudiaf M'sila » pour *avoir accepté de m'encadrer et de me suivre tout au long de la réalisation de cette Thèse, Je lui exprime mes profonds remerciements pour son soutien et sa présence dans les moments les plus pénibles. Qu'il trouve encore une fois l'expression de ma gratitude pour la confiance qu'il m'a faite.*

J'adresse également mes très sincères remerciements à l'ensemble des membres ***Pr. GHEMARI Zine, Pr. IFFOUZAR Koussaila, Dc. LAAMARI Yahia, Dc. CHERIF Bilal Djamal Eddine*** *pour l'honneur qu'ils m'ont fait pour avoir accepté de faire partie de ce jury pour examiner et évaluer cette thèse. Soyez assurés Messieurs les membres du jury de ma profonde reconnaissance pour l'attention que vous avez portée à cette mémoire et pour le temps que vous avez consacré à son évaluation.*

Je tiens à remercier tous ceux qui ;

D'une façon ou d'une autre, m'ont aidé pendant l'élaboration de cette thèse,
Certains par leurs conseils et leurs connaissances scientifiques…
D'autres par leur soutien permanent et leur disponibilité…

DEDICACES

A la mémoire de mon père…

A ma chère mère Que Dieu la protège

A ma femme et A mon fils Siradjeddine

A mes frères Belkacem et Mohamed

A mes sœurs

Sommaire

Liste de figures

Liste de tableaux

Notations & Symboles

Introduction générale

Chapitre I : Etat de l'art

I.1 Introduction…… 4

I.2 La présentation des équipements électromécaniques..... 4

I.2.1 Que signifie le terme « équipement électromécanique »?..... 5

I.2.2 Quelques exemples d'équipements électromécaniques couramment utilisés... 5

I.2.3 La mécatronique..... 5

I.2.4 L'évolution de la technologie et ses conséquences sur l'électromécanique..... 6

I.3 Classification des drones ……..…….... 6

I.3.1 Classification selon la taille ……....……. 6

I.3.2 Classification selon le mode de propulsion …..……....……. 7

I.2.2.1. Drones à ailes battantes…….....…… 7

I.4 Types de rotors et les méthodes de vol……....…… 13

I.4.1 Les rotors coaxiaux……....…… 13

I.4.2 Les rotors coaxiaux carènes……....…… 14

I.4.3 Les rotors en tandem……..... 15

I.4.4 Les rotors engrenant……....……. 15

I.5 Les technologies de capteurs pour la localisation……..…. 16

I.5.1 Les accéléromètres……....……. 16

I.5.2 Les gyroscopes……....…….. 17

I.5.3 Centrales inertielles (IMU : Inertiel Measurement Unit)……....…….…… 17

I.6 Les méthodes pour le guidage et le pilotage……..…..……. 18

I.7 Les applications civiles et militaires……..…..…….. 18

I.8 Contrôle des drones……..…..…… 19

I.8.1 Les techniques de commande linéaires……..…..…… 19

I.9 Les techniques de commande non linéaires……...…….. 21

I.10 Conclusion…… 24

Chapitre II : Modélisation d'hélicoptère de laboratoire à deux degrés de liberté

II.1 Introduction……..…. 25

II.2 Modélisation d'un hélicoptère à deux degrés de liberté…….. 25
II.2.1 Description du TRMS 33-949……... 25
II.2.1.1 Propulseurs…….…. 27
II.2.1.2 Commande des moteurs……. 27
II.2.1.3 Les encodeurs optiques…….. 27
II.2.1.4 La base de TRMS…….……. 28
II.2.1.5 Boitier marche/arrêt…….….. 29
II.2.2 Modèle non linéaire……..…… 29
II.2.2.1 Sous système d'élévation……....…… 30
II.2.2.2 Sous système d'azimut…….…….....…… 31
II.2.2.3 Modèle d'état couplé…….…….....…… 33
II. 3 Paramètres de Modèle…… 34
II. 4 Réponse en boucle ouverte…….…… 34
II.5 Conclusion…… 35

Chapitre III : Aspect théorique de la commande par backstepping, commande adaptative et les systèmes flous

III.1 Introduction…… 36
III.2 Généralités……..….. 36
III.2.1 Définitions…… 36
III.2.1.1 Systèmes non linéaires…… 36
III.2.1.2 Equilibre ……. 36
III.2.1.3 Plan de phase…….……. 37
III.2.1.4 Stabilité (selon Lyapunov)…….. 38
III.2.2 Commande adaptative……..……... 38
III.2.2.1 Commande adaptative indirecte…….…… 39
III.2.2.2 Commande adaptative directe…… 39
III.2.2.3 Commande adaptative par modèle de référence……. 40
III.2.2.4 Principe de l'équivalence certaine……..……. 41
III.2.2.5 Commande adaptative basée sur la méthode de Lyapunov……..….. 41
III.3 Commande par backstepping…….. 44
III.3.1 Historique…….. 44
III.3.2 Conception de la commande par backstepping……... 44
III.4 Introduction à la logique Floue …… 47
III.4.1 Historique…….. 47
III.4.2 La théorie classique des ensembles……..…… 47
III.4.3 Les ensembles flous…….…….. 48

III.4.4 Système de logique floue…… 49
III.4.4.1 Un Ensemble floue…….. 49
III.4.4.2 Variables linguistiques..……. 49
III.4.4.3 Fonction d'appartenance…… 52
III.4.5 Opération de base…… 53
III.4.6 Règles d'inférences…….... 54
III.4.7 Les systèmes d'inférence floue…… 55
III.4.8 Conception d'un contrôleur flou…… 56
III.5 Approximation adaptatif par les systèmes flous …… 60
III.6 Conclusion…… 61

Chapitre IV : Commande floue adaptative basée sur la méthode du backstepping d'un hélicoptère de laboratoire à deux degrés de liberté
IV.1 Introduction…… 62
IV.2 Environnement de développement…….. 62
IV.3 Synthèse de la commande floue adaptative basée sur l'algorithme du backstepping…… 65
IV.3.1 Analyse de stabilité utilisant la méthode de Lyapunov……..…..... 67
IV.3.2Conception des lois d'adaptation……..…… 70
IV.3.3 Résultats expérimentaux……..…… 78
IV.3.3.1 Expérience 1 : Suivi d'onde sinusoïdale……...…… 79
IV.3.3.2 Expérience 2 : Suivi des ondes triangulaires……...… 80
IV.3.3.3 Expérience 3 : Suivi des ondes carrées……...…. 81
IV.3.3.4Expérience 4 : Suivi d'ondes sinusoïdales, triangulaires et carrées différentes fréquences…… 81
IV.3.3.5Expérience 5 : test de robustesse…….....….. 83
IV.3.3.5.1Test des effets du vent…….....…… 84
IV.3.3.5.2Test de perturbation externe…….....…..…… 85
IV.4 Comparaison…… 86
IV.5 Conclusion…… 87
Conclusion générale…… 88
Bibliographie……

Liste de Figures

Chapitre I : Etat de l'art

Figure I.1 : Drones HALE et MALE..……..... 6
Figure I.2 : Micro et Mini drones …….……. 7
Figure I.3 : Drone à ailes battantes**,** Drone à voilures fixes**,** Drone à voilure tournante..…... 7
Figure I.4 : Drones 4 rotors..…… ……..….. 8
Figure I.5 : Tri-rotor à Heudiasyc, Le vectron**,** L'hélicoptère auto-stable……..…. 9
Figure I.6 : Hélicoptère classique, Deux rotors…….……. 9
Figure I.7 : Avion 3D ……...……. 10
Figure I.8 : Drone solaire Helios……..…….. 10
Figure I.9 : Dirigeables ……..……...……...…… 11
Figure I.10 : Architecture de véhicules convertibles à corps basculant….……. 12
Figure I.11 : Architecture de véhicules convertibles à rotors basculant……. 12
Figure I.12 :Technologie VTDP ……..…… 13
Figure I.13 : Hélicoptères à rotors coaxiaux……. 14
Figure I.14 : Drones à rotors coaxiaux à carène courte……. 15
Figure I.15 : Présente les hélicoptères à rotors en tandem « CH-47 Chinook »…… 15
Figure I.16 : Présente les hélicoptères à rotors engrenants…… 16
Figure I.17 : Principe de travail de l'accéléromètre……... 17
Figure I.18 : Effet gyroscopique……. 17
Figure I.19 : Applications des drones en civile et en militaire…….…..… 18

Chapitre II : Modélisation d'hélicoptère de laboratoire à deux degrés de liberté

Figure II.1 : TRMS : Configuration et photo descriptif dans laboratoire……..... 26
Figure II.2 :Vis de fixation sur les deux axes…….…….…. 26
Figure II.3 : Schéma simplifie montre comment fonctionne une propulseur……... 27
Figure II.4: Encodeurs optiques…… 28
Figure II.5 : base de TRMS……....…….. 29
Figure II.6 : TRMS : Schéma descriptifsimplifie……. 29
Figure II.7 : ModélisationTRMS…….. 33
Figure II.8 : Réponses libres du modèle du TRMS..……..…… 34
Figure II.9 : Réponses du modèle du TRMS pour $u_1 = u_2 = 0.5$ v et $\psi_0 = \varphi_0 = 0$…..… 35

Chapitre III : Aspect théorique de la commande par backstepping, commande adaptative et les systèmes flous

Figure III.1 : Plan de phase (trajectoire de système)……..… 37

Figure III.2 : Stabilité selon Lyapunov……..…… 38

Figure III.3 : Commande adaptative indirecte ……..… 39

Figure III.4 : Commande adaptative directe …….…… 40

Figure III.5 : Commande adaptative par modèle de référence…….. 40

Figure III.6 : Représentation graphique montre la procédure de backstepping…… 46

Figure III.7 :Univers de discours U avec sous-ensemble A…… 48

Figure III.8 :Ensembles classiques et flou (Univers discours X avec un Sous-ensemble A) 48

Figure III.9 : Fonction d'appartenance……... 49

Figure III.10 :Univers de discours typique en logique floue……. 50

Figure III.11 : Exemple sur ensemble de floue…….. 51

Figure III.12 : Ensemble de floue (Exemple)…….… 52

Figure III.13 : FonctionTrapézoidale…….…… 52

Figure III.14 : FonctionTriangulaire…….…….…… 52

Figure III.15: Fonction Gaussienne…….. 52

Figure III.16 : Fonction sigmoïde…….…… 53

Figure III.17 : Fonction Singleton…….. 53

Figure III.18 : Schéma générale de la commande floue…… 56

Figure III.19 : Architecture interne d'un contrôleur floue……. 57

Figure III.20 : Procédé de Fuzzyfication (variable à 05 valeurs linguistique)……...… 57

Figure III.21 : Matrice des règles (Exemple)…….… 58

Figure III.22 : Procédé d'inférence floue de deu variables linguistique…….… 59

Figure III.23 : Procédé de Defuzzyfication CDG (variable à 03 valeurs linguistique)…..… 59

Chapitre IV :Commande floue adaptative basée sur la méthode du backstepping d'un hélicoptère de laboratoire à deux degrés de liberté

Figure IV.1 : Rapide prototypage, processus de développement traditionnel…… 62

Figure IV.2 : Environnement expérimentale avec TRMS ….…… 63

Figure IV.3 : Processus de génération du code exécutable …… 64

Figure IV.4 :Librairie de la carte d'acquisition PCI 1711……...…….. 65

Figure IV.5 Stratégie de contrôle adaptatif floue proposée…… 78
Figure IV.6MATLAB/Simulink block (Rejet des perturbations du vent)……..… 79
Figure IV.7Résultats pour le suivi de l'onde sinusoïdale……..….. 80
Figure IV.8 Résultats du suivi des ondes triangulaires…….. 80
Figure IV.9 Résultats du suivi des ondes carrées……... 81
Figure IV.10 : Résultats du suivi d'une onde sinusoïdale avec différentes fréquences…….. 82
Figure IV.11 : Résultats du suivi des ondes triangulaires avec différentes fréquences..…… 82
Figure IV.12 Résultats du suivi des ondes carrées avec différentes fréquences…… 83
Figure IV.13 Effets du vent…… 83
Figure IV.14 : TRMS (perturbation externe)…….. 84
Figure IV.15Résultats du suivi des ondes sinusoïdales. (Présence d'effets de vent)……. 84
Figure IV.16: Résultats du suivi des ondes triangulaires. (Présence d'effets de vent)…… 85
Figure IV.17Résultats du suivi des ondes carrées. (Présence d'effets de vent)……. 85
Figure IV.18: Résultats pour les réponses échelonnées du TRMS (perturbation externe)…. 86

Liste de Tableaux

Chapitre II :Modélisation d'hélicoptère de laboratoire à deux degrés de liberté

Tableau II.1 : Les paramètres de TRMS……..…… 34

Chapitre III : Aspect théorique de la commande par backstepping, commande adaptative etles systèmes flous

Tableau III.1 : Classification selon l'âge (Ensemble floue)…….……...… 511

Tableau III.2 :Opération de base de la logique floue…….… 54

Tableau III.3 : Ensembles flous et définitions…..……...….... 55

Chapitre IV :Commande floue adaptative basée sur la méthode du backstepping d'un hélicoptère de laboratoire à deux degrés de liberté

Tableau IV.1 : Comparaison entre la commande développé et celle développé dans[100,101].....……...…….. 86

Notations

HALE	: Haute altitude longue endurance
MALE	: moyen altitude longue endurance
VTDP	: Hélice canalisée à pousséevectorielle (Vectored Thrust Ducted Propeller)
Ka-27ka-52 alligator	:Exemple d'hélicoptères à rotors coaxiaux
CH-47 Chinook	: Exemple d'hélicoptères à rotor tandem
LQR	: Régulateur quadratique linéaire
LTR	: Récupération du transfert en boucle (Loop Transfert Recovery)
LMI	: Méthodes d'optimisation de la matrice linéaire
TRMS33-949	: Twin Rotor Mimo System
HEDS-95440	: Série d'encodeurs optiques de TRMS
PCI 1711	:Une carte d'acquisition Advantech
MLI	:Une chaine d'impulsions
HIL	:Prototypage rapide
RAFBC	: Robust Adaptive Floue-Backstepping Control

Symboles

M_{Fg}	:Moment de gravité.
$M_{B\psi}$,$M_{B\varphi}$	:Moment de friction.
M_G	: Moment gyroscopiqueTRMS
ψ	: Angle d'élévation de la tige TRMS
I_1	:Somme des moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal.
M_v	: Somme des moments dans le plan vertical.
$a_1$et b_1	: Paramètres caractérisant le moment de la force aérodynamique M_1
M_1	: Moment de la force aérodynamique
M1,M2	: Les moteurs de TRMS
φ	: L'angle d'azimut
$\tau_1(S)$	: Couple délivré par le rotor principal (vertical).
K_{11}	: Gain du moteur (*M1*)
$u_1(s)$	: Entrée de commande du moteur (*M1*).
$B_{1\varphi}$	: Paramètrede la fonction de friction dynamique.
M_R	: La dynamique de couplage TRMS
K_{gx}	: Paramètre de l'inertie gyroscopique
$\tau_2(S)$	: Couple délivré par le rotor secondaire (horizontal)

K_{22}	: Gain du moteur (*M2*)
$T_{22,}T_{20}$	: Constants liées au moteur (*M2*).
$u_2(s)$	: Entrée de commande du moteur (*M2*).
K_c	: Gain de la réaction de l'élan
w_{1v}, w_{2v}, w_{3v}, w_{1h}, w_{2h}, w_{3h}	: Effets du vent ou perturbations TRMS
α_{1v} , $\alpha_{1h}\alpha_{2v}, \alpha_{2h}$	: Signaux de commandes virtuelles
$\hat{f}_{1v}$, $\hat{f}_{1h}$, $\hat{f}_{2v}$, $\hat{f}_{2h}$	:Fonctions non linéaires
φ_{1v}, $\varphi_{1h}\varphi_{2v},\varphi_{2h}$	: UN système flou TRMS
$\hat{f}_{1v}$, $\hat{f}_{1h}$, $\hat{f}_{2v}$, $\hat{f}_{2h}$	: Fonctions non linéaires TRMS
$\lambda_{1v}, \lambda_{2v}, \lambda_{3v}, \lambda_{1h}, \lambda_{2h}$	: Paramètres de contrôle
J_1 et J_2	: Energie de la commande, et la somme des carrés des erreurs

Introduction générale

La dynamique des engins volants à voilure tournante, qui est particulièrement difficile à comprendre, car les effets aérodynamiques sont nombreux et le couplage croisé entre le vol vertical et horizontal est complexe, en plus d'être de nature non linéaire, et également une dynamique couplée à la force apparaît en raison de nombreux variables de turbulence instables[1].Dans une autre Domain de recherche en stratégie de contrôle, les chercheurs mécatroniciens s'intéressent au développement de lois de contrôle non linéaires pour les objets volants afin de réaliser des missions de suivis des trajectoires. En effet, le comportement non linéaire de ces appareils comme l'hélicoptère implique la nécessité de disposer de contrôleurs de vol les plus fiables et robustes possibles. Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans un cadre de contrôle non linéaire floue adaptative basée sur la méthode du backstepping d'un hélicoptère de laboratoire à deux degrés de liberté(TRMS).La stratégie de contrôle développé est appliquée expérimentalement, sur ce système qu'est un prototype d'hélicoptère caractérisé par sa nature de non-linéarité, multivariable, fortement couplé [2].

Le TRMS, comme d'autres systèmes non linéaires, présente une difficulté à obtenir un contrôleur efficace et la problématique du suivi d'une trajectoire de référence. Récemment, de nombreuses recherches sur le TRMS ont été enregistrées afin de développer un contrôleur robuste ;nous en citerons quelques-uns dans le cadre d'une discussion des résultats de leurs expériences et d'une comparaison avec notre travail ;par exemple : dans [3], une technique de contrôle par logique floue utilisée pour contrôler le TRMS, cette technique a été largement utilisée pour les systèmes non linéaires lorsque le modèle mathématique du contrôle est inconnu et que les règles d'inférence disponibles sont fournies par des experts humains. La logique floue a été combiné avec d'autres méthodes de contrôle afin d'effectuer un bon suivi de la trajectoire TRMS ;par exemple, Kalyani [4] a développé une méthode neuro-fuzzy pour traiter des problèmes de couplage, malheureusement, la méthodologie de détermination des paramètres floues (type de fonctions d'appartenance et nombre de bases) était absente et les résultats obtenus n'étaient que des simulations. Bouarroudj [5] a utilisé la combinaison de la logique floue avec le contrôle du mode glissant pour contrôler le TRMS. Dans [6], la méthode de commande par mode glissant a également été utilisée seule, elle est robuste vis-à-vis des incertitudes et des perturbations externes, malheureusement, le problème du chattering qui cette méthode est toujours présent, ce qui provoque une fréquence élevée dans la tension de commande

d'entrée. Les travaux mentionnés dans [7] ont proposé des solutions pour réduire les effets du chattering mais aucune mise en œuvre pratique à été mentionné. S.H.Shah [8] a utilisé une méthode basée sur la linéarisation d'un modèle non linéaire de TRMS, cette approche est généralement appliquée pour des systèmes qui ne présentent aucune incertitude dans leur dynamique, malheureusement l'inconvénient majeur de cette méthode de contrôle est la sensibilité aux perturbations externes. En outre, l'auteur n'a pas pris en compte l'adéquation expérimentale pratique avec la méthode de contrôle proposée.

Dans le but de présenter les contributions de ce travail, notre algorithme de commande a été validé en expérimentation pratique pour compenser les effets d'incertitudes, de perturbations externes et les effets de couplage entre deux sous-systèmes vertical et horizontal du TRMS.

La méthode de contrôle utilisée est basée sur la théorie de la logique floue et est chargée d'anticiper et de compenser les interactions entre les états internes qui sont considérés comme des perturbations influençant la dynamique et le comportement souhaité de chaque sous-système. Nous considérons un algorithme d'adaptation pour corriger le problème d'influence de la variation des paramètres sur le comportement souhaité, Ensuite, la théorie du backstepping avec incertitude de boucle de commande est introduite, et la stabilité du système en boucle fermée est démontrée par la méthode de Lyapunov. L'approche de contrôle adoptée permet d'éviter les problèmes de modélisation, d'étendre une meilleure robustesse et d'obtenir un suivi de trajectoire souhaité avec une meilleure précision en présence de la fréquence des effets du vent.

Contribution

Les travaux réalisés dans le cadre de ce travail ont donné lieu aux contributions suivantes :

- ✓ Synthèse de lois de contrôle adaptative floue backstepping. Notre algorithme de contrôle développé a été validé expérimentalement en considérant le contrôle d'un système non linéaire à entrées multiples et sorties multiples à double rotor (système MIMO à double rotor : TRMS 33-949).
- ✓ Par rapport aux travaux récents rapportés dans la littérature, les contributions de ces travaux de thèse sont présentées sous différents aspects tels que la modélisation et la stratégie de contrôle.
- ✓ L'utilisation de contrôles non linéaires tels que : commande flou adaptatif combinée par le backstepping permet d'obtenir les performances souhaitées.

- ✓ Les techniques de commande non linéaire appliquées au système électromécanique TRMS assurent la convergence dans un temps fini et la robustesse face aux incertitudes et aux perturbations externes, qui constituent l'une des principales contributions de ce travail.

Plan de thèse

Ce travail est divisé en quatre chapitres, qui se répartissent comme suit :

- ✓ Dans le premier chapitre, nous parlerons de systèmes électromécaniques importants dans l'aviation. A l'objectif d'étudier l'hélicoptère de laboratoire TRMS.
- ✓ Le second chapitre est consacré à la modélisation dynamique de TRMS.
- ✓ Le troisième chapitre est décrit la présentation des différentes méthodes de commande qui ont été développées pour faire commander le système électromécanique TRMS.
- ✓ Dans le quatrième chapitre, nous présentons la conception d'une commande floue adaptative basée sur la méthode du backstepping d'un hélicoptère de laboratoire à deux degrés de liberté TRMS, et discutions sur les résultats obtenues.

I.1 Introduction

Les progrès technologiques ont permis la conception et la construction des mini-avions ou mini-hélicoptères avec des capacités toujours plus développées pour réaliser des vols en autonomie depuis plusieurs années. Ces appareils sont appelés drones, sont également appelés UAV (Unmanned Aerial Vehicle), sont des aéronefs inhabités qui utilisent les forces aérodynamiques pour voler verticalement. Ils sont capables d'être pilotés à distance, autonomes ou semi-autonomes [9].Le terme anglais « drone », qui signifie « bourdon » ou « bourdonnement », est fréquemment utilisé en Français pour décrire le son produit par certains individus lorsqu'ils volent. Ils sont des aéronefs capables de voler et d'effectuer une mission sans être accompagnés d'une personne. Le drone n'est qu'un composant d'un système, développé et mis en place pour accomplir une ou plusieurs tâches, Ils sont susceptibles d'emporter diverses charges utiles, les rendant capables d'effectuer des tâches spécifiques pendant une durée de vol qui peut varier en fonction de leurs capacités. Les spécialistes évoquent des "systèmes de drones" pour cette raison. Il est possible de comparer le concept des drones à celui de l'aéromodélisme, qui consiste à piloter des avions de petite taille à l'aide de télécommandes.

Ce chapitre présente d'abord une notion sur l'électromécanique et le mécatronique, avec des citations de quelques exemples d'équipements électromécaniques couramment utilisés et particulièrement à l'objectif d'étudier les systèmes reliés à l'industrie de l'aviation. A cet effet nous présentons les membres les plus célèbres de la grande famille des drones, ainsi que leurs caractéristiques similaires. Nous examinons ensuite les différentes technologies de capteurs utilisées par les drones pour se positionner et s'orienter dans l'espace. Enfin, une section est présentée pour décrire les utilisations potentielles dans les domaines civil et militaire.

I.2 La présentation des équipements électromécaniques

L`électromécanique série groupe de nôtre quotidien. C`est sûrement élément le cas pendant lequel vous: les équipements et commandes électromécaniques sont utilisés élément capital comme les machines industrielles que comme les produits de consommation. Presque totaux les appareils comportant un caractéristique électrique et cinétique peuvent convenir qualifiés d`électromécaniques.

I.2.1 Que signifie le terme « équipement électromécanique »?

L`électromécanique est la fusion des sciences électromagnétiques du diplomatie électrique et de la instruction de la mécanique. Par exemple, des vitres et sièges électriques des véhicules aux machines à laver et sèche-linge, de plusieurs produits que les gens utilisons pendant lequel à nous vie classique reposent sur ces systèmes.

I.2.2 Quelques exemples d'équipements électromécaniques couramment utilisés

Aujourd`hui, les équipements basés sur l`électromécanique sont si fourmillant qu'il est impossible de toutes les citer. Ce qui est formidablement probable, c`est que toi-même-même en utilisez au quotidien, itou affairé chez votre vie intérieure que chez votre vie professionnelle. En voilà plusieurs exemples:

- ✓ L'industrie de l'aviation, notamment avec les dispositifs aériens, les drones, les avions, les hélicoptères, TRMS, quadrotor….etc.
- ✓ Les équipements électroménagers littéraux que le lave-vaisselle, le congélateur ou l`aspirateur,
- ✓ L'industrie des machines électriques : les machines à double stators, tous les types des machines électriques AC et les machines électriques DC.
- ✓ Le secteur du transport, comme les trains et les tramways,
- ✓ L'industrie de l'automobile, notamment avec les alternateurs et autres moteurs électriques,
- ✓ Pendule inversé, système Ball and Beam, actionneurs électropneumatique….etc.

I.2.3 La mécatronique

Le domaine de mécatronique combine la mécanique, l'électrique, l'automatisation et l'informatique. Elle est souvent considérée comme la combinaison de compétences qui sera nécessaire pour diriger la fabrication automatisée avancée à l'avenir. Les personnes qui travaillent à la jonction de ces disciplines peuvent également avoir des connaissances approfondies en robotique, en électronique et en télécommunications. Elles sont chargées de créer des systèmes plus simples, tout en étant plus puissants et plus intelligents.

De nombreux produits, autrefois purement mécaniques, font désormais appel à la mécatronique pour fonctionner, notamment divers systèmes automobiles tels que les freins antiblocages, ainsi que des articles ménagers comme les appareils photo reflex numériques. Ces types de systèmes représentent l'avenir du domaine électromécanique.

I.2.4 L'évolution de la technologie et ses conséquences sur l'électromécanique

Avec les améliorations de la technologie en sujet d`automatisation et d`apprentissage automatique, des emplois parfois occupés par des humains sont désormais occupés par des machines. Mais il faut généralement une personne obtenant des connaissances en mécanique pour installer et entretenir ces machines, notamment pour prévenir une panne ou la réparer. Le travail d`électromécanicien est particulièrement technique et il faut avoir les compétences nécessaires pour le montage et le démontage des équipements, afin de respecter les spécifications des fabricants.

I.3 Classification des drones

Les drones peuvent être classés en fonction de divers critères, tels que leurs autonomies, leurs portées, leurs altitudes et leurs missions de contrôle :

I.3.1 Classification selon la taille

Il est possible de distinguer les catégories suivantes :

HALE : (haute altitude longue endurance) : sont des drones à voilure fixe et capables de rester en vol pendant de longues périodes (entre 12 et 48 heures) et de collecter des informations.[10]

MALE :(moyen altitude longue endurance) : Ils sont utilisés pour des vols de longue durée à une altitude opérationnelle moyenne en raison de leur grande autonomie.[10]

Ces deux types de drones appartiennent à la catégorie des drones de grande taille. Ils peuvent emporter des armes, ce qui nécessite généralement un humain dans la boucle, qui doit garder la décision de tir et pouvoir annuler la mission à tout moment.

Figure I.1 : Les drones HALE et MALE

Micro-drones : sont des drones à faible charge qui mesurent de quelques centimètres à quelques dizaines de centimètres. En règle générale, ils sont propulsés électriquement, ce qui leur permet de voler à l'intérieur. [11]

Mini-drones : sont légers, de taille réduite (jusqu'à quelques kilogrammes et d'envergure jusqu'à 1 à 2 mètres), faciles à piloter et d'une autonomie relativement courte (de 10 à 30 minutes). Ils sont généralement utilisés pour l'observation de zones difficiles à accéder. [11]

Figure I.2 : Micro et Mini drones[9].

I.3.2 Classification selon le mode de propulsion

I.3.2.1. Drones à ailes battantes

Les mini et micro-aéronefs peuvent utiliser des ailes battantes comme moyen de propulsion alternatif. Les battements d'ailes imitent progressivement le vol des oiseaux ou des insectes.

a) Drones à voilures fixes : utilisant des ailes fixes lorsqu'ils se déplacent.

b) Drones à voilures tournantes : utilisant le même organe (rotors) pour la sustentation et la propulsion. Ce type de drones est capable de voler stationnaire à base et à faible altitude, ainsi que d'atterrissage et de décollage verticaux [12].

Figure I.3 : Drone à ailes battantes**,** Drone à voilures fixes**,** Drone à voilure tournante.

c) Drones à quatres rotors

Il est composé de quatre rotors. Les moteurs avant et arrière tournent dans le sens de la montre, tandis que les moteurs droit et gauche tournent dans le sens opposé. Les hélices utilisées sont des hélices à pas fixe. La différence de vitesse de rotation des rotors avant et arrière permet le tangage. La différence de vitesse entre les moteurs latéraux est utilisée pour produire le roulis. En augmentant la vitesse des moteurs avant et arrière et en réduisant la vitesse des moteurs latéraux, le lacet est obtenu. Une version de quadrotor X4 a également tous les rotors tournant dans le même sens. Dans ce dernier, deux rotors sont inclinés vers l'horizontal pour créer un couple de lacet. L'inclinaison peut être fixe ou variable et permet de contrôler le mouvement du lacet. Étant donné que les quadrotors sont commandés par des différences de vitesse de rotation des rotors, il est essentiel que la vitesse de rotation des moteurs puisse être rapidement modifiée. Il est nécessaire d'utiliser des pales très légères et des rapports de réduction relativement grands pour y parvenir.

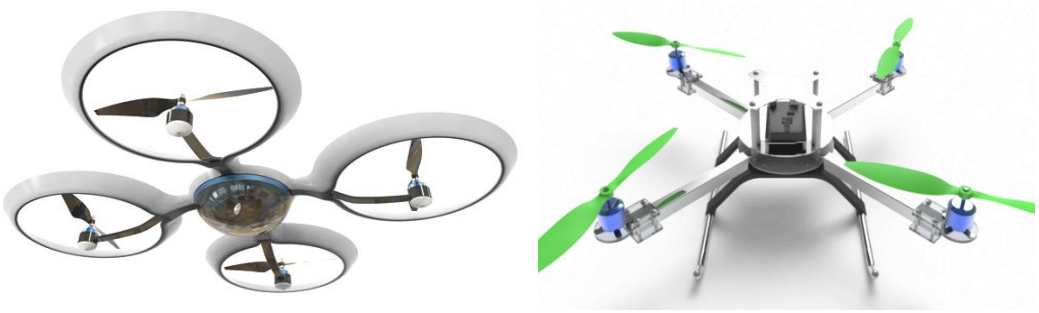


Figure I.4 : Drones 4 rotors. [13]

d) Drones à trois rotors

Le tri-rotor est constitué de 2 rotors à l'avant qui tournent dans des sens opposés et un rotor à l'arrière avec orientation réglable. Bien que le fonctionnement soit similaire à celui d'un quadrotor, les performances en vol sont moins satisfaisantes. Ils 'agit trois types de cet appareil, Heudiasyc, le Vectron, l'hélicoptère auto stable. Des expériences ont été faites sur le tri-rotor à Heudiasyc, Levectron est constitué de 3 rotors qui tournent dans le même sens, Un norvégien a récemment inventé un hélicoptère auto-stable (blade-runner), voir Figure I.5. Il est composé de deux rotors à pas fixe fixés sur le même axe et qui tournent dans des directions opposées. Le couple de tangage est obtenu grâce à un petit rotor de queue. Grâce à l'articulation entre les pales du rotor principal et l'axe du rotor, cet hélicoptère est stable [14].

Figure I.5 : Le tri-rotor à Heudiasyc, Le vectron**,** L'hélicoptère auto-stable [14].

e) Drones à deux rotors

Dans ce type de configuration, nous pouvons distinguer un hélicoptère classique avec un rotor principal et un rotor de queue, voir Figure I.6 (a); et nous pouvons avoir deux rotors qui pivotent sur deux axes. Cette configuration est également très compacte, comme le montre la Figure I.6 (b).

(a) (b)

Figure I.6 :L'hélicoptère classique, Deux rotors[15]

f) Drones ayant un seul rotor (L'avion 3D)

Ces avions ont un moteur suffisamment puissant pour décoller verticalement et des ailerons d'une grande surface pour assurer des couples de commande suffisamment grands pour rendre l'avion facile à piloter. Ils se développent de plus en plus et ont l'avantage de pouvoir voler comme un avion ordinaire, ce qui permet de se déplacer rapidement et à un coût élevé en termes d'énergie.

Figure I.7 : Avion 3D[12].

g) Drones stratosphériques

Il existe également des drones d'une autre envergure, des drones stratosphériques, destinés à des vols à très haute altitude pour une durée préliminaire illimitée (plusieurs mois). Dans cette situation, l'objectif est de réaliser une tâche similaire à celle d'un satellite géostationnaire : observer et communiquer. C'est un avion électrique de grande taille (Figure I.8) qui mesure environ soixante mètres de haut et est équipé de panneaux solaires et de piles à combustible.

Pendant la journée, l'énergie solaire est utilisée pour alimenter les moteurs et recharger la pile à combustible. La nuit, cette dernière est utilisée pour éviter que l'avion ne perde trop d'altitude. Helios an atteint une altitude historique de 96 863 pieds (1 pied=0.3048 m) en 2001. En 2002, des expérimentations ont été menées avec ce drone pour la première application commerciale (de la télévision) avec un relais à 60 000 pieds.

Figure I.8 :Drone solaire Helios[10][16].

h) Dirigeables

Comme indiqué dans la Figure I.9, les dirigeables utilisent de l'hélium pour produire une poussée verticale et des rotors pour produire des couples. Ils ont un volume important et sont sensibles au vent. Les dirigeables ont cependant l'avantage d'être stables et d'avoir moins de vibrations mécaniques.

Figure I.9 : Dirigeables [10][16].

i) Convertibles

La principale lacune de la plupart des configurations mécaniques présentées concerne la faculté à combiner le vol stationnaire et le vol en translation. Par conséquent, un certain nombre d'études ont été menées dans le but de créer des appareils capables de fonctionner de la même manière que les hélicoptères en vol stationnaire ou les avions en vol en translation. Le vol aérien utilise moins d'énergie pour se déplacer rapidement, tandis que le vol hélicoptère pourrait effectuer des tâches nécessitant un vol stationnaire. Le but est de déplacer le fuselage du véhicule d'une position verticale pour le vol stationnaire vers une position horizontale pour le vol en translation. Ce type de véhicule est connue sous le nom de convertible [10] [17].En réalité, la fabrication de ces appareils est extrêmement fragile et mécaniquement complexe. De plus, l'étendue de l'enveloppe de vol de ce type de véhicule permet des solutions technologiques optimales pour le comportement avion et hélicoptère. Cependant, trois architectures de véhicules convertibles ont été développées. La conception initiale des véhicules convertibles comprend des appareils capables de modifier la position de leur fuselage pour passer d'un mode de vol hélicoptère à un mode de vol avion. Les véhicules à rotors coaxiaux carénés ont une architecture similaire. Les deux architectures se distinguent par la présence d'une voilure plane fixe sur le fuselage des véhicules convertibles, ce qui leur permet d'atteindre des vitesses de translation plus élevées (jusqu'à 980 km/h), comme illustré à la Figure I.10.

Figure I.10 : Architecture de véhicules convertibles à corps basculant [10][16].

La deuxième architecture de véhicules convertibles comprend des appareils capables de changer de mode de vol d'hélicoptère à avion en tournant leurs rotors. Comme le montre la Figure I.11, ces dispositifs sont dotés de rotors tournant en sens opposé qui sont fixés aux extrémités d'une voilure fixe. Les rotors sont utilisés pour assurer la sustentation et les mouvements verticaux du véhicule lorsqu'il est en vol stationnaire. Le différentiel de vitesse de rotation entre les rotors donne l'orientation autour du roulis, tandis que l'orientation autour du lacet est pilotée en inclinant les rotors dans des directions opposées. Le mouvement cyclique du rotor détermine l'angle de tangage.

En translation, la voilure fixe sert de support et les rotors de propulsion. Des dérives se trouvent à l'arrière du véhicule pour réguler le lacet, tandis que la voilure fixe est équipée d'ailerons pour pouvoir se tourner, tout comme dans un avion classique.

Figure I.11 Architecture de véhicules convertibles à rotors basculant.[10] [16]

La phase de transition entre le mode hélicoptère et le mode avion est le principal problème de ces véhicules. Il s'agit d'une étape cruciale dont les conséquences aérodynamiques sont ignorées. L'articulation entre la voilure fixe et la voilure mobile augmente également les

coûts de maintenance des véhicules. Finalement, les pales exposées rendent ces voitures difficiles à manœuvrer en ville.

La conception la plus récente des véhicules convertibles comprend des appareils capables de convertir leur voilure tournante en une voilure fixe pour le vol de translation. Ils sont généralement également équipés de la technologie VTDP (Vectored Thrust Ducted Propeller).

Grâce à l'installation d'une hélice carénée ou non à l'arrière de l'appareil, cette technologie vise à augmenter la vitesse de croisière des véhicules à voilure tournante. La Figure I.12 illustre la structure unique de ces appareils.

Figure I.12 Technologie VTDP[10][16].

Le fonctionnement de ces appareils est plutôt simple. Un ou plusieurs rotors assurent la sustentation du véhicule en vol stationnaire et à de faibles vitesses d'avancement. À un certain niveau de vitesse, la force transportée par la voilure fixe est supérieure à celle produite par le ou les rotors. Ensuite, le ou les rotors sont graduellement ralentis et verrouillés perpendiculairement au fuselage pour créer une aile supplémentaire. Le principal avantage de cette technologie est la facilité de transition entre le vol stationnaire et le vol de translation. En effet, pour passer d'un mode de vol à l'autre, il n'est plus nécessaire de basculer le fuselage du véhicule entièrement ou en partie.

I.4 Types de rotors et les méthodes de vol

I.4.1 Rotors coaxiaux

Cette configuration est constituée de deux rotors fixés sur le même axe de rotation, mais tournant dans des sens opposés pour contre carrer les effets du couple. Par conséquent, les hélicoptères équipés de rotors coaxiaux n'ont pas de rotor de queue, ce qui résiste contre l'effet de vent en comparaison avec les hélicoptères traditionnels .Le mouvement, de deux

rotors contribuent à la poussée verticale et la direction de lacet [10].Il est important de noter que la poussée totale est inférieure à la somme des poussées individuelles de chaque rotor. Cela est dû aux pertes causées par l'interaction de plusieurs flux d'air entre les rotors. De plus, le système de contrôle et la structure mécanique sont très complexes car le rôle multifonctionnel de deux rotors qui remplissent la translation, l'orientation et de levage.[18] [19], Figure I.13.

Ka-27ka-52 alligator

Figure I.13 Hélicoptères à rotors coaxiaux.[10] [16] [20]

I.4.2 Rotors coaxiaux carènes

Les rotors coaxiaux sont intégrés à la cellule et sont isolées du milieu extérieur. Cela protège le véhicule contre les chocs. Cependant, le carénage augmente la masse de la structure, ce qui réduit la charge pouvant être transportée. L'inconvénient ce qui peut rendre l'avion instable en vol stationnaire à cause de fort moment à cabrer est crée en réaction de rafales latérales. La première architecture comprend des appareils à corps court. Ces véhicules ont généralement une bonne stabilité en vol stationnaire, mais des capacités limitées en vol translation horizontal. Par conséquent, dans une architecture particulière, comme le montre la Figure I.14(a), il y a un rotor secondaire dans la queue désigné pour le vol en translation, et le rotor principal est utilisé pour la portance. Une autre architecture, illustrée à la Figure I.14(b), comprend deux rotors secondaires qui peuvent incliner le drone et de contrôler la vitesse de mouvement en translation. Dans les deux cas, le véhicule reste presque à plat pendant le vol vers l'avant, ce qui maintient la résistance de l'air à un niveau faible.

(a) (b)

Figure I.14 Drones à rotors coaxiaux à carène courte[10] [16]

I.4.3 Rotors en tandem

Ce type d'hélicoptère est caractérisé par deux rotors de même taille fixés l'un devant l'autre. Étant donné que deux rotors contribuent à la poussée, ils sont le plus souvent utilisés dans les gros hélicoptères qui doivent transporter de lourdes charges. L'effet du couple provoqué par la rotation du rotor est compensé par le fait que le rotor tourne dans le sens opposé. La translation et l'orientation sont créées en faisant varier l'inclinaison ou la vitesse de rotation du rotor en fonction du comportement souhaité [10][21].La Figure I.15montre un hélicoptère à rotor tandem conçu pour transporter des troupes et du matériel.

Figure I.15 : un hélicoptère à rotor tandem « CH-47 Chinook » [10][16].

I.4.4 Rotors engrenant

Cette configuration se compose de deux rotors de taille à peu près égale fixés sur un axe en forme de V. De cette manière, les rotors tournant dans des directions opposées à la même vitesse n'entrent pas en collision. Cette construction permet une portance accrue. Par conséquent, ce type de véhicule est donc adapté au transport de marchandises lourdes. L'inconvénient de cette architecture est que, à l'instar des configurations de rotors en

tandem, l'architecture de rotors est complexe. L'avantage est que peut l'utiliser pour transporter du matériel vers des zones difficiles(un risque de substances chimiques, biologiques ou radioactives). La Figure I.16montre le modèle de fonctionnement de l'hélicoptère.

Figure I.16 présente les hélicoptères à rotors engrenants.[10] [16]

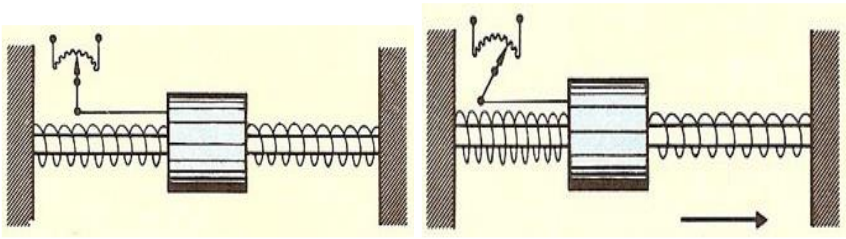
I.5 Technologies de capteurs pour la localisation

Tous les capteurs utilisés dans le domaine de la robotique mobile fournissent des informations qui appartiennent à l'une des deux grandes catégories d'informations : les informations proprioceptives et les informations extéroceptives [22] [23] [24].

Cette section présente les capteurs appartenant en deux catégories, en se concentrant sur ceux susceptibles d'être installés sur de petits avions autonomes.

I.5.1 Accéléromètres

Un accéléromètre est un capteur fixé à un objet en mouvement ou à un autre objet et permettant de mesurer l'accélération linéaire le long d'un axe [23]. La structure physique d'un accéléromètre consiste en une masse d'essai, un objet de masse et de forme précisément connues, suspendu à un cadre rigide par des ressorts. Une masse reste au repos lorsqu'elle est au repos ou lorsqu'un objet se déplace à une vitesse constante, comme le montre la Figure I.17(a). En revanche, lorsqu'un objet accélère ou décélère, sa masse tente de se déplacer en réponse à ce changement d'accélération et de tension du ressort. La Figure I.17(b).



(a) (b)

Figure I.17 Principe de travail de l'accéléromètre.

I.5.2 Gyroscopes

Par définition, un gyroscope est un appareil fixé à un mobile et capable de mesurer la rotation absolue autour d'un axe [23].La fonctionnalité de ces capteurs repose sur des effets mécaniques, piézoélectriques ou optiques. Un gyroscope à élément rotatif (Figure I.18) utilise la loi de conservation du moment cinétique, ou effet gyroscopique, pour mesurer l'orientation absolue d'un objet. L'idée de l'effet gyroscope est réalisée en observant un simple gyroscope. Tant que la toupie tournera, elle restera parfaitement droite, équilibrée autour de l'axe de rotation, et aura tendance à résister aux changements d'inclinaison du support sur lequel elle est fixée.

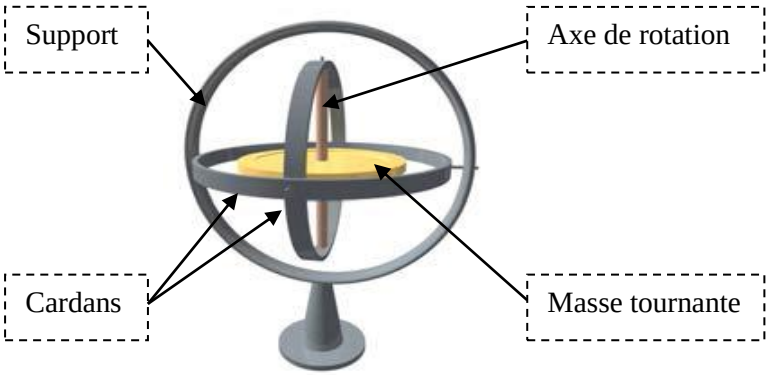


Figure I.18 Effet gyroscopique

I.5.3 Centrales inertielles (IMU : Inertiel Measurement Unit)

Est un système complet composé au minimum de trois accéléromètres et trois gyroscopes pour mesurer les composantes selon les trois axes de l'accélération non gravitationnelle et de la vitesse instantanée de rotation du véhicule par rapport à un référentiel inertiel (qui est souvent confondu avec le repère terrestre).Les centrales inertielles sont des systèmes sophistiqués et très coûteux. Elles intègrent une électronique pour corriger les données de capteurs : compensation de l'accélération au niveau de la

mesure des gyroscopes, auto-compensation de la température, orthogonalisation des axes de mesure, etc. Les principaux de centrales inertielles sont décomposés en deux types : les centrales à plate forme stabilisées et les centrales strap-down [10].

I.6 Méthodes pour le guidage et le pilotage

L'enjeu de la fonction commande est de définir les signaux de commande envoyés aux différents actionneurs pour que le véhicule exécute le comportement souhaité. Les fonctions de contrôle permettent d'exécuter les instructions exprimées par les guides et de stabiliser l'appareil via les actionneurs. Ces deux fonctions se situent entre les humains et le système et interprètent à la fois les instructions de l'utilisateur et les informations provenant de divers capteurs dans le but d'assurer un fonctionnement efficace de la boucle de contrôle.

I.7 Applications civiles et militaires

Du côté militaire, le développement d'une large gamme de drones, il existe de nombreuses possibilités d'utilisation des appareils volant dans des missions doubles, mais les domaines d'application à long terme ne sont pas encore définis. Les tâches actuelles comprennent la surveillance et l'observation (recherche scientifique, surveillance d'urgence, réponse aux catastrophes). Cela peut également inclure des missions de travail aérien telles que le transport et la photographie, et les applications se multiplient. Outre le tournage, elle pulvérise également à des fins agricoles et pour des missions spécifiques telques la recherche et le sauvetage, l'aide humanitaire) [16][25]. Figure I.19.

Figure I.19 Les applications en civile et en militaire.[12][25]

De l'infanterie aux mini-drones tactiques en passant par les drones stratégiques de haute technologie, encourage les militaires à s'intégrer progressivement dans le spectre des avions utilisés sur le champ de bataille. Exploité en plus des systèmes conventionnels, des avions, des hélicoptères, des missiles de croisière et des satellites. Cela signifie que la gamme de drones continue de s'élargir [12] [25].

I.8 Contrôle des drones

Les algorithmes de commande pour les hélicoptères drones ont été largement étudiés ces dernières années. Ceci est dû au besoin de fabriquer des avions autonomes et maniables pour des utilisations civiles ou militaires. Les hélicoptères sont généralement plus manœuvrables dans des espaces limités, bien qu'ils soient plus lents et moins efficaces que les avions, ils sont également capables d'établir l'opération de décollages et d'atterrissages verticaux et de vols stationnaires. En conséquence, les hélicoptères sont l'une des meilleures plates-formes pour des opérations dans des zones urbaines ou encombrées. Cependant, la dynamique d'un hélicoptère est plus complexe que celle d'avion à voilure fixe : l'hélicoptère est instable en soi sur certaines plages de vol et présente une dynamique fortement couplée, et les caractéristiques de vol changent considérablement en dehors de l'enveloppe de vol. En ce qui concerne la commande des hélicoptères drones, certaines utilisent le modèle linéaire des drones, tandis que d'autres utilisent le modèle entier.

I.8.1 Techniques de commande linéaires

Il est alors possible d'utiliser des techniques de commande linéaires comme les correcteurs PID. Plusieurs travaux précédents ont utilisé cette méthode. Par exemple, dans [26],est examinée la commande d'un hélicoptère Yamaha R-50 et utilisant un correcteur de type (PID) pour chacune des boucles (mouvement longitudinal, mouvement latéral, altitude et lacet).

La commande linéaire optimale a également été utilisée pour commander les drones. La méthode de commande LQR (Régulateur quadratique linéaire) a été utilisée sur un modèle linéaire d'hélicoptère dans le travail présenté dans [27]. Une comparaison à été établit dans [28] entre les commandes PID et LQR utilisant un modèle linéaire de la dynamique de rotation d'un hélicoptère à quatre rotors. Pour stabiliser l'attitude d'un hélicoptère, un correcteur PD et un correcteur PD^2 compensant les couples gyroscopiques et de Coriolis ont été proposés dans [29] afin de prendre en compte les non linéarités de la dynamique de rotation de ce type de véhicule.

Une méthode de stabilisation et de poursuite de trajectoires fondée sur la notion de platitude est développée dans [30]. Afin de permettre la poursuite d'une trajectoire planifiée, cette technique a été utilisée sur le modèle linéarisé du quadrotor classique X4.
La méthode de contrôle Hinf est également l'une des approches de contrôle utilisées pour piloter les drones. Un algorithme de commande H_{inf} développé par M.Chen et M.Huzmezan dans [31] est utilisé sur une plateforme pivotant librement.

Dans [32], les auteurs ont utilisé trois types de commandes LQG/LTR (Linear Quadratic Gaussian/Loop Transfert Recovery) et H_{inf} pour contrôler les différents modes de vol (longitudinal et latéral) d'un hélicoptère en présence de perturbations causées par les dynamiques des rotors et des changements de point de vol qui conduisent l'hélicoptère à une plage de vol différente. L'ordre des correcteurs LQG et LTR est assez élevé par rapport au correcteur H_{inf} en raison des pondérations ajoutées et de l'utilisation du filtre Kalman. De plus, les correcteurs LQG et LTR sont moins résistants que le correcteur Hinf, en particulier en cas de perturbations extérieurs.

Il est également possible de mentionner les recherches de Takahashi [33] qui utilisent la commande H_{inf} pour le modèle linéaire de l'hélicoptère. D'autres approches de commandes basées sur les techniques H_{inf} loopshaping et sensibilité mixte ont été proposées et utilisent directement le modèle non linéaire du drone [34-38]. Un correcteur d'ordre relativement faible et de bonnes performances de commande peuvent être obtenu grâce à la stratégie de commande H_{inf} loopshaping, qui est basée sur les méthodes d'optimisation de la matrice linéaire (LMI) [38].

Étant donné que les modèles linéaires simplifiés sont généralement loin de la réalité du système physique, l'élaboration de lois de commande linéaires pour contrôler le mouvement d'un hélicoptère présente de nombreux problèmes. L'élaboration de lois de commande linéaires est extrêmement difficile car le modèle dynamique complet d'un hélicoptère engendre des incertitudes qui constituent des erreurs de dynamique par rapport au modèle linéaire. Par conséquent, la synthèse des commandes non linéaires basées sur une modélisation complète du système physique est la meilleure option.

I.9 Techniques de commande non linéaires

La notion de linéarisation de la boucle fermée du modèle non linéaire de l'hélicoptère est généralement la base des conceptions de contrôleurs non linéaires [39, 40].

L'objectif est d'utiliser le retour d'état pour transformer la dynamique non linéaire en une dynamique linéaire, avec la linéarisation entrée/sortie correspondant à une linéarisation complète ou partielle du modèle. Une linéarisation entrée-sortie approximative pour le modèle dynamique du drone a été proposée dans [41].Ils ont ensuite proposé deux lois de commande en utilisant ce modèle.

D'autres recherches ont été développées pour le suivi de trajectoire et la stabilisation à une position fixe en utilisant l'approche directe de Lyapunov et en tenant compte du modèle dynamique complet de l'hélicoptère [42-44].

Les drones peuvent être commandés à l'aide d'approches adaptatives. Par exemple, une approche de l'inversion du modèle à structure adaptative, qui incorpore des non linéarités cinématiques ainsi que des incertitudes sur les forces aérodynamiques et de propulsion, a été examinée dans [45].

La littérature contient d'autres configurations de commande adaptative non linéaire des drones basées sur les réseaux de neurones. Par exemple, dans [46, 47], l'inversion du modèle approximatif et la linéarisation de la boucle fermée ont été proposées pour la commande par réseau de neurones d'un hélicoptère drone. Le problème de stabilité n'est pas abordé dans la plupart de ces travaux.

Une méthode stricte de commande adaptative non linéaire pour un UAV basé sur les réseaux de neurones est présentée dans [48]. Cette méthode repose sur une structure de boucles imbriquées (boucle interne pour la stabilisation d'attitude et boucle externe pour le suivi de trajectoire), où chaque boucle utilise une inversion dynamique approximative en plus d'un réseau de neurones pour la linéarisation en boucle fermée compensant l'inversion imparfaite. Pour réduire l'erreur de suivi, les poids du réseau de neurones utilisé sont ajustés en ligne.

Les drones sont également commandés à l'aide de techniques prédictives. Il existe de nombreux algorithmes de commande prédictive. Par exemple, une commande prédictive a été proposée pour la commande du modèle non linéaire d'un hélicoptère drone, qui tient compte de la planification des trajectoires avec des contraintes d'entrée et d'état tout en suivant la position et l'angle de lacet de référence [49].

Plusieurs études ont examiné différentes méthodes de commande H_{inf} non linéaire pour un hélicoptère à six degrés de liberté [50-53]. Pour résoudre le problème de suivi de trajectoire d'un hélicoptère à quatre rotors, le travail effectué dans [54] propose une

stratégie de commande hybride entre la technique H_{inf} non linéaire et la commande prédictive.

Le problème de design H_{inf} non linéaire pour un hélicoptère de laboratoire à deux rotors (deux degrés de liberté) a été proposé dans [55]. Pour faire face aux perturbations persistantes, l'approche présentée dans cet article prend en compte un processus non linéaire H_{inf} pour le rejet de perturbation sur la dynamique réduite des rotors, y compris des limites intégrales sur l'erreur de suivi. Le contrôleur obtenu présente la structure d'un PID non linéaire avec des constantes à temps variables en fonction de la dynamique du système. Les résultats pratiques menés avec cet hélicoptère ont validé une méthodologie proposée.

Dans [56], la commande linéarisante est appliquée sur la dynamique sous actionnée du même hélicoptère de laboratoire.

Les algorithmes génétiques et d'autres techniques de commande basées sur le calcul évolutif ont été envisagés. Par exemple, un algorithme génétique a été utilisé pour déterminer les paramètres optimaux d'un correcteur PID utilisé pour stabiliser un hélicoptère à deux degrés de liberté dans le travail présenté dans [57].

Une autre application de la commande par backstepping sur un modèle d'hélicoptère drone pendant le vol stationnaire en négligeant les faibles forces latérales et longitudinales est illustrée dans le travail présenté dans [58]. Les performances de la boucle fermée du modèle complet a été analysées à l'aide de la fonction de Lyapunov dérivée. Il a été démontré que des performances acceptables pour le suivi de trajectoire du système peuvent être obtenues s'il existe des bornes sur l'erreur initiale et les paramètres de trajectoire.

Une nouvelle approche d'asservissement visuel développé récemment pour l'asservissement visuel des corps rigides sous actionnés sur la base de la dynamique de trajectoire à suivre. Les premiers résultats de l'application de cette commande sur un hélicoptère drone sont présentés dans [59-62]. Par exemple, un avion à décollage et atterrissage verticaux et un hélicoptère à quatre rotors ont été pilotés à l'aide de du contrôle visuel en utilisant des caméras embarquées [62, 63].

De nombreux travaux ont également été menés sur la commande des véhicules aériens sans pilote en utilisant le mode glissant avec des surfaces de glissements linéaire et non linéaire [64-66]. Dans [64], le modèle linéarisé de l'hélicoptère type PUMA à 9 DDL (Degré De Liberté) a été utilisé pour la conception d'un algorithme de commande par mode glissant multi-variable. Ensuite un observateur à mode glissant a été utilisé pour stabiliser le modèle de l'hélicoptère après avoir effectué une linéarisation précise. Pour estimer l'effet

des perturbations externes telles que le vent, un estimateur adaptatif a été ajouté au système.

Pour la commande des drones, le mode glissant est particulièrement robuste face aux incertitudes structurelles et aux perturbations externes. Cependant, l'inconvénient principal de cette méthode est l'apparition des vibrations (phénomènes de chattering) dans les actionneurs, qui peuvent endommager le système.

La surface de glissement est généralement définie comme un système linéaire autonome et stable dans la synthèse de la loi de commande par mode de glissement. Néanmoins, la dynamique imposée par un tel système est plus lente que celle d'un système non linéaire, d'où l'importance d'utiliser ce dernier type de systèmes pour synthétiser la surface de glissement dans certaines applications.

Dans notre travail, nous utilisons les méthodes de contrôle basées sur les concepts de l'intelligence artificielle, telle que le contrôle par les systèmes d'inférence flous. L'idée principale est d'exploiter la théorie des systèmes d'inférence flous pour estimer la dynamique du système à commander ou le contrôleur. En effet, la recherche dans ce domaine a montré que les systèmes flous sont des estimateurs universels, c'est-à-dire qu'ils sont capables d'approcher n'importe quelle fonction ou dynamique non linéaire sur un ensemble compact avec un degré donné de précision.
Un contrôleur flou n'était pas toujours facile à obtenir en raison des variations paramétriques du système contrôlé, et les approches précédentes de conception de tels contrôleurs n'étaient pas basées sur une analyse de stabilité rigoureuse. Un mécanisme d'adaptation des paramètres et la méthode du backstepping ont été incorporé dans le contrôleur flou pour créer un régulateur flou adaptatif garantissant la stabilité du système en boucle fermée, ce qui a été abordé en utilisant la théorie de Lyapunov.

I.10 Conclusion

Chaque famille de drone à voilures fixe et tournante a ses propres caractéristiques techniques. L'architecture d'un drone doit être adaptée aux missions pour lesquelles il sera utilisé et aux exigences de performance. Un système de commande et de décision doit être mis en place pour permettre l'exploitation des drones sans intervention humaine. Le problème de la commande des drones est une tâche difficile qui nécessite des techniques de commande plus complexes car le modèle dynamique décrivant un drone est fortement non linéaire, extrêmement couplé et soumet à des multiples incertitudes. Certains paramètres du système dépendent de l'hélicoptère (par exemple, la pente de la courbe de portance) ou

de l'environnement (par exemple, les constantes aérodynamiques). Les conditions d'équilibre de l'hélicoptère sont également inconnues en raison des paramètres inconnus du système. En fait, ces caractéristiques ont attiré l'attention d'un grand nombre de chercheurs en automatique et ont fait de ce modèle un exemple académique pour tester l'efficacité de plusieurs algorithmes de commande.

Le problème de la sensibilité des véhicules aériens sans pilote du aux perturbations externes et à la charge importante de calcul reste posé et continue de susciter l'intérêt de la communauté des automaticiens pour développer et tester de nouvelles techniques de commande. La modélisation de l'hélicoptère de laboratoire type TRMS à deux degrés de liberté est abordée dans le prochain chapitre.

II.1 Introduction

Il est nécessaire d'avoir une compréhension approfondie des mouvements, de la dynamique et des équations dynamiques d'un appareil de vol à pour l'objectif de concevoir un outil de commande de vol. La littérature contient de nombreux essais de modélisation d'un drone, tels que le modèle proposé par [67], celui de [68] basé sur la méthode Euler-Lagrange ou encore la modélisation basée sur les techniques évolutionnaires [69]. Le modèle proposé par [70] et [71, 72], qui repose sur le formalisme de Newton et inclut la dynamique des actionneurs, est basé sur la dynamique d'un corps rigide lié au fuselage. Les forces aérodynamiques produites par les rotors sont également ajoutées à cette dynamique.
Nous présentons dans ce chapitre la description et la modélisation dynamique d'un hélicoptère à deux degrés de liberté de type TRMS33-949 en utilisant le formalisme de Newton [73].

II.2 Modélisation d'un hélicoptère à deux degrés de liberté de type TRMS 33-949

II.2.1 Description du TRMS 33-949

Le TRMS (Twin Rotor Mimo System) est un simulateur d'hélicoptère ou un hélicoptère de laboratoire à deux degré de liberté. La Figure II.1. Il s'agit d'un système non linéaire à deux entrées et deux sorties. Ce concept vient de Feedback, une entreprise spécialisée dans la construction d'appareils technologiques. Le modèle du TRMS est implanté dans Matlab/Simulink afin de tester son comportement en boucle ouverte et fermée. Une carte d'acquisition Advantech (PCI 1711) est utilisée pour capturer le signal et d'envoyer des commandes. A chaque extrémité de la tige, qui tourne par rapport à la base, se trouvent deux hélices entraînées par deux moteurs à courant continu. L'hélice de queue assure un mouvement horizontal et l'hélice principale assure un mouvement vertical. Un contrepoids peut être utilisé pour régler la position d'équilibre souhaitée. Deux encodeurs optiques (HEDS-95440) montés aux points de pivotement indiquent la position horizontale et verticale de la tige. Deux tachymètres montés sur le moteur (un pour chaque moteur) affichent la vitesse angulaire du moteur. Ce système est contrôlé par la régulation de tension des deux moteurs DC [74].

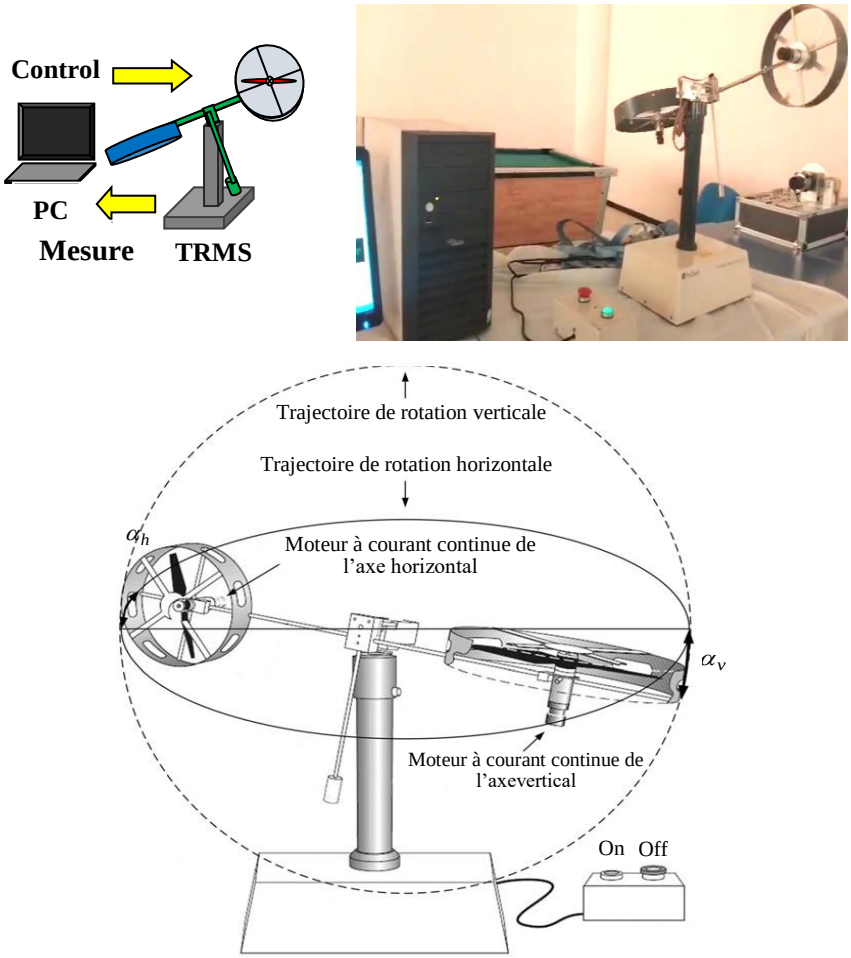


Figure II.1 TRMS : Configuration et photo descriptif dans laboratoire

Il existe une forte connexion entre les mouvements du rotor, chaque rotor affectant les deux angles. Une rotule permet à la poutre de tourner simultanément dans les plans horizontal et vertical. Bien qu'il s'agisse d'un système à 2 degrés de liberté, le mouvement peut être limité à 1 degré de liberté à l'aide de deux vis.[74]

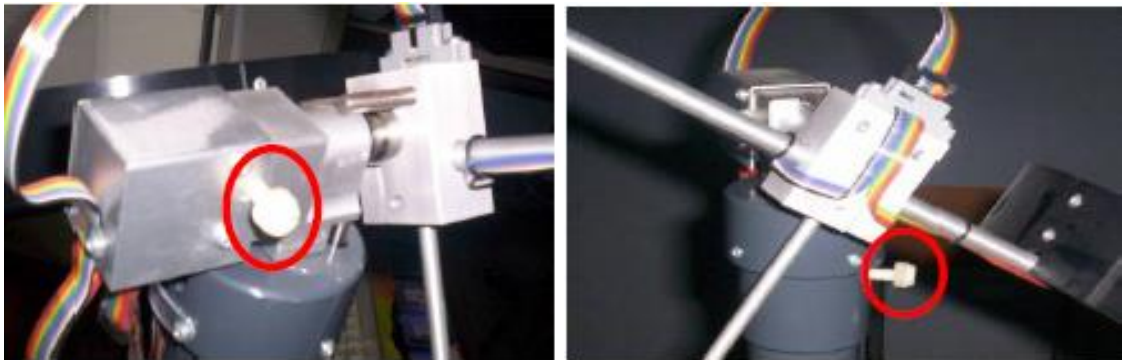


Figure II.2 vis de fixation sur les deux axes

Dans un véritable hélicoptère, les forces aérodynamiques sont contrôlées en modifiant l'angle d'attaque. Cependant, en TRMS, l'angle d'attaque est fixe, donc l'aérodynamisme est

contrôlé en faisant varier la vitesse du rotor. Par conséquent, nous utilisons la tension appliquée au moteur comme variable de contrôle.

II.2.1.1 Propulseurs

Le TRMS dispose de deux moteurs : un moteur primaire qui fonctionne dans le plan vertical et un moteur secondaire qui fonctionne dans le plan horizontal. Chaque moteur est constitué d'une hélice. Ce dernier est entraîné par un moteur DC (marque MAXON) relié à un tachymètre. La tension de commande varie entre +-2,5 V, et le signe de la tension indique le sens de rotation.[74]

II.2.1.2 Commande des moteurs

Les moteurs électriques à courant continu présentent l'avantage que leur vitesse est proportionnelle à la tension appliquée. Le mécanisme utilisé est un hacheur. Il s'agit d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue qui produit une tension de valeur moyenne réglable aux bornes du moteur. Ce hacheur est contrôlé par une chaine d'impulsions (MLI) généré à partir de signaux de commande envoyés depuis un PC via une carte d'acquisition.

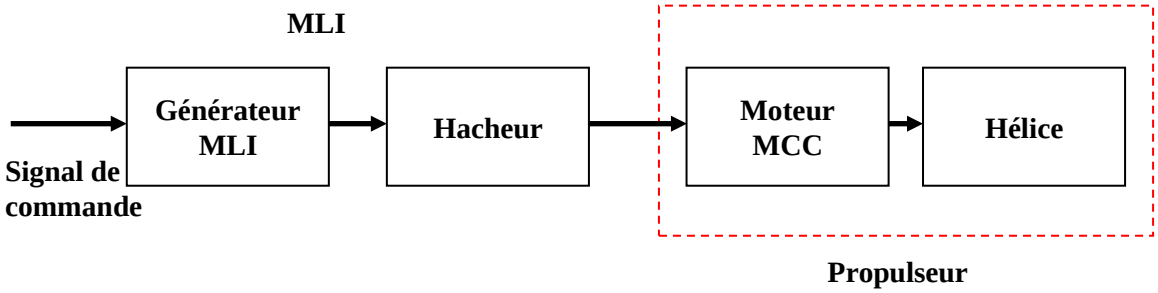


Figure II.3 Schéma simplifie montre comment fonctionne une propulseur

II.2.1.3 Encodeurs optiques

Ces capteurs, qui mesurent l'azimut et l'élévation, sont placés au point de pivotement sphérique de la poutre. Il s'agit de deux encodeurs optiques incrémentaux et leur principe de fonctionnement est le suivant :

Les faisceaux lumineux émis par les deux photodiodes (A et B) traversent un anneau de deux fentes sur le disque. Les fentes sont décalées de sorte que les tensions au niveau des récepteurs (A et B) soient des ondes carrées en quadrature de phase. Le dispositif ainsi réalisé permet de déterminer le sens de rotation.

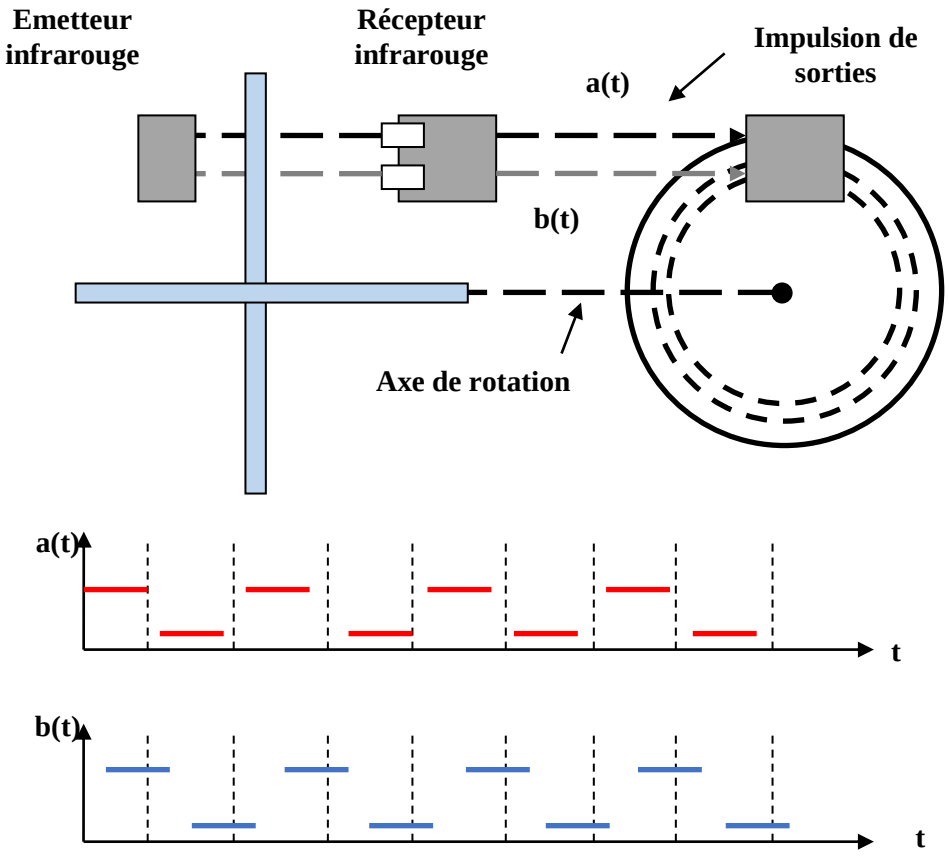


Figure II.4 Encodeurs optique

II.2.1.4 Base de TRMS

Diverses connexions sont situées à l'arrière de la base : Figure II.5

- Connecteur ON/OF, une fiche DIN connecte la boite de l'intercepteur ON/OF des moteurs,
- Sélecteur 110/220 volt,
- Fiche d'alimentation 110/220 volt,
- Connecteur CN1: IL est connecté au PL1 du boîtier adaptateur avec une large nappe de 40 pistes. les signaux sont ceux des capteurs de position, ce sont des signaux sur 16 bits,
- Connecteur CN2: IL est connecté au PL3, avec une nappe de 20 pistes. Les signaux sont les tensions de commandes des deux moteurs,
- Connecteur CN3: IL est connecté au PL3, avec une nappe de 20 pistes. Les signaux sont ceux des tachymètres.

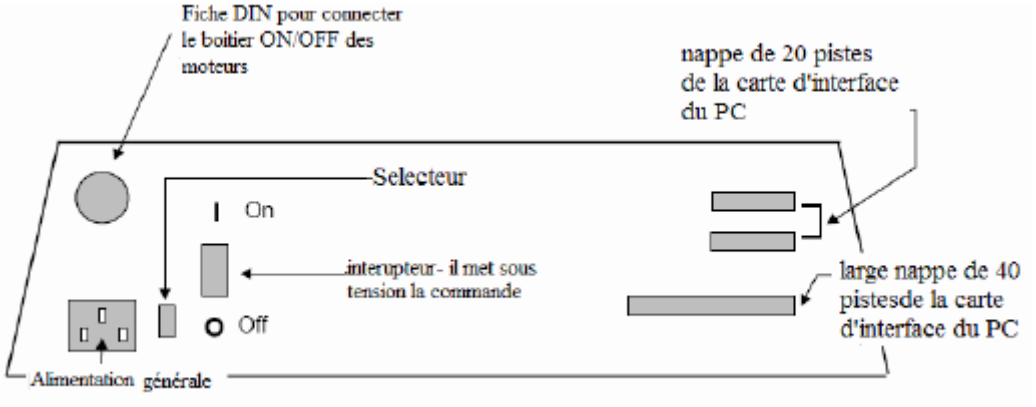
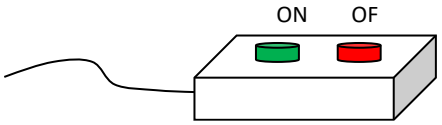


Figure II.5 la base de TRMS [74].

II.2.1.5 Boitier marche/arrêt

Il s'agit d'une petite boîte avec deux boutons poussoirs. L'un est vert pour fermer le circuit de l'amplification du moteur et l'autre est rouge pour couper l'alimentation. Son rôle principal est de protéger le moteur en cas de mauvais fonctionnement. Se connecte à l'arrière de la base TRMS.[74]



Boitier de sélection ON/ OF

II.2.2 Modèle non linéaire

Certaines hypothèses simplificatrices ont servi de base au développement du modèle physique. Pour commencer, les dynamiques du sous-système rotor sont supposées être des équations différentielles du premier ordre. De plus, on suppose que les frottements sont de type visqueux, et les lois d'écoulement aérodynamiques peuvent décrire le sous-système hélice-air [73].

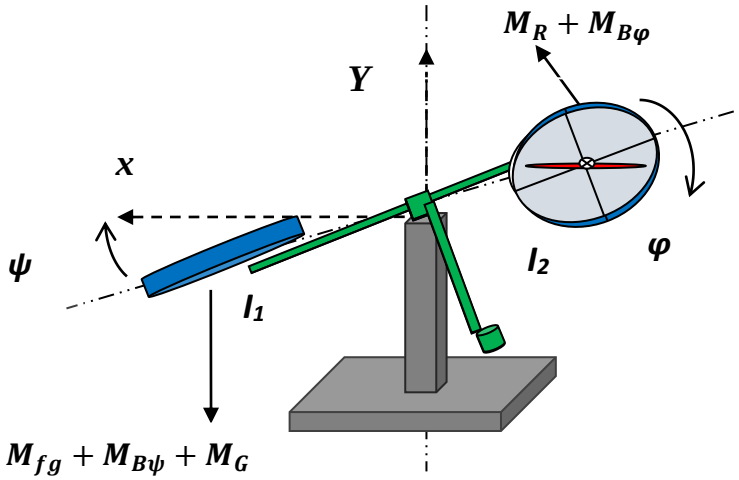


Figure II.6 TRMS : Schéma descriptif simplifié

II.2.2.1 Sous système d'élévation

Considérons d'abord la rotation de la tige dans le plan vertical Figure II.6, c'est-à-dire autour de l'axe horizontal. Par l'application de seconde loi de Newton on trouve :

$$M_v = I_1 \frac{d^2\psi}{dt^2} \qquad \text{II.1}$$

Avec :

$$M_v = M_1 - M_{Fg} - M_{B\psi} - M_G \qquad \text{II.2}$$

Les équations de moment suivantes peuvent être dérivées pour le mouvement vertical[74] :

$$I_1\ddot{\psi} = M_1 - M_{Fg} - M_{B\psi} - M_G \qquad \text{II.3}$$

Où : M_1 est moment de la force aérodynamique provoquée par le rotor

M_G : Moment de la force centrifuge.

$M_{B\psi}$: Moment de friction

M_{Fg} : Moment de gravité.

ψ : Angle d'élévation de la tige.

I_1 : Somme des moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal.

M_v : Somme des moments dans le plan vertical.

Les différents moments de l'équation II.3est peut être estimée comme un polynôme du second ordre :

$$M_1 = a_1\tau_1^2 + b_1\tau_1 \qquad \text{II.4}$$

$a_1$et b_1 : sont des paramètres caractérisant le moment de la force aérodynamique M_1.

M_1 : Moment de la force aérodynamique.

Le poids de l'hélicoptère crée un moment gravitationnel autour du point de pivotement, qui est décrit par :

$$M_{Fg} = M_g\, sin(\psi) \qquad \text{II.5}$$

Le moment de frottement peut être estimé par :

$$M_{B\psi} = B_{1\psi}\,\dot{\psi} - K_{gx}\,\sin(2\psi)\dot{\varphi}^2 \qquad \text{II.6}$$

Le moment gyroscopique est provoqué par la force de Coriolis ; ce moment est le résultat d'un changement de position de déplacement du rotor principal dans le sens azimut, il est décrit comme suit :

$$M_G = K_{gy} M_1 \dot{\varphi} \cos\psi \qquad \text{II.7}$$

Le moteur *M1* et le circuit électrique de commande sont modélisés par une fonction de transfert du premier ordre :

$$\tau_1(S) = \frac{K_{11}}{T_{11}S + T_{10}} u_1(s) \qquad \text{II.8}$$

Avec:

$B_{1\psi}$: Paramètrede la fonction de friction dynamique.

K_{gx} : Paramètre de l'inertie gyroscopique.

φ : L'angle d'azimut.

$\tau_1(S)$: Couple délivré par le rotor principal (vertical).

K_{11}: Gain du moteur (*M1*).

$T_{11,}T_{10}$: Constants liées au moteur (*M1*).

$u_1(s)$: L'entrée de commande du moteur (*M1*).

II.2.2.2 Sous système d'azimut

De même,la rotation de la tige autour de l'axe vertical. Le mouvement horizontal est décrit par :

$$M_h = I_2 \frac{d^2\varphi}{dt^2} \qquad \text{II.9}$$

Avec :

$$M_h = M_2 - M_{B\varphi} - M_R \qquad \text{II.10}$$

Les équations de moment suivantes peuvent être dérivées pour le mouvement horizontal :

$$I_2\ddot{\varphi} = M_2 - M_{B\varphi} - M_R \qquad \text{II.11}$$

Ou bien, M_2 est la non-linéarité provoquée par le rotor et peut être estimée comme un polynôme du second ordre :

$$M_2 = a_2\tau_2^2 + b_2\tau_2 \qquad \text{II.12}$$

a_2 et b_2 : sont des paramètres caractérisant le moment de la force aérodynamiqueM_2.

Le moment de frottement peut être estimé par :

$$M_{B\varphi} = B_{1\varphi}\dot{\varphi} \qquad \text{II.13}$$

M_R est la dynamique de couplage, écrite par la fonction de transfert du premier ordre :

$$M_R(S) = \frac{K_c(T_0S+1)}{T_pS+1}M_1 \qquad \text{II.14}$$

Nous pouvons l'écrire dans le domaine temporel :

$$M_R = 0.375K_c e^{-0.5t}M_1 \qquad \text{II.15}$$

Le moteur *M2* et le circuit électrique de commande sont modélisés par une fonction de transfert du premier ordre :

$$\tau_2(S) = \frac{K_{22}}{T_{22}S+T_{20}}u_2(s) \qquad \text{II.16}$$

Avec:

$B_{1\varphi}$: Paramètrede la fonction de friction dynamique.

K_{gx} : Paramètre de l'inertie gyroscopique.

φ : L'angle d'azimut.

$\tau_2(S)$: Couple délivré par le rotor secondaire (horizontal).

K_{22}: Gain du moteur (*M2*),

$T_{22,}T_{20}$: Constants liées au moteur (*M2*).

$u_2(s)$: L'entrée de commande du moteur (*M2*).

M_R : Dynamique de réaction croisée.

K_c : Gain de la réaction de l'élan.

Le modèle dynamique du TRMS 33-949 (Figure II.7) est donné en utilisant la méthode de Newton-Euler [75] exprimée comme suit :

$$\begin{cases} \ddot{\psi} = \frac{1}{I_1}[-(1+K_{gy}\dot{\varphi}\cos\psi)(a_1\tau_1^2+b_1\tau_1) - M_g\sin\psi - B_{1\psi}\dot{\psi} + K_{gx}\sin(2\psi)\dot{\varphi}^2] \\ \ddot{\varphi} = \frac{1}{I_2}[-B_{1\varphi}\dot{\varphi} + a_2\tau_2^2 + b_2\tau_2 - \left(\frac{K_c(T_0S+1)}{T_pS+1}\right)(a_1\tau_1^2+b_1\tau_1)] \end{cases} \qquad \text{II.17}$$

On obtient le schéma simplifié de la modélisation suivante :

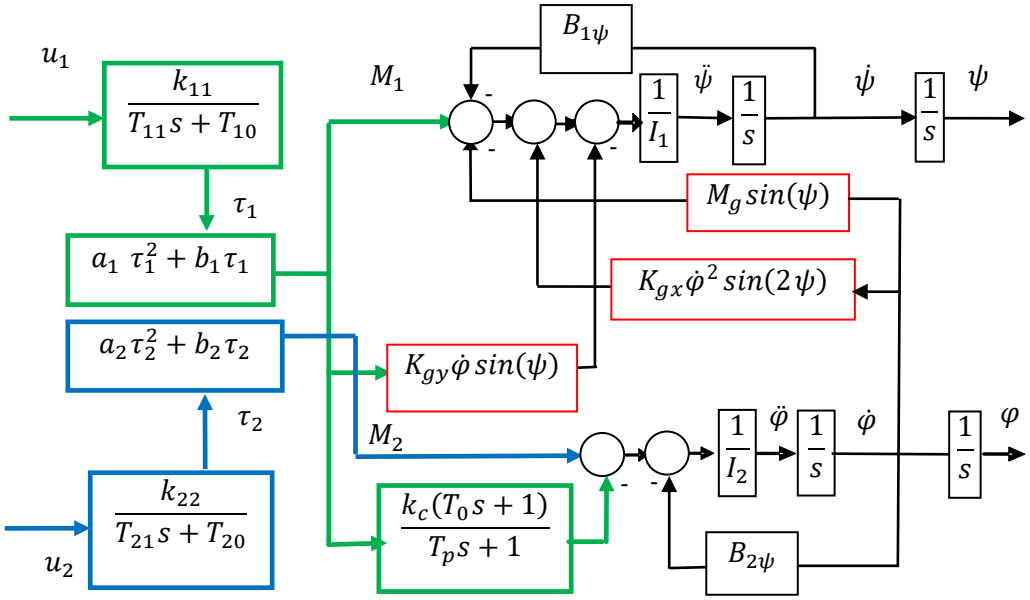


Figure II.7 Modélisation TRMS.

II.2.2.3 Modèle d'état couplé

La figure II.7, illustre le diagramme fonctionnel couplé de TRMS et Le modèle couplé se présente comme suit:

$$\begin{cases} \dfrac{d\psi}{\mathrm{dt}} = \dot{\psi} \\ \dfrac{d\dot{\psi}}{\mathrm{dt}} = -\dfrac{M_g}{I_1}\ \sin(\psi) - \dfrac{B_{1\psi}}{I_1}\ \dot{\psi} + \dfrac{K_{gx}}{I_1}\ \dot{\varphi}^2\ \sin(2\psi) + \\ \quad + \dfrac{a_1}{I_1}\ \tau_1^2 + \dfrac{b_1}{I_1}\tau_1 - \dfrac{b_1}{I_1}K_{gy}\ \dot{\varphi}\ \cos(\psi) \\ \dfrac{d\tau_1}{\mathrm{dt}} = -\dfrac{T_{10}}{T_{11}} + \dfrac{k_{11}}{T_{11}}u_1 \\ \dfrac{d\varphi}{\mathrm{dt}} = \dot{\varphi} \\ \dfrac{d\dot{\varphi}}{\mathrm{dt}} = -\dfrac{B_{1\varphi}}{I_2}\ \dot{\varphi} - \dfrac{M_R}{I_2} + \dfrac{a_2}{I_2}\ \tau_2^2 + \dfrac{b_2}{I_2}\tau_2 \\ \dfrac{d\tau_2}{\mathrm{dt}} = -\dfrac{T_{20}}{T_{22}} + \dfrac{k_{22}}{T_{22}}u_2 \end{cases}$$

II.18

On utilise les valeurs numériques de paramètres de TRMS à partir le Tableau IV.1 suivant.

II. 3 Paramètres de Modèle

Les valeurs numériques de paramètres de TRMS sont mentionnées dans le tableau suivant:

Definitions &paramètres		*Valeurs*
I_1	*Moment d'inertie de rotor vertival*	6.8×10^{-2} *kg.m*^{2}
I_2	*Moment d'inertie de rotor horizontal*	2×10^{-2} *kg.m*^{2}
a_1	*Paramètre caractéristique statique*	*0.0135*
b_1	*Paramètre caractéristique statique*	*0.0924*
a_2	*Paramètre caractéristique statique*	*0.02*
b_2	*Paramètre caractéristique statique*	*0.09*
M_{Fg}	*Dynamique de gravité*	*0.32*
$B_{1\psi}$	*Paramètre de la fonction de friction dynamique*	6×10^{-3}*N.m.s/rad*
$B_{1\varphi}$	*Paramètre de la fonction de friction dynamique*	1×10^{-1}*N.m.s/rad*
K_{gy}	*Paramètre d'inertie gyroscopique*	*0.05 s/rad*
K_{gx}	*Paramètre d'inertie gyroscopique*	*0.0163 s/rad*
K_{11}	*Le gain motor1*	*1.1*
K_{22}	*Le gain motor2*	*0.8*
T_{11}	*Constant liée au motor1*	*1.2*
T_{10}	*Constant liée au motor1*	*1*
T_{20}	*Constant liée au motor2*	*1*
T_{22}	*Constant liée au motor2*	*1*
T_0	*paramètre de Réaction de l'élan*	*3.5*
T_p	*paramètre de Reaction de l'élan*	*2*
K_c	*Le gain de Réaction de l'élan*	*-0.2*

Tableau IV.1 les paramètres de TRMS [74].

II. 4 Réponse en boucle ouverte

Les figures II.8 et II.9, montrent les réponses libres $u_1 = u_2 = 0$ v d'après le modèle TRMS selon les conditions initiales $\psi = \varphi = 0$ rad

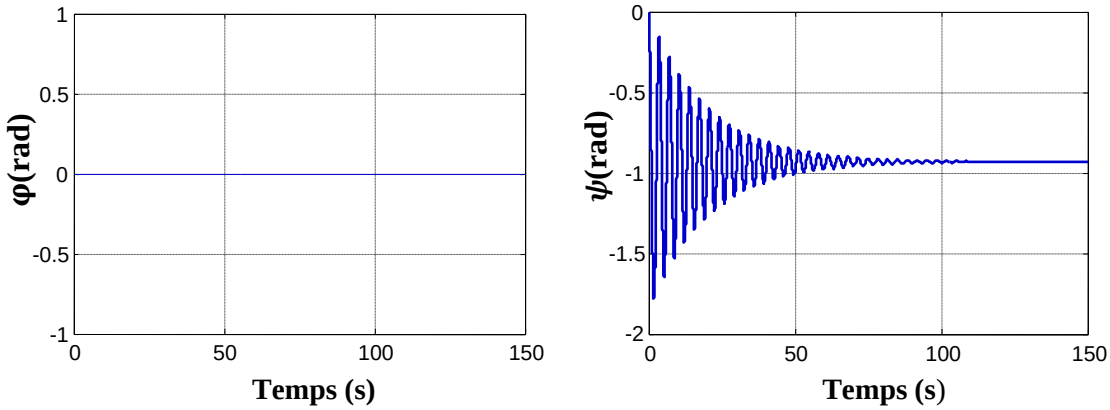


Figure II.8 Réponses libres du modèle du TRMS.

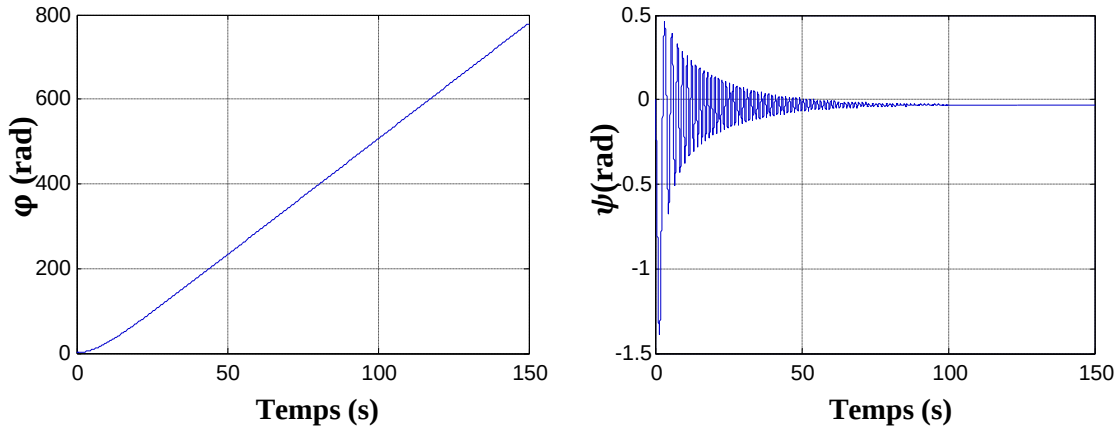


Figure II.9 Réponses du modèle du TRMS pour$u_1 = u_2 = 0.5$ v et $\psi_0 = \varphi_0 = 0$

Due aux forces gravitationnelles qui agissent uniquement sur le plan vertical, la réponse libre du sous-système d'élévation est oscillatoire amortie et le simulateur se stabilise en un point d'équilibre ψ = -0.93 rad. Cependant, tant qu'il n'y a pas d'éxcitation du rotor de queue, le sous-système d'élévation reste dans sa position d'origine.

Lorsque le système est activé, le sous-système vertical tend vers un nouveau point d'équilibre car la commande de 0,5 volt n'est pas suffisante pour l'élever vers un angle supérieur. Cependant, même lors de petites excitations, le sous système horizontal a le comportement d'un intégrateur. Ceci est principalement dû au fait que le mouvement horizontal, où il n'y a pas de force de gravité qui s'oppose au mouvement, an une faible inertie.

II.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté la modélisation analytique de l'hélicoptère TRMS 33-949 à deux (2) degrés de liberté. Le modèle résultant est non linéaire et fortement couplé. Pour simplifier la tâche d'élaboration des lois de contrôle, nous avons envisagé le découplage de l'ensemble du modèle en deux sous-systèmes selon deux niveaux vertical et horizontal. Les modèles établis démontrent la nature couplée, complexe, non linéaire et multi-variable de ce système. Le modèle obtenu sera utilisé pour mettre en œuvre une commande hybride backstepping-floue adaptative qui sera l'objet de chapitre IV.

III.1 Introduction

La plupart des systèmes sont fondamentalement représentés par des modèles d'état non linéaires, qui peuvent décrire leur comportement dynamique réel aussi fidèlement que possible. L'utilisation de modèles linéaires est pertinente et permet la synthèse de lois de commande linéaires, qui sont très populaires car elles sont relativement faciles à concevoir et à mettre en œuvre dans les calculateurs numériques, mais ce n'est que dans une certaine plage de fonctionnement que les régulateurs linéaires ne sont plus efficaces, sans assurer la stabilité du système. Pour obtenir de bonnes performances dynamiques et statiques, il est nécessaire de développer des algorithmes de contrôle non linéaire modernes, efficaces et robustes, basés sur des représentations non linéaires de la dynamique du système.

Dans ce chapitre, on présente les différentes méthodes de commande adaptative à l'objectif d'examiner les différentes lois de commande a savoir le backstepping, logique floue, développées pour commander le système électromécanique proposé dans ce travail.

III.2 Généralités

III.2.1 Définitions

Voici quelques définitions de la stabilité pour les systèmes non linéaires. Nous présenterons brièvement la méthode d'analyse. Nous discutons ici principalement de la méthode Lyapunov, avec un accent particulier sur la deuxième méthode Lyapunov qui est l'élément central de la méthode de conception du backstepping utilisée.

III.2.1.1 Systèmes non linéaires

Un système linéaire est un système physique représenté par une équation différentielle linéaire à coefficients constants. Le principe de superposition est compatible avec l'hypothèse de linéarité. Les systèmes non linéaires sont des systèmes physiques qui ne sont pas déterminés par des équations linéaires. En d'autres termes, ils ne peuvent pas être soumis au principe de superposition. [76]

III.2.1.2 Equilibre

D'un point de vue physique, un système est en équilibre lorsqu'il maintient son état en l'absence de forces extérieures. Mathématiquement, cela correspond à l'affirmation selon laquelle la dérivée de l'état $\dot{x}$ est nulle. Pour un système :

$$\dot{x} = \varphi(x) \qquad \text{III.1}$$

x_e Est l'état d'équilibre d'une solution de l'équation algébrique :

$$\varphi(x) = 0 \qquad \text{III.2}$$

Pour les systèmes linéaires, $\varphi(x) = Ax$ signifie que $x = 0$ est le point d'équilibre pour tous les systèmes linéaires. Si A est régulier, l'origine est le seul point d'équilibre. Si la matrice A est singulière, tout le sous-espace défini par $Ax = 0$ forme une région d'équilibre. Pour les systèmes non linéaires, la solution est moins évidente et l'origine n'est pas nécessairement le point d'équilibre. De plus, lorsque plusieurs équilibres existent, ils peuvent se présenter sous la forme de domaines continus, comme dans le cas linéaire, mais ils peuvent également se présenter sous la forme de points isolés, ou d'une combinaison des deux.

III.2.1.3 Plan de phase

On utilise souvent une représentation d'un système non linéaire dans l'espace de phase pour comprendre son comportement. Ces trajectoires sont un ensemble de courbes qui montrent comment l'état du système s'est développé au fil du temps. Cependant, pour obtenir ces trajectoires, il est nécessaire de résoudre l'équation III.1 différentielle, ce qui peut être une tâche ardue. Par conséquent, les outils qui permettent l'analyse du comportement d'un système sans avoir à résoudre les équations qui le décrivent ont été très réussies. Cette classe comprend des méthodes basées sur la deuxième méthode de Lyapunov. [76]

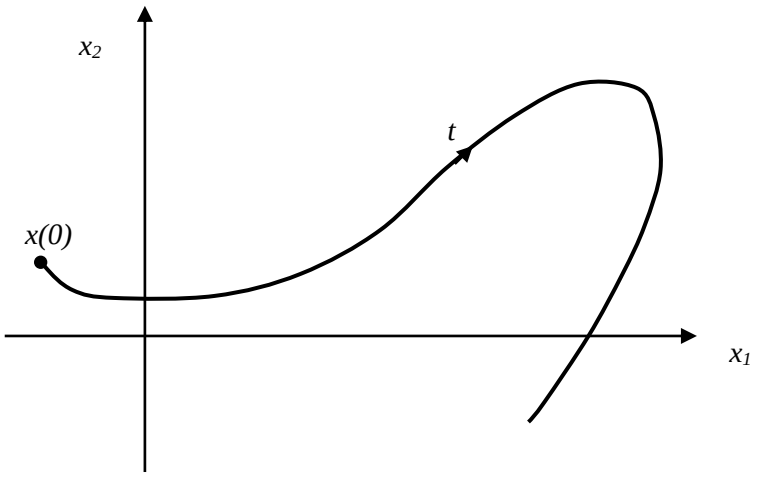


Figure III.1 plan de phase (trajectoire de système)

III.2.1.4 Stabilité (selon Lyapunov)

Soit un système dont l'état est défini par le vecteur x qui possède la position d'équilibre x_e. Lorsqu'il est déplacé de cette position, et abandonné à lui-même au temps $t = t_0$ avec condition initiales$x(t_0)$, le système sera dans l'état $x(t)$. On dit que la position d'équilibre du système est stable, si pour tout :

$t > 0$, alors $\delta(\varepsilon) > 0$ donc si :

$$\|x(t_0) - x_e\|^2 < \delta \qquad \text{III.3}$$

Au bout d'un certain temps t et pour toutes les valeurs $t > t_0$

$$\|x(t) - x_e\|^2 < \delta \qquad \text{III.4}$$

Sinon (s'il existe au moins un ε tel que l'on ne peut pas trouver un δ correspondant qui satisfasse l'inégalité) on dit que l'équilibre est instable.

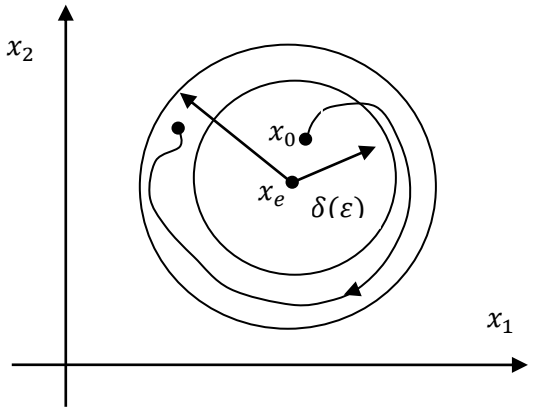


Figure III.2 Stabilité selon Lyapunov

III.2.2 Commande adaptative

Le contrôle adaptatif est un contrôle dans lequel le contrôleur s'ajuste automatiquement pour compenser les changements dans le processus et/ou son environnement. Ces types de problèmes peuvent être résolus dans un cadre de la commande robuste, Cependant, dans le cas de perturbations sévères, l'incertitude du modèle ou de paramètres présentant de grandes variations temporelles, le contrôle adaptatif est un meilleur choix. Le domaine, qui a vu dans les années 1950, a connu un essor important au cours des 50 dernières années et reste très actif. Il s'agit d'un domaine de recherche représentatif.

Un contrôleur adaptatif est la combinaison d'un module d'estimation en ligne de certains paramètres inconnus et d'un contrôleur qui les utilise. La commande adaptative directe et la

commande adaptative indirecte sont deux approches distinctes de conception et de commande qui résultent de cette combinaison.

III.2.2.1 Commande adaptative indirecte

Dans cette approche, les paramètres du processus sont estimés en ligne et intégrés dans les calculs des paramètres du contrôleur. Le modèle de processus $G_p(S, \theta_p)$ est paramétrisé par rapport à un certains paramètres inconnus θ_p. À chaque instant t, un estimateur en ligne utilise les signaux d'entrée et de sortie (u et y) du processus pour générer des estimés$\widehat{\theta_p}$ de θ_p Dans la procédure de design. Le modèle estimé du procédé $G_p(S, \widehat{\theta_p})$ est considéré comme étant le vrai modèle, à chaque instant t pour calculer les paramètres θ_c du controleur.

III.2.2.2 Commande adaptative directe

Contrairement à la méthode précédente, les paramètres du procédé sont directement estimés (Figure III.3) et il n'est pas nécessaire d'estimer les paramètres du procédé. Le modèle est directement paramétré en fonction du paramètre inconnu θ_c du controleur. Les valeurs estimées $\widehat{\theta_p}$ sont utilisées directement pour mettre à jour le contrôleur sans calculs intermédiaires.

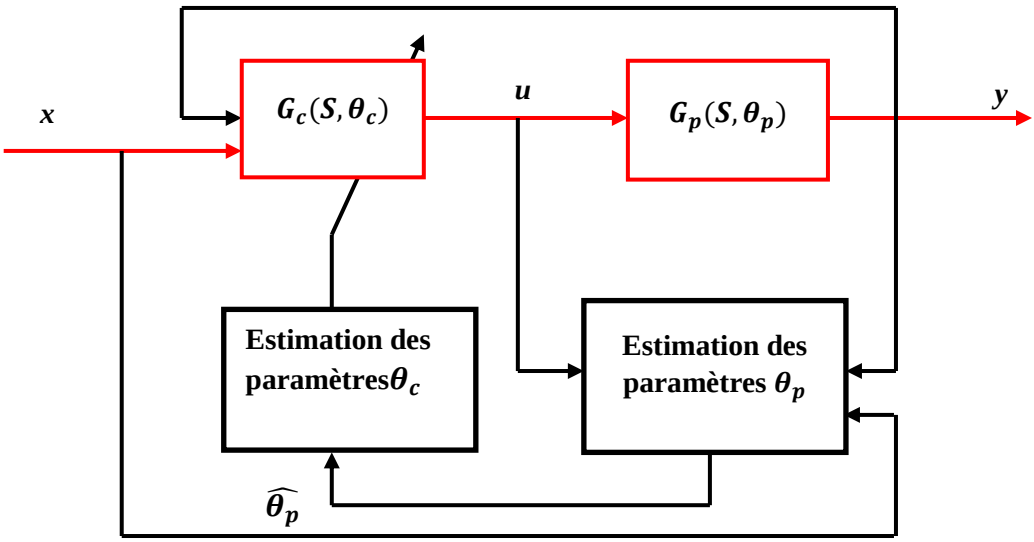


Figure III.3 Commande adaptative indirecte

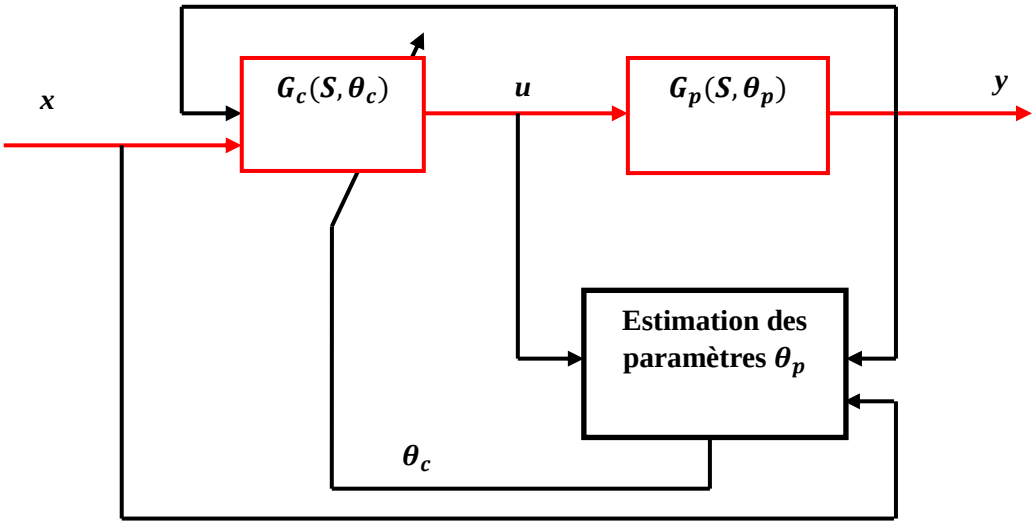


Figure III.4 Commande adaptative directe

III.2.2.3 Commande adaptative par modèle de référence

Le but de ce genre de commandes est de trouver une loi de commande *u* pour changer la structure et la dynamique du processus (avec des paramètres connus) afin que les propriétés d'entrée-sortie en boucle fermée *x(t)* et *y(t)*, correspondent à une seule modèle de référence $G_m(s)$ précédemment sélectionné. Si les paramètres du procédé sont inconnus, une loi d'identification sont portées sur le régulateur MRC (le cas de commande MRAC) .Cette dernière, peut être directe ou indirecte et représente l'une des structures les plus couramment utilisées dans le domaine du contrôle adaptatif.[77]

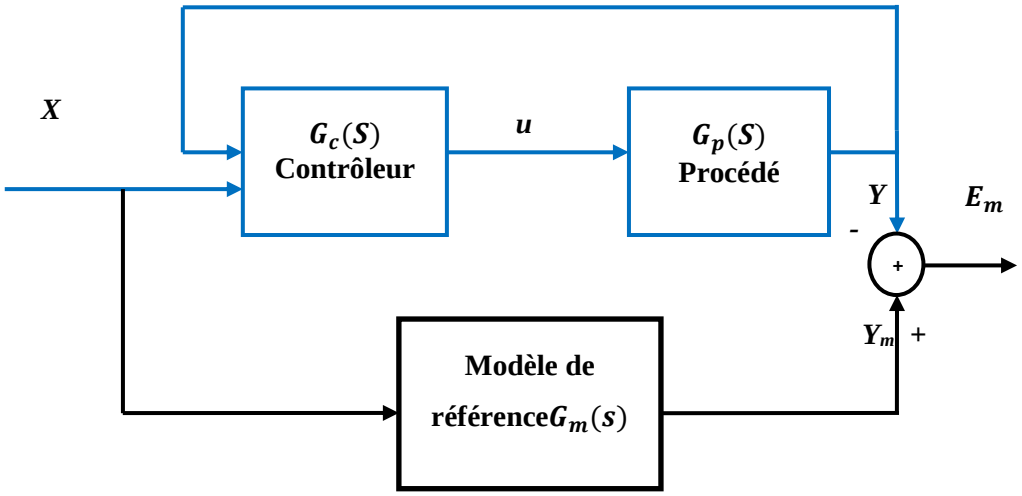


Figure III.5 Commande adaptative par modèle de référence. [77]

III.2.2.4 Principe de l'équivalence certaine

La conception de méthode : directe et indirecte est simple. Le contrôleur a été conçu pour fonctionner avec un modèle dont les paramètres sont connus et les paramètres de processus inconnus sont ensuite estimés en ligne. L'idée est d'avoir que l'on a toujours le bon modèle. A chaque instant t, la procédure de conception du contrôleur $G_c(S, \theta_c)$prend les valeurs estimées $\widehat{\theta_p}$ dans le cas indirect ou $\widehat{\theta_c}$ dans le cas direct, comme si c'était le paramètre vrai. Le « principe de l'équivalence certaine » est l'approche la plus utilisée en commande adaptative.

Le point fort de cette approche réside dans la liberté de choisir à la fois dans la méthode de conception et dans la méthode d'estimation. Un large éventail de structures adaptatives peut être créé en combinant divers estimateurs avec diverses lois de commande. Cependant, étant donné que la stabilité de ces structures a été démontrée pour un processus avec des paramètres connus, de sorte que le bon fonctionnement de la boucle n'est pas garanti dans une large plage de conditions. De ce fait, les régulateurs adaptatifs basés sur certains principes d'équivalence peuvent déstabiliser la plupart des structures adaptatives qui l'utilisent. [78]

Les régulateurs adaptatifs basés sur le principe de l'équivalence certaine présentent une faiblesse réside dans le fait que l'estimateur et le régulateur ne sont pas pris en compte lors de la procédure de conception. La lenteur de convergence de l'adaptation, qui caractérise cette méthode peut conduire à une instabilité irréversible du système, si le système présente un comportement instable ou non linéaire, ou un fort couplage agissant comme une perturbation [79]. Une meilleure option est présentée par les contrôleurs basés sur la méthode directe de Lyapunov.

III.2.2.5 Commande adaptative basée sur la méthode de Lyapunov

Le but principal de l'utilisation de la fonction de Lyapunov dans le contrôle adaptatif est de calculer la loi de contrôle et la loi de mise à jour des paramètres pour garantir que la dérivée d'une certaine fonction correctement choisie est définie positive ou non positive. Par conséquent, l'approche consiste à trouver trois choses : une fonction de Lyapunov, une loi de contrôle et une loi d'accord qui satisfont aux spécifications. Les tâches sont exécutées en même temps et la dynamique d'estimation est prise en compte et/ou contrôlée pour éviter les effets néfastes. C'est cette propriété qui rend ce type de méthode intéressante pour contrôler des systèmes non linéaires.[80][81]

Bien qu'il s'agisse de l'une des premières réalisations en matière de contrôle adaptatif [82], les conceptions de Lyapunov étaient jusqu'à récemment limitées aux systèmes linéaires, malheureusement. Cette limitation était principalement due à l'absence d'une méthode systématique pour calculer une fonction de Lyapunov « appropriée » pour les systèmes non linéaires. La conception de Lyapunov est présentée ici comme une introduction ou plutôt un cas particulier à la technique du backstepping.

- **Principe**

Nous calculons les lois de contrôle et les dynamiques adaptatives qui garantissent la stabilité en présence d'incertitude pour les systèmes scalaires à l'aide des fonctions de Lyapunov. [80] Prenons un exemple élémentaire d'un système non linéaire (scalaire) défini par l'équation :

$$\dot{x} = u + \varphi(x)^T\theta \qquad \text{III.5}$$

Pour découvrir la loi de commande $u\ (x, \theta)$ garantissant la stabilité de l'origine du système III.1, on utilise la forme quadratique de la fonction de contrôle de Lyapunov (FCL).

Où θ est un vecteur de paramètres constants et inconnus. Pour découvrir la loi de commande $u\ (x, \theta)$ garantissant la stabilité de l'origine du système III.5, on utilise la forme quadratique de la fonction de contrôle de Lyapunov (fcl) :

$$v_1(x) = \frac{1}{2}x^2 \qquad \text{III.6}$$

Qui est définie positive. Sa dérivation, évaluée conformément à la solution système III.5, est la suivante.

$$\dot{v_1} = x\dot{x} = x[u + \varphi(x)^T\theta] \qquad \text{III.7}$$

Sélection de la loi de contrôle :

$$u\ (x, \theta) = -\varphi(x)^T\theta - k_1x \qquad \text{III.8}$$

Où $k_1 > 0$, permet de rendre $\dot{v_1}$ négative. En fait, si vous faites une sélection, on a :

$$\dot{v_1} = -k_1x^2 \leq 0 \qquad \text{III.9}$$

Deux cas se présentent alors :

- ✓ θ est connu : La loi de contrôle III.8 peut être réalisée et l'origine du système peut être stabilisée. Cela signifie que l'objectif de conception a été atteint.

- ✓ θ est inconnu : Le contrôleur décrit à l'égalité III.8 ne peut pas être mis en œuvre. on se recommande de le remplacer par son équivalent (le principe de l'équivalence certaine), où, au lieu de θ, on utilise son estimé $\hat{\theta}$ dans III.8 :

$$u\,(x,\theta) = -\varphi(x)^T\hat{\theta} - k_1 x \qquad \text{III.10}$$

On remplace l'équation III.10 dans l'équation III.1 on trouve :

$$\dot{x} = -k_1 x + \varphi(x)^T(\theta - \widehat{\theta})$$

$$\dot{x} = -k_1 x + \varphi(x)^T\widehat{\theta} \qquad \text{III.11}$$

Où, $\hat{\theta}$ représente l'erreur d'estimation$(\theta - \widehat{\theta})$. La dérivée de la (fcl) donné par l'équation III.6 s'écrit avec ces options :

$$\dot{v_1} = x[-k_1 x + \varphi(x)^T\widehat{\theta}] \qquad \text{III.12}$$

$$\dot{v_1} = -k_1 x + x\varphi(x)^T\widehat{\theta} \qquad \text{III.13}$$

Puisque cette équation contient un terme inconnu $\hat{\theta}$, son signe n'est pas défini et aucune conclusion ne peut être tirée sur la stabilité du système. Pour en savoir plus sur cette stabilité, nous construisons un contrôleur dynamique en étendant l'équation III.10 avec la loi de mise à jour estimée de $\hat{\theta}$. Il est important de bien choisir cette loi qui doit assurer la stabilité globale. Ensuite, nous définissons une nouvelle fonction de Lyapunov en ajoutant le terme quadratique de l'erreur d'estimation $\hat{\theta}$ à la fonction initiale donnée en III.6 :

$$\dot{v_2} = x\dot{x} + \hat{\theta}^T\Gamma^{-1}\dot{\hat{\theta}}$$

$$\dot{v_2} = -k_1 x^2 + x\varphi(x)^T\hat{\theta} + \hat{\theta}^T\Gamma^{-1}\dot{\hat{\theta}}$$

$$\dot{v_2} = -k_1 x^2 + \hat{\theta}^T\Gamma^{-1}[\dot{\hat{\theta}} + \tau] \qquad \text{III.14}$$

Où :

$$\tau = \Gamma x\varphi(x)$$

La dérivée demeure indéfinie, mais le degré de liberté offert par le libre choix de la dynamique de mise à jour permet de choisir cette dernière de manière à annuler le deuxième terme de l'équation. Le choix est :

$$\dot{\hat{\theta}} = -\dot{\hat{\theta}} = \tau \qquad \text{III.15}$$

Cela permet d'obtenir :

$$\dot{v_2} = -k_1 x^2 \leq 0 \qquad \text{III.16}$$

Le système résultant est donné par III.5 avec la loi de commande III.10, et la mise à jour III.15 :

$$\dot{x} = -k_1 x + \varphi(x)^T(\theta - \hat{\theta}) \qquad \text{III.17}$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma x \varphi(x) \qquad \text{III.18}$$

III.3 Commande par backstepping

III.3.1 Historique

La théorie de la stabilité des systèmes dynamiques d'Alexsandr Lyapunov sert de base à la conception de contrôleurs non linéaires. Généralement, l'objectif du concepteur est de trouver une fonction définie positive, également appelée « fonction Lyapunov candidate », en utilisant l'entrée du système. La dérivée de cette fonction par rapport au temps est contrainte d'être une constante négative. Bien entendu, cette tâche est complexe pour de nombreux systèmes**.**

Plusieurs auteurs, comme Petar V. Kokotovic, ont développé le backstepping, une technique de conception qui normalise la conception du contrôleur en une série d'étapes prédéfinies et qui peut être appliquée à certaines classes de systèmes. Cette stratégie permet de stabiliser le système en construisant progressivement l'expression de la commande.

III.3.2 Conception de la commande par backstepping

Pour les systèmes non linéaires avec des paramètres non constants, les lois de contrôle classiques peuvent être insuffisantes et peu robustes. Des lois de contrôle insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités doivent être utilisées.

Les techniques de commandes par backstepping constituent un moyen systématique de résoudre ce type de problème. Il combine le concept des fonctions de Lyapunov et des techniques de conception récursive [83][84]. Cela permet de surmonter les obstacles dimensionnels des systèmes d'ordre supérieur et d'exploiter la flexibilité de la conception de leurs contrôleurs (Poursuite et ou régulation).

Le backstepping n'est en fait que la construction de la fonction de Lyapunov ainsi que la commande étape par étape et cela pour un système qui peut être écrit sous forme de système en cascade. L'objectif est de déterminer une loi de commande qui stabilisera le système d'équation III.19 autour de l'origine. On considère un système non linéaire donnée par l'équation III.19 la première l'équation où (ε) représente la commande. [24]

$$\dot{x} = f(x) + g(x)\varepsilon$$

$$\dot{\varepsilon} = \varepsilon_2 \qquad \text{III.19}$$

$$\dot{x} = \varphi\,(x, \varepsilon_1) = \frac{\partial \varphi(x)}{\partial x}[f(x) + g(x)\varepsilon_1] - \frac{\partial V_1}{\partial x} g(x) - k[\varepsilon_1 - \varphi\,(x)], \quad k > 0 \qquad \text{III.20}$$

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}[\varepsilon_1 - \varphi\,(x)]^2 \qquad \text{III.21}$$

Avec :$x = \begin{bmatrix} x \\ \varepsilon_1 \end{bmatrix}$, $\varepsilon = \varepsilon_2$, $f = \begin{bmatrix} f\,(x) + g(x)\varepsilon_1 \\ 0 \end{bmatrix}$, $g = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

$$u = \frac{\partial \varphi\,(x)}{\partial x}\dot{x} - \frac{\partial V_2}{\partial x} g(x) - k[\varepsilon_2 - \varphi\,(x)], \quad k > 0 \qquad \text{III.22}$$

$$u = \left[\frac{\partial \varphi\,(x,\varepsilon_1)}{\partial x}, \quad \frac{\partial \varphi\,(x,\varepsilon_1)}{\partial \varepsilon_1}\right][\dot{x}, \quad \dot{\varepsilon_1}]^T - \left[\frac{\partial V_2}{\partial x}, \quad \frac{\partial V_2}{\partial \varepsilon_1}\right][0, \quad 1]^T - k[\varepsilon_2 - \phi\,(x, \varepsilon_1)] \qquad \text{III.23}$$

Avec : $k > 0$

$$u = \frac{\partial \varphi\,(x,\varepsilon_1)}{\partial x}[f(x) + g(x)\varepsilon_1] + \frac{\partial \varphi\,(x,\varepsilon_1)}{\partial \varepsilon_1}\varepsilon_2 - \frac{\partial V_2}{\partial \varepsilon_1} - k[\varepsilon_2 - \varphi(x, \quad \varepsilon_1)] \ , \ k > 0 \qquad \text{III.24}$$

La fonction de Lyapunov :

$$V = V_2 + \frac{1}{2}[\varepsilon_2 - \varphi\,(x, \varepsilon_1)]^2 \qquad \text{III.25}$$

$$V = V_1 + \frac{1}{2}[\varepsilon_1 - \varphi\,(x)]^2 + \frac{1}{2}[\varepsilon_2 - \varphi\,(x, \varepsilon_1)]^2 \qquad \text{III.26}$$

Pour appliquer la commande backstepping sur l'équation III.19, le système doit être sous forme strict feedback. Cette condition peut être réalisée par le changement de variable suivant la figure III.6.

Le but de cette méthode est de contrôler d'abord la première équation via la variable ε_2, c'est ce qu'on appelé le contrôle virtuel. La deuxième équation est Le contrôleur virtuel ε_2 contrôle jusqu'à la $n^{éme}$ équation, puis u contrôle le système global. Cela se fait par étapes [24].

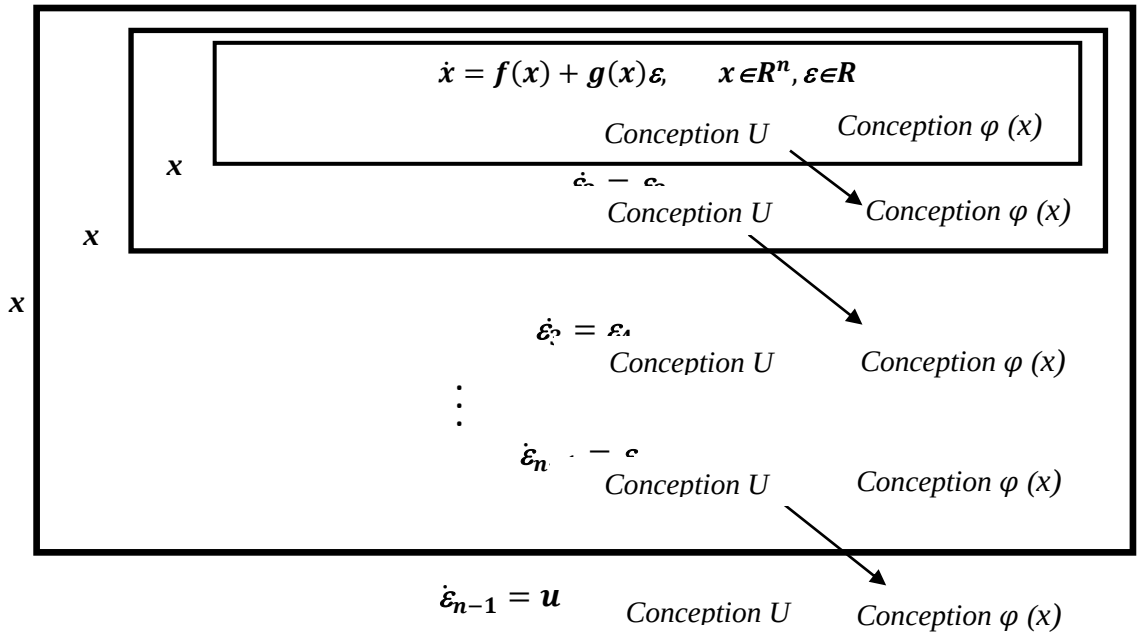


Figure III.6 Représentation graphique montre la procédure de backstepping

- **Exemple :**

Considère le système :

$$\begin{cases} \dot{x_1} = ax_1^2 + x_2 \\ \dot{x_2} = x_3 \\ \dot{x_3} = u \end{cases} \quad \text{III.27}$$

Etape1 : considère l'équation III.19, la première fonction de Lyapunov est choisie comme :

$$V_1 = \frac{1}{2}x_1^2 \quad \text{III.28}$$

$$\varphi\,(x_1) = -x_1 - ax_1^2 \quad \text{III.29}$$

Etape2 : considère le premier deux sous-systèmes.

$$\varphi\,(x_1, x_2)(= x_3) = \frac{\partial \varphi\,(x_1)}{\partial x_1}[f(x_1) + g(x_1)x_2] - \frac{\partial V_1}{\partial x}g(x_1) - k[x_2 - \varphi\,(x_1)] \quad \text{III.30}$$

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z^2 = V_1 + \frac{1}{2}[x_2 - \varphi\,(x_1)]^2 \quad \text{III.31}$$

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}[x_2 + x_1 + ax_1^2]^2 \quad \text{III.32}$$

Pour*k*=1 :

$$\frac{\partial \varphi\,(x_1)}{\partial x_1} = -(1 + 2ax_1) \quad \text{III.33}$$

$$\frac{\partial V_1}{\partial x} = x_1 \quad \text{III.34}$$

$$\Rightarrow \varphi\,(x_1, x_2) = -(1 + 2ax_1)[ax_1^2 + x_2] - x_1 - [x_2 + x_1 + ax_1^2] \quad \text{III.35}$$

- **Etape3 :**

Avec : $x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$, $\varepsilon = x_3, = \begin{bmatrix} f\ (x_1) + g(x_1)x_2 \\ 0 \end{bmatrix}$, $g = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

$$u = \frac{\partial \varphi\ (x_1,x_2)}{\partial x_1}[f(x_1) + g(x_1)x_2] + \frac{\partial \varphi\ (x_1,x_2)}{\partial x_2}x_3 - \frac{\partial V_2}{\partial x_2} - k[x_3 - \varphi(x_1,x_2)]\ , k > 0 \qquad \text{III.36}$$

$$V = V_2 + \frac{1}{2}[x_3 - \varphi(x_1,x_2)]^2 \qquad \text{III.37}$$

III.4 Introduction à la logique Floue

III.4.1 Historique

La logique floue est très importante aujourd'hui. En fait, il existe l'histoire de son développement peut être divisée en trois étapes [85]. C'est le paradoxe logique et le principe d'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la « logique multivaluée » ou de la « logique floue » dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué une logique continue basée sur l'échelle de valeur de vérité {0,1/2,1} pour classer des éléments ou des symboles. Les fondements théoriques de la logique floue ont été établis en 1965 dans l'article du professeur Lotfi Zadeh « Fuzzy Sets » [86]. Théorie logique de Fuzzy n'a pas été prise au sérieux.

En fait, les ordinateurs qui effectuent des opérations exactes tout ou rien (1 ou 0) ont commencé à se généraliser. La logique floue, quant à elle, était capable de gérer des variables imprécises dont les valeurs pouvaient varier entre 1 et 0.

La théorie a été initialement appliquée à des domaines non techniques tels que l'économie, le droit et la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts et de fournir des capacités de prise de décision.

Le système d'ajustement ou de réglage a été utilisé pour la première fois en 1975. Les Japonais ont commencé à utiliser la logique floue dans les produits industriels vers 1985 pour résoudre des problèmes de réglage et de contrôle. Des efforts de recherche intensifs pour introduire les principes d'optimisation de la logique floue ont récemment commencé en Europe et en Amérique du Nord [87][88].

II.4.2 Théorie classique des ensembles

Contrairement à la logique classique binaire, l'idée de base de la logique floue est de définir la valeur de vérité d'un énoncé comme une valeur numérique qui varie progressivement entre 0 et 1 qui ne fonctionne que sur la valeur 0 et 1. La théorie des sous-

ensembles flous utilisée en logique floue est différente de la théorie classique ou binaire des ensembles.

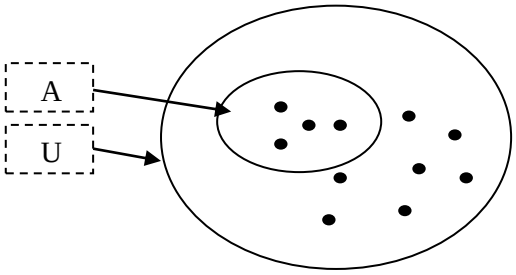


Figure III.7 Univers de discours U avec sous-ensemble A

Siμ_A est la fonction d'appartenance classique de l'ensemble A, alors :

$$\begin{cases} \forall x \in U \rightarrow \mu_A(x) = 0 & si\ x \notin A \\ \mu_A(x) = 1 & si\ x \in A \end{cases} \quad \text{III.38}$$

Alors $\mu_A(x)$ seulement prendra la valeur 0 ou 1 en fonction si x appartient au sous ensemble A.

III.4.3 Ensembles flous

La fonction d'appartenance d'un élément x, de l'univers de discours X à un ensemble classique A, prend uniquement les valeurs 0 et 1 en logique binaire :

Avec : $\mu_A(x): X \rightarrow \{0,1\}$

$$\begin{cases} X \rightarrow \mu_A(x) = 1 & si\ x \in A \\ \mu_A(x) = 0 & sinon \end{cases} \quad \text{III.39}$$

La conception de sous-ensembles flous permet des changements progressifs dans l'appartenance d'un élément à une classe. Si$\mu_A(x) = 0{,}7$, x appartient à l'ensemble flou A de degré d'appartenance 60 %, Le degré d'appartenance correspond à sa valeur de vérité. On peut donc montrer qu'un ensemble flou est entièrement déterminé par sa fonction d'appartenance.

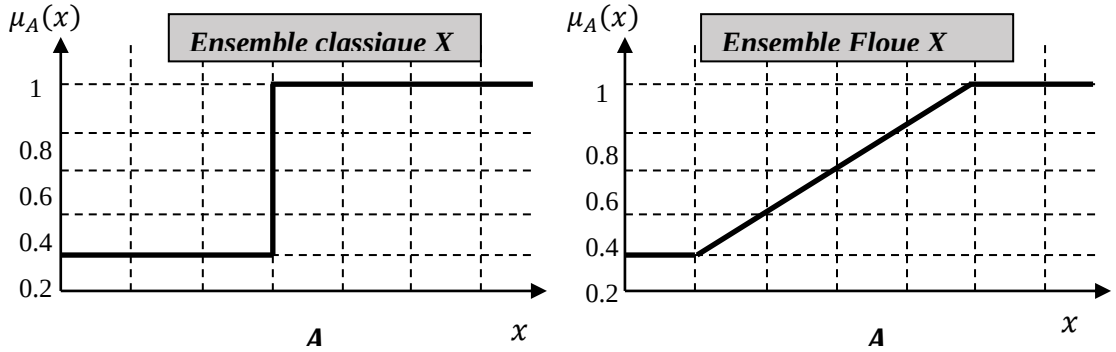


Figure III.8 Ensembles classiques et flou (Univers discours X avec un Sous-ensemble A)

III.4.4 Système de logique floue

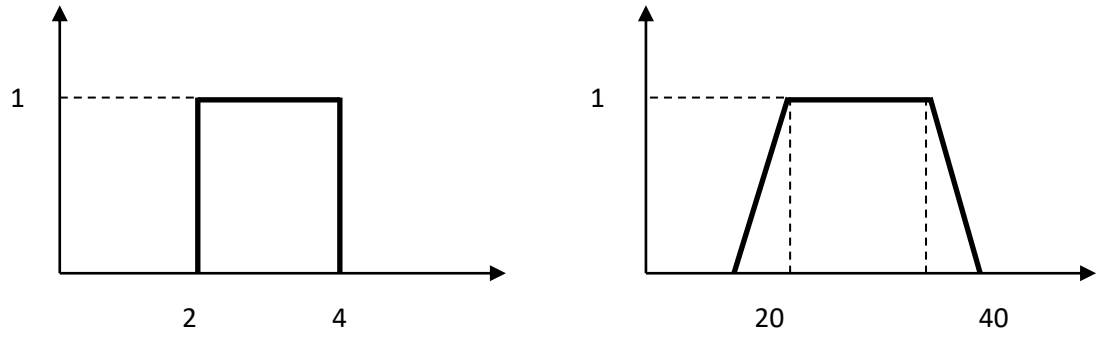
Les sous-ensembles flous peuvent être considérés comme une généralisation du concept d'ensemble classique. Dans la théorie des sous-ensembles flous, la fonction d'appartenance $\mu_A(x)$a les valeurs sont inclus dans l'intervalle [0,1] :

$$X \rightarrow [0,1]$$
$$x \rightarrow \mu_A(x)$$

L'ensemble flou A est défini par un ensemble de paires ordonnées$(\mu_A(x), x)$:

$$A = \{(\mu_A(x), x)/x \in X\} \qquad \text{III.40}$$

En logique binaire, les variables ne peuvent prendre que 0 ou 1, tandis qu'en logique floue, les variables peuvent prendre une infinité de valeurs dans l'intervalle [0 1] :



(a) Logique binaire **(b)** Logique Floue

Figure III.9 Fonction d'appartenance

III.4.4.1 Ensemble floue

IL y a deux possibilités dans la théorie des ensembles traditionnelles: soit les choses appartiennent à un ensemble spécifique, soit elles n'y appartiennent pas. Cependant, il est rare de croiser des statuts clairement définis en réalité. Quelle est la différence exacte entre une personne de grande taille et une personne de taille moyenne comme exemple, Zadeh a créé une théorie à partir de ce type d'observation. Il a défini les ensembles flous comme des termes tels que zéro, grand, négatif et petit en linguistique. Ces termes sont également disponibles en quantités conventionnelles.

III.4.4.2 Variables linguistiques

Les variables linguistiques permettent de modéliser des connaissances imprécises ou ambiguës sur des variables dont les valeurs exactes sont inconnues. Par conséquent, une

variable linguistique, également connue sous le nom de variable floue, est une variable dont la valeur appartient à un ensemble flou qui peut représenter des mots dans le langage naturel. En conséquence, les variables floues peuvent prendre simultanément plusieurs valeurs linguistiques. Par exemple, les ensembles flous « Petit », « Moyen » et « Grand » peuvent inclure la variable « Taille »[89].

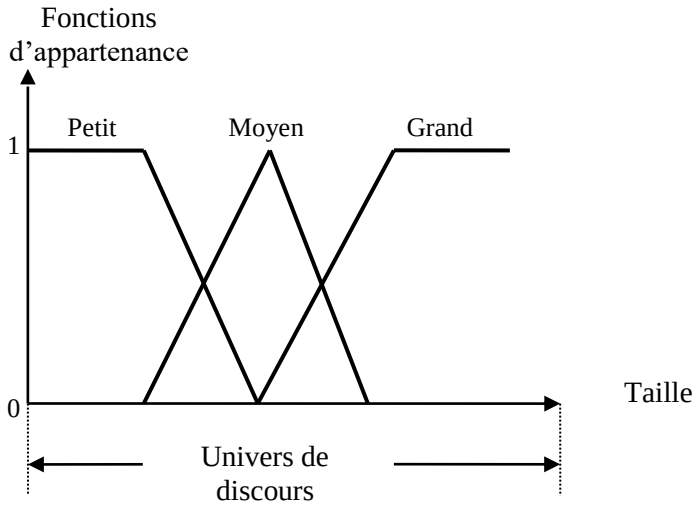
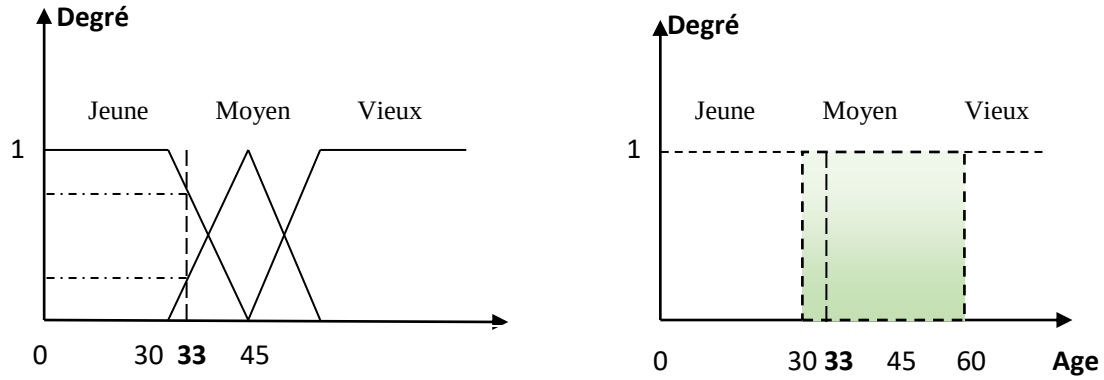


Figure III.10 univers de discours typique en logique floue

- Univers de discours : la dimension de la taille
- Variable linguistique : la taille
- Valeurs linguistique (ensemble floue) : petit, moyen et grand.

➢ **Exemple :**

En peut faire la classification des personnes selon leurs âges en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La figure III.10 montre que les limites entre ces trois groupes changent progressivement plutôt que soudainement. Par exemple, une personne de 33 ans appartient à l'ensemble « jeune » de valeur de fonction d'appartenance μ = 0,75 et à l'ensemble « moyen » de valeur μ = 0,25. Par conséquent, la figure III.11 montre le degré d'appartenance d'une personne à un ensemble flou particulier en fonction de son âge. Pour cette raison, ce type de nombre est appelé fonction d'appartenance. Les termes peuvent donc être résumés dans le diagramme suivant



(a) Logique Floue **(b) Logique Classique**

Figure III.11: Exemple sur ensemble de floue

Designation	***Valeurs& notations***
Variable linguistique	*age*
Valeur d'une variable linguistique	*Jeune, Moyen, vieux*
Ensembles flous	*"Jeune", "moyen", "vieux"*
Plages de valeurs	*0,30,45,60*
Fonctions d'appartenance	$\mu_A(x) = a, 0 \leq a \leq 1$
Degree d'appartenance	a

Tableau III.1 Classification selon l'âge (Ensemble floue)

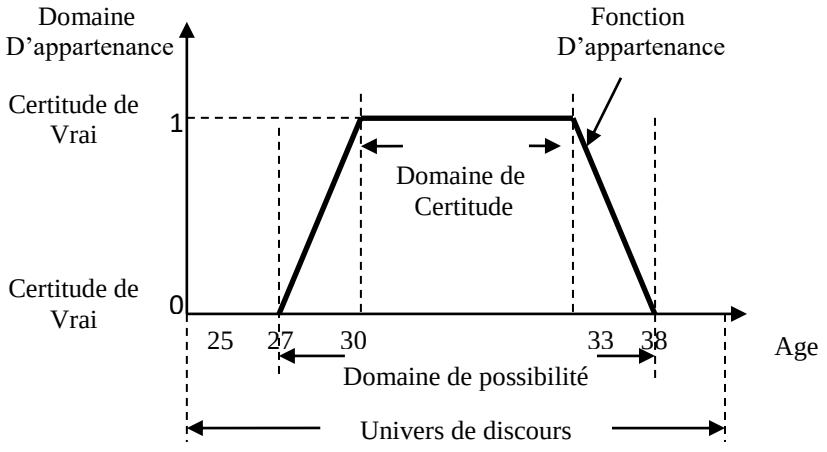
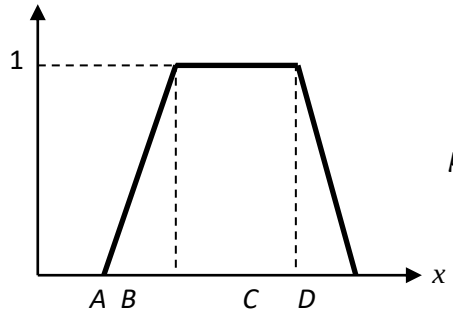


Figure III.12: Ensemble de floue (Exemple)

III.4.4.3 Fonction d'appartenance[87]

Les fonctions d'appartenance les plus couramment utilisées sont les formes trapézoïdales, triangulaires, rectangulaires ou singleton. Ce sont les formes les plus simples.

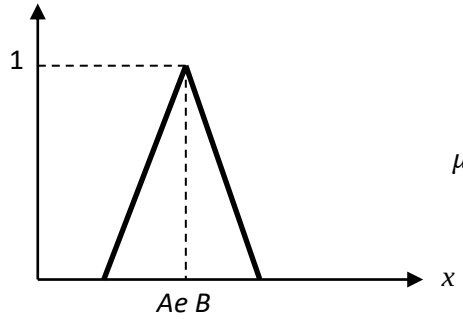
a) Fonction trapézoidale



$$\mu_A(x) = max\{min\left(\frac{x-A}{B-A}, \frac{D-x}{D-C}\right), 0\}$$

Figure III.13 Fonction Trapézoidale

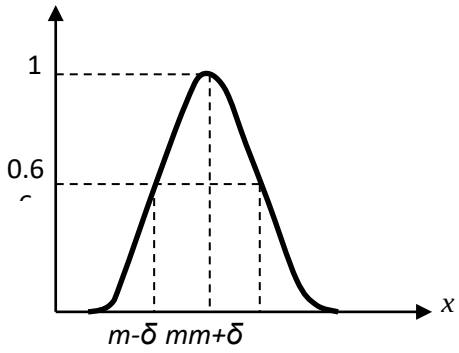
b) Fonction triangulaire



$$\mu_A(x) = max\{min\left(\frac{x-A}{e-A}, \frac{B-x}{B-e}\right), 0\}$$

Figure III.14 Fonction Triangulaire

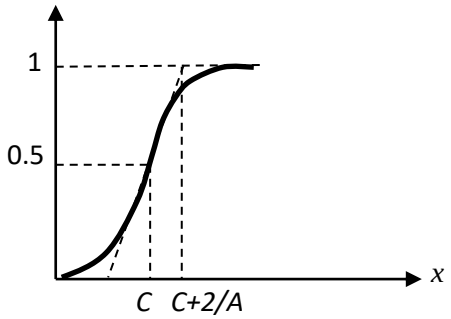
c) Fonction gaussienne



$$\mu_A(x) = exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\delta}\right)^2\right)$$

Figure III.15 FonctionGaussienne

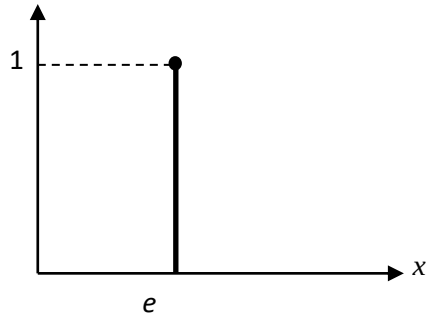
d) Fonction sigmoïde



$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + exp(-A(x - C))}$$

Figure III.16 Fonction sigmoïde

e) Fonction singleton



$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & si\ x = e \\ 0 & si\ x \neq e \end{cases}$$

Figure III.17 Fonction Singleton

III.4.5 Opération de base

La logique floue est donc la logique permettant de gérer ces ensembles flous à l'aide d'opérateurs définis comme suit :

Supposons que deux sous-ensembles flous *A* et *B* soient définis sur le même ensemble, où A et B sont respectivement des fonctions d'appartenance.

- ✓ Egalité : A et B sont égaux si et seulement si : $\forall x \in X, \mu_A(x) = \mu_B(x)$
- ✓ Inclusion : A est inclus dans B si et seulement si : $\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$
- ✓ Intersection : il existe plusieurs définitions, mais la plus utilisée est celle donnée par Zadeh : $\forall x \in X, \mu_{A \cap B}(x) = min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$
- ✓ Union : la plus utilisée est l'operateur max : $\forall x \in X, \mu_{A \cup B}(x) = max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$
- ✓ Complément : le complément de A, noté $\bar{A}$, est défini par $\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$

En peut rassembler quelques fonctions utilisées pour réaliser les différentes opérations floues de base:

Désignation	***ET***	***OU***	***NON***
Zadeh	$min\{\mu_A(x), \mu_B(y)\}$	$max\{\mu_A(x), \mu_B(y)\}$	$1\text{-}\mu_A(x)$
Probalistique	$\mu_A(x).\mu_B(y)$	$\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x).\mu_B(y)$	$1\text{-}\mu_A(x)$
Luksiewicz	$max\{\mu_A(x) + \mu_B(y)\text{-}1,0\}$	$min\{\mu_A(x) + \mu_B(y),0\}$	$1\text{-}\mu_A(x)$
Hancher (β>0)	$\mu_A(x).\mu_B(y)/[\beta + (1 - \beta)(\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x).\mu_B(y)$	$(\mu_A(x), y + \mu_A(x), y - (1 - \beta)\mu_A(x)\mu_B(y))/[1 - (1 - \beta)]\mu_B(y)$	$1\text{-}\mu_A(x)$
Weber	$\mu_A(x)\ si\ \mu_B(y) = 1$ $\mu_A(y)\ si\ \mu_B(x) = 1$ *0 sinon*	$\mu_A(x)\ si\ \mu_B(y) = 0$ $\mu_A(y)\ si\ \mu_B(x) = 0$ *1 sinon*	$1\text{-}\mu_A(x)$

Tableau III.2 Opération de base de la logique floue

III.4.6 Règles d'inférences

Dans ce travail, la logique floue avec inférence de produit, fuzzifier singleton et défuzzifier moyenne centrale est utilisée (III.41) selon la « théorie Si-Alors », écrite dans ce qui suit dans [90] [91] :

$$R^k\text{: Si } x_1 \text{est} F_1^k \text{et..... } x_n \text{est, Alors } y_i \text{est} G^k, \text{k=1,2,....N}$$

où le vecteur d'entrée est X=$[x_1,.....,x_n] \epsilon \mathbb{R}^n$et le vecteur de sortie est$\bar{Y} \epsilon \mathbb{R}^n$. Les fonctions d'appartenance floues $\mu_{F_l^k}(x_l)$ et $\mu_{G^k}(\bar{Y})$sont associés avec$F_l^k (l = 1, \ldots\ldots, n)etG^i$respectivement.Pour déterminerla sortie du système de logique floue, nous pouvons suivre cette relation comme suit :

$$\bar{Y}\left(\frac{X}{W}\right) = \frac{\Sigma_{k=1}^{N} \bar{y}_k \prod_{l=1}^{n} \mu_{F_l^k}(x_l)}{\Sigma_{k=1}^{N}\left[\prod_{l=1}^{n} \mu_{F_l^k}(x_l)\right]} \text{III.41}$$

Où:

$$\bar{y}_k = max_{y\ \epsilon\ R}\ \mu_{G^k}(y), \qquad \mu_{F_l^k}(x_l)$$

Et, G^k désignent les fonctions d'appartenance gaussiennes par rapport aux ensembles flousF_1^k et G^k[92] :

$$\Theta_i(X) = \frac{\prod_{l=1}^{n} \mu_{F_l^k}(x_l)}{\Sigma_{k=1}^{N}\left[\prod_{l=1}^{n} \mu_{F_l^k}(x_l)\right]} \qquad \text{III.42}$$

Notant que le vecteur des fonctions de base floue est :

$$\Theta(X) = [\Theta_1(X), \Theta_2(X), \dots\dots, \Theta_N(X)]^T$$

Et le vecteur des paramètres conséquents est :

$$[W^T = [\,\bar{y}_1, \bar{y}_2, \dots\dots, \bar{y}_N]^T = [\mathrm{W}_1, \mathrm{W}_2, \dots\dots, \mathrm{W}_N]$$

Ensuite, le système de logique floue peut être réécrit comme suit :

$$\bar{Y}\left(\frac{X}{W}\right) = W^T \Theta(\mathrm{X}) \qquad \text{III.43}$$

Dans notre travail, cinq ensembles flous sont définis pour chaque variable(e_v , e_h)sont présentés dans le Tableau III.3 :

Ensembles flous				
NB	***NS***	***ZE***	***PS***	***PB***
negative grand	*negative petit*	*zero environ*	*positive petit*	*positive grand*

Tableau III.3. Ensembles flous et définitions.[93]

III.4.7 Systèmes d'inférence floue

Une base de règles, une base de données (paramètres de fonction d'appartenance) et une inférence floue composent un système d'inférence floue. Les systems d'inférence floue sont de deux types.

- **Type Mamdani**

Il s'agit d'un modèle linguistique qui permet la description linguistique de systèmes en utilisant une base de règles floues qui modélisent les relations entrées-sorties. Il utilise l'opérateur minimal pour la conjonction, l'implication et l'opérateur maximal pour l'agrégation de règles floues [88].

- **Type Takagi-Sugeno**

Ce modèle est unique en ce sens qu'il ne comporte aucune conclusion floue et qu'il est fonction des entrées. La règle R_i pour un vecteur d'entrée *x* de dimension *n* a la forme [94]:

$$R_i : \text{Si } x_1 \text{ est } X_1^i \text{ et…et Si } x_n \text{ est } X_n^i \text{ Alors } y^i = G_i(x)$$

Donc, si $G_i(x)$ est une function linéaire d'ordre (1), elle sera de la forme:

$$G_i(x) = \sum_{j=1}^{n} a_j^i x_j + b^i \qquad \text{III.44}$$

III.4.8 Conception d'un contrôleur flou

La conception de contrôleurs classiques nécessite une compréhension approfondie du modèle du système contrôlé. Pour éviter les erreurs, les valeurs d'entrée doivent être mesurées avec précision. Les contrôleurs flous, en revanche, ne nécessitent aucune de ces deux exigences.

Aucune connaissance des modèles mathématiques de processus n'est requise. L'expérience et les connaissances spécialisées de l'opérateur du procédé sont prises en compte pour déterminer le contrôle flou. Les algorithmes d'optimisation traditionnels sont remplacés par un ensemble de règles linguistiques. Le contrôle par logique floue peut être appliqué à tous les domaines du contrôle traditionnel. De plus, il peut être utilisé lorsque le processus contrôlé est peu connu, difficile à décrire avec précision ou lorsque le processus contrôlé est inconnu. Les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel plutôt qu'en chiffres. Facile à fabriquer et flexible, il s'adapte facilement aux conditions opératoires du procédé. Les règles sont exprimées en termes linguistiques, ce qui les rend faciles à comprendre et à modifier [95]. L'architecture interne du contrôleur flou est représentée sur la Figure III.18.

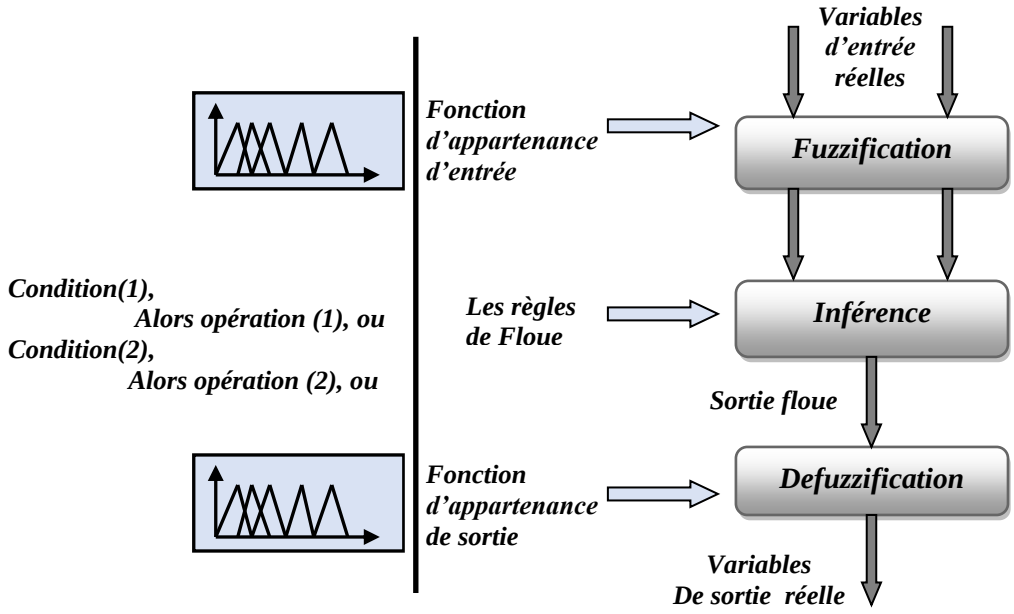


Figure III.18 Schéma générale de la commande floue

- ✓ **Fuzzification**

Les données observées sont généralement des données physiques réelles. Le traitement étant basé sur la logique floue, un bloc de fuzzification est nécessaire. Par conséquent, la fuzzification représente une transition des valeurs réelles aux valeurs floues en déterminant différents mondes discursifs qui correspondent à la plage de variation des variables d'entrée et de sortie. Ensuite, pour chaque variable, définissez son sous-ensemble flou et la fonction d'appartenance associée.[89]

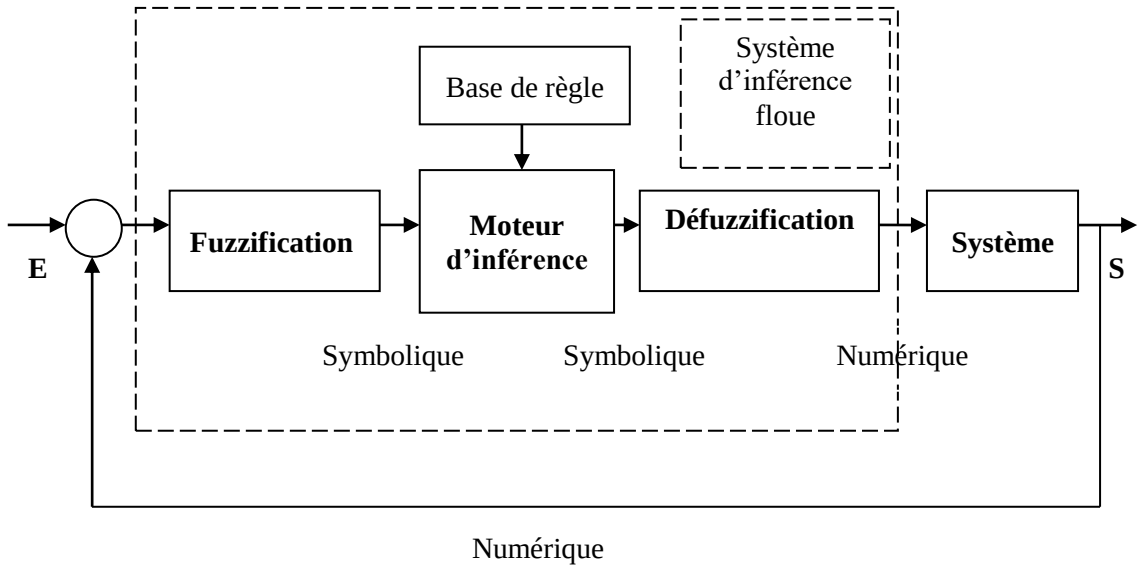


Figure III.19 Architecture interne d'un contrôleur floue. [83]

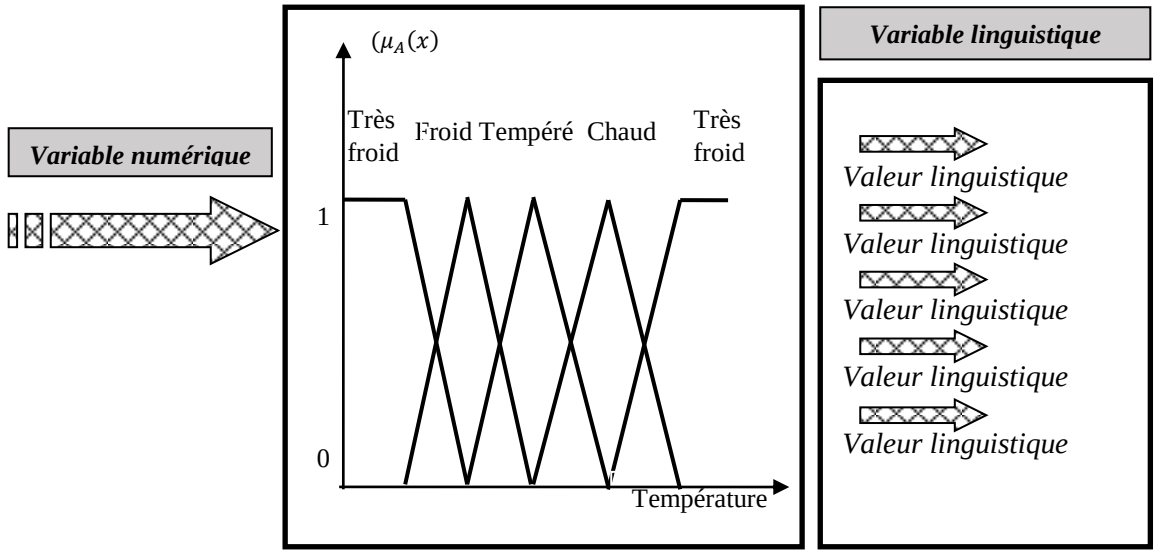


Figure III.20 procédé de Fuzzyfication (variable à 05 valeurs linguistique)

- ✓ **Inference**

L'application d'une caractérisation symbolique d'un système à des règles floues pour dériver un ensemble de résultats locaux, exprimés sous forme symbolique en termes de variables de sortie du système, est appelée inférence floue. Le but de cette étape est de partir d'une entrée floue et d'utiliser la base de règles pour déterminer une sortie floue. La conjonction (et), l'implication (si... alors) et l'agrégation (sinon) sont les trois opérateurs mathématiques requis pour utiliser cette base de règles.

- ➢ **Exemple (1):**

Le tableau suivant représente la visualisation de matrice règles pour synthétiser le Cœur de régulateur floue.

E_2 / E_1	N	Z	P
N	N	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	**P**

Figure III.21 Matrice des règles (Exemple)

D'après le tableau III, chaque case de la matrice liée à une règle, prends pour exemple la règle en gras **P**: Si E_1 est P et E_2 est P alors Y est P.

- ➢ **Exemple (2):**

Le but est d'obtenir de nouvelles variables de linguistique à partir d'autres variables. Ces nouvelles variables linguistiques sont directement liées aux nombres numériques que vous devez obtenir. Le mélange de valeurs linguistiques (entrées) nécessite des conditions différentes (inférence floue). Les conditions peuvent être modifiées en fonction des exigences du système. Les conditions sont généralement faciles à comprendre et à mettre en œuvre. Les conditions les plus couramment utilisées dans les systèmes logique floue se présentent sous la forme de bases de règles des types suivants : Si (*X* est *A*) alors (*Y* est *B*).

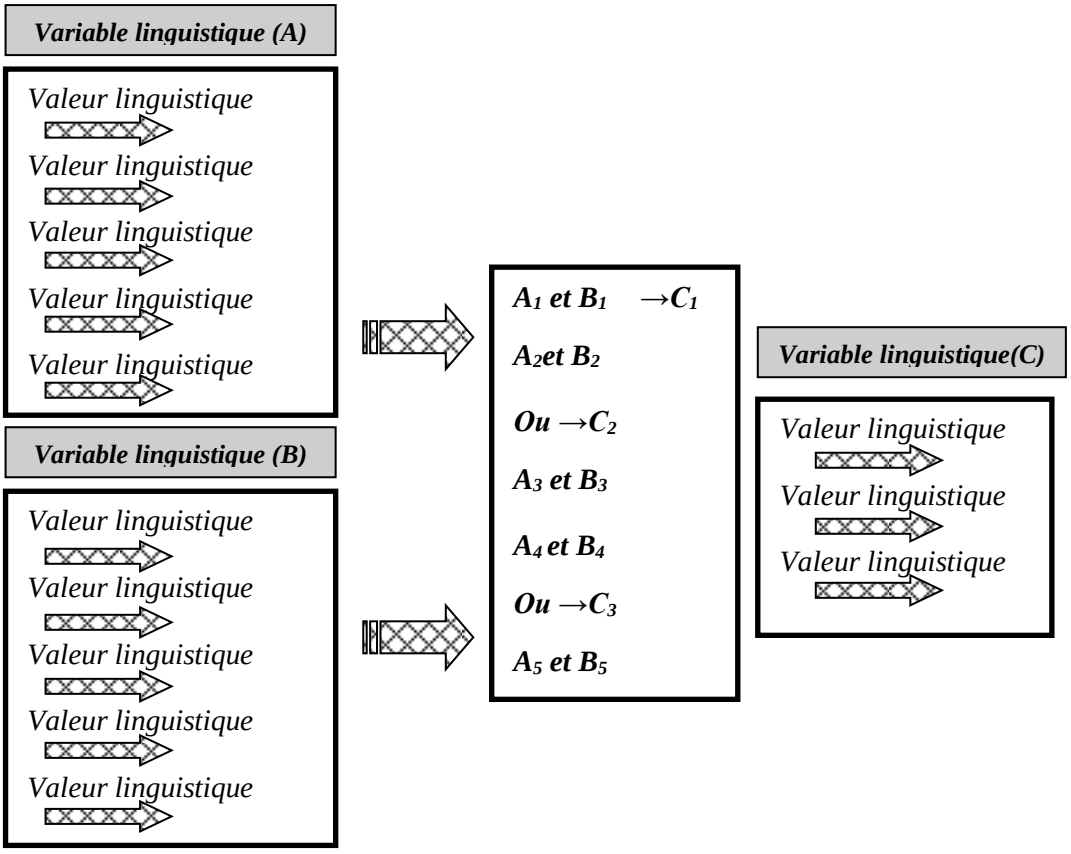


Figure III.22 Procédé d'inférence floue de deu variables linguistique

- ✓ **Défuzzification**

L'objectif est de définir exactement les actions à entreprendre dans le processus. En fait, ce processus ne peut pas interpréter l'ordre linguistique fourni par les méthodes de raisonnement ou l'inférence. L'opération de défuzzification permet de calculer les valeurs réelles des variables de sortie appliqués au processus à partir des fonctions d'appartenance résultantes. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification. Méthode de la valeur maximale, méthode du centre de gravité (CDG), valeur moyenne Maximas. Cependant, il est reconnu que la méthode du centre de gravité donne les bons résultants et presque toujours utilisée.

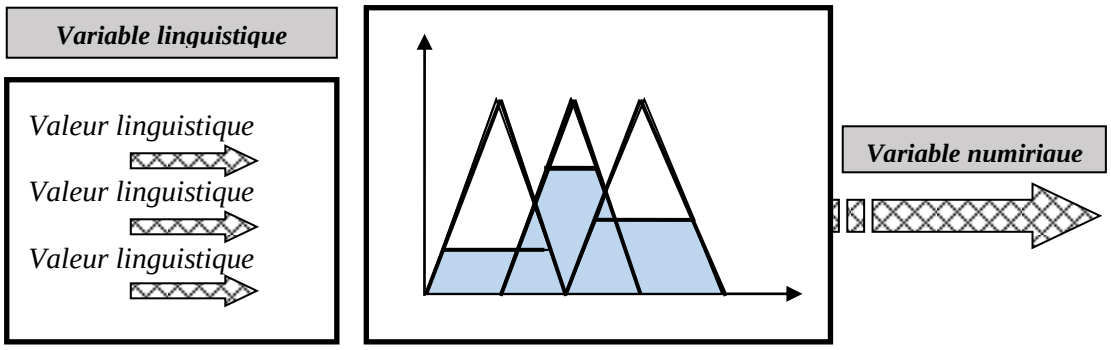


Figure III.23 procédé de Defuzzyfication CDG (variable à 03 valeurs linguistique)[96].

- ✓ **Synthèse de structure floue**

Un contrôleur floue passé par les étapes suivantes:

- **Obtention de la base de connaissance:** Cela vient de l'expertise, de l'expérience ou de l'apprentissage. C'est le composant le plus important du contrôleur.
- **Choix des entrées et sorties:** Si des règles floue suffisent, les décisions seront imposées naturellement. Dans la plupart des cas, ce n'est pas le cas. Généralement, d'autres règles doivent être ajoutées pour améliorer les performances, qui sont ajustées via des méthodes d'optimisation ou d'apprentissage. Cependant, la sélection d'entrée spécifiquement utilisée est l'erreur et sa variation.
- **Choix des ensembles flous:** Le type et le nombre d'ensembles flous varieront en fonction de la plage de variation d'entrée/sortie, de la dynamique du système à contrôler, de la fréquence de traitement, etc. Changement. L'utilisation de fonctions triangulaires est souvent recommandée parce que le nombre de règles actives est réduit et les calculs sont relativement simples.
- **Choi des opérateurs flous:** En fonction de vos objectifs souhaités et des limites mentionnées ci-dessus, vous pouvez choisir l'un des opérateurs existants. T-norm et l'inférence Min peuvent être utiles pour des calculs simples.
- **Gains de normalisation:** Pour travailler avec des ensembles normalisés, une fois les limites d'une variable déterminées, il est préférable de diviser les limites de la variable par sa valeur maximale [-1, 1]. Cela permet de voir plus facilement l'impact relatif de chaque entrée sur la commande.

III.5 Approximation adaptatif par les systèmes flous

On utilise les systèmes flous dans la conception de contrôleurs adaptatifs en suivant deux raisons essentielles : [97]

- Leurs compétences d'approximation universelles ;

- En l'absence d'un modèle mathématique précis du processus à contrôler, il est possible d'intégrer dans le contrôleur des connaissances linguistiques ou mathématiques issues de connaissances spécialisées.

Les systèmes flous peuvent approximer n'importe quelle fonction non linéaire continue définie, sur un ensemble compact. En fait, les systèmes flous peuvent être utilisés comme approximateurs adaptatif universels. [98]

Théorème : soit une fonction $f(x)$ non linéaire continue définie sur un ensemble compact D_x , et pour toute constante positive σ, il existe un système flou de la forme :

$$y(x) = \theta^T \psi(x) \qquad \text{III.45}$$

Telque :

$$sup_{x \in D_x} = |f(x) - \theta^T \psi(x)| < \sigma \qquad \text{III.46}$$

Le schéma de contrôle flou adaptatif qui sera développé dans ce travail suppose que la structure du système flou et les fonctions floues de base sont correctement spécifiées à l'avance par l'utilisateur. Cela signifie que les décisions des utilisateurs sont nécessaires pour déterminer la structure du système flou, c'est-à-dire les entrées impliquées, le nombre de fonctions d'appartenance pour chaque entrée et les paramètres de fonctions d'appartenance et de règles floues. Conclusion Les paramètres de θ sont déterminés en parallèle à l'aide de l'algorithme adaptatif correspondant. [97]

III.6 Conclusion

Il est clair que différentes méthodes d'analyse de systèmes non linéaires correspondent à différentes méthodes de conception. Selon la nature et l'importance des phénomènes non linéaires présents dans le système, ces méthodes peuvent être approximatives ou exactes et fournir les conditions opératoires nécessaires ou suffisantes.

Ici, comme dans l'analyse, la conception de Lyapunov se distingue par sa supériorité, notamment dans le contexte de l'adaptabilité. Cette méthode a été démontrée dans ce chapitre pour le cas simple d'un système scalaire. Sa création dans des systèmes arbitrairement ordonnés est rendue possible grâce à la technique récursive du backstepping qu'est une solution pour les systèmes non linéaires de tout ordre avec des paramètres connus ou inconnus.

La logique floue repose sur un fondement théorique depuis le début des années 1960 et permet d'utiliser des informations linguistiques pour décrire le comportement dynamique des systèmes. Ces informations fournies par des experts humains peuvent être exprimées sous la forme d'un ensemble de règles floues de type (Si-Alors). En définissant des règles et des fonctions appartenant à des ensembles appelés « ensembles flous », les concepteurs peuvent mieux comprendre les processus imprécis et difficiles à modéliser.

Dans le chapitre suivant, nous discuterons la combinaison du contrôle par backstepping et les systèmes flous afin de concevoir une commande adaptative et l'appliqué à un hélicoptère de laboratoire type TRMS.

IV.1 Introduction

Les commandes adaptatives et backstepping ont reçu un intérêt croissant en raison de ses simplicités de mise en œuvre et ses robustesses vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes. L'objectif de ce chapitre est de développer une méthode robuste de contrôle flou adaptative basée sur l'algorithme du backstepping pour un système non linéaire incertain et perturbé. Dans la conception du contrôle par backstepping, les systèmes flous sont utilisés pour approximer les incertitudes non linéaires et de compenser les erreurs de modélisation.

Des résultats pratiques de la commande d'un hélicoptère de laboratoire à deux degrés de liberté sont inclus dans ce chapitre pour illustrer les performances de la stratégie de commande développées.

IV.2 Environnement de développement[73]

Une approche de mise en œuvre innovante qui bénéficie d'une flexibilité accrue et d'une architecture complètement ouverte est utilisée dans ce banc d'essai. Cette méthode est connue sous le nom d'HIL, qui signifie « hardware-in-the-loop » ou « prototypage rapide ». Cette méthode élimine le processus entre la synthèse du contrôleur en simulation et sa mise en œuvre dans un système embarqué spécifique. Cette dernière entraîne une perte de temps significative lors du test et de la configuration du contrôleur implémenté. Une brève comparaison entre cette méthode et les méthodes traditionnelles est présentée ci-dessous :

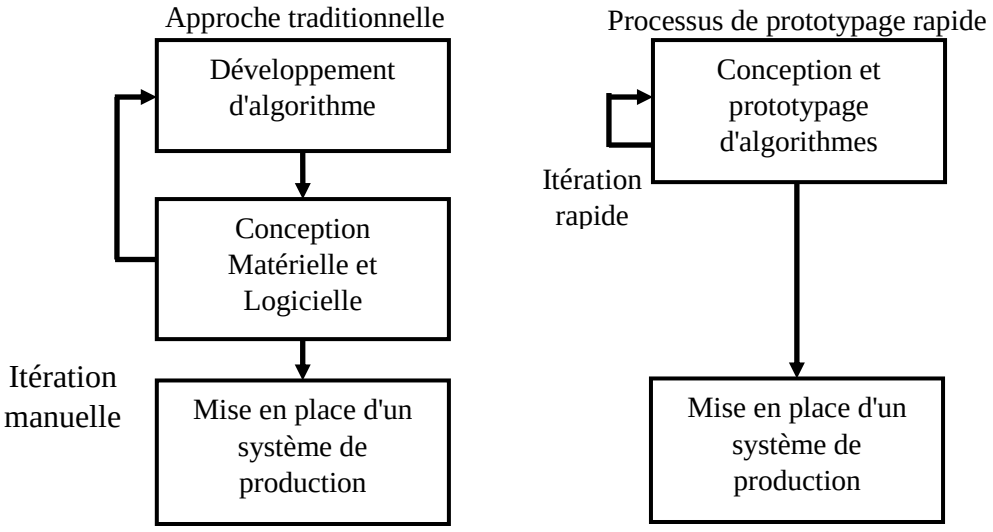


Figure IV.1 : Rapide prototypage, processus de développement traditionnel

« Hardware-in-the-loop » utilisée avec un simple PC de développement pour tester directement un contrôleur synthétisé en simulation sur un système physique réel. En fait, il faut :[74]

- PC standard pour le développement et pour le contrôle,
- Un carte d'acquisition pour la conversion A/D et D/A,
- Le système physique à contrôlé,
- Logiciels appropriés.

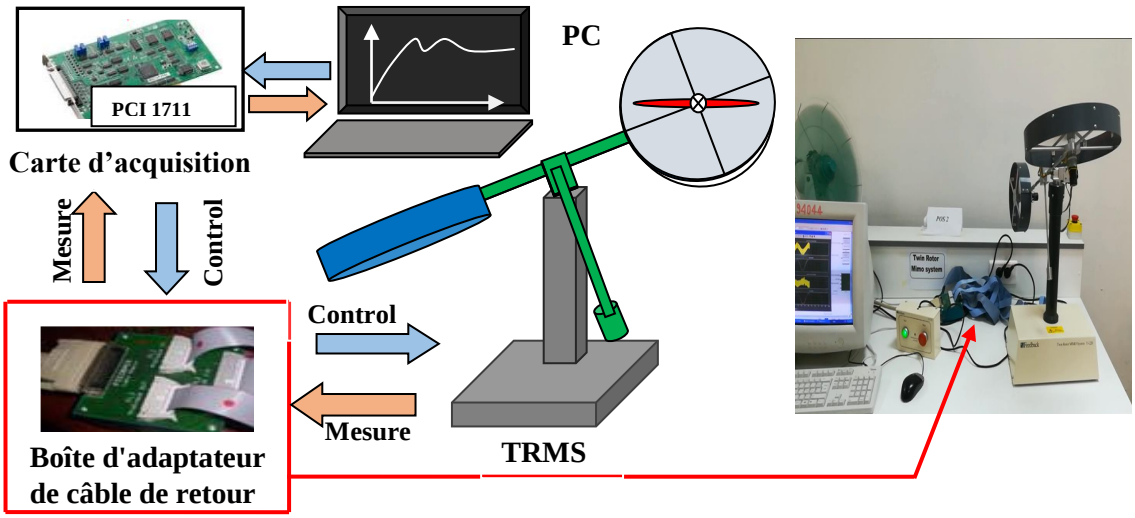


Figure IV.2 : Environnement expérimentale avec TRMS

On utilise les logiciels suivants :

✓ **Matlab**

C'est une plate-forme sur laquelle tous les autres composants s'exécutent. Il s'agit de l'environnement le plus utilisé généralement par les ingénieurs et propose plusieurs routines numériques avancées.

✓ **Simulink**

Il s'agit d'un langage graphique de haut niveau utilisé pour programmer à l'aide d'objets ou de blocs. Ces objets peuvent être soit des blocs standard, soit des blocs spéciaux conçus par l'utilisateur (tels que des S-fonctions).

✓ **Atelier en temps reel** (Real time workshop) :

Le programme le plus important consiste à générer automatiquement du code source C++ optimisé à partir des modèles Simulink. De plus, ce code peut être adapté à différentes fins d'exécution, telles que les processeurs Pentium avec Windows comme système d'exploitation.

✓ **Cible Windows en temps réel (**Real time Windows Target) :

Pour les environnements WINDOWS, ce petit noyau est indispensable. WINDOWS est un système d'exploitation événementiel et son rôle est essentiel pour que les régulateurs garantissent des performances en temps réel. L'exécution en temps réel n'est donc pas possible. Il fonctionne au niveau 0 (mode noyau) et s'exécute comme un service qui intercepte les interruptions matérielles avant Windows.

Il communique ensuite avec l'exécutable du contrôleur et fait office d'interface avec le système physique via la carte d'acquisition. Ainsi, il contrôle le flux de données et de signaux du modèle exécutable vers le système physique et vice versa.

✓ **Carte d'acquisition PCI 1711**

La carte PCI 1711 est une carte d'acquisition universelle qui peut être installée sur le port PCI d'un micro-ordinateur de commande et dispose de connecteurs extérieurs pour les entrées et sorties analogiques et numériques. En convertissant les signaux analogiques en numériques et vice-versa, il permet la commande numérique d'un système continu via un micro-ordinateur.[74]

La figure IV.2, illustre la relation qui existe dans la chaine des différents modules :

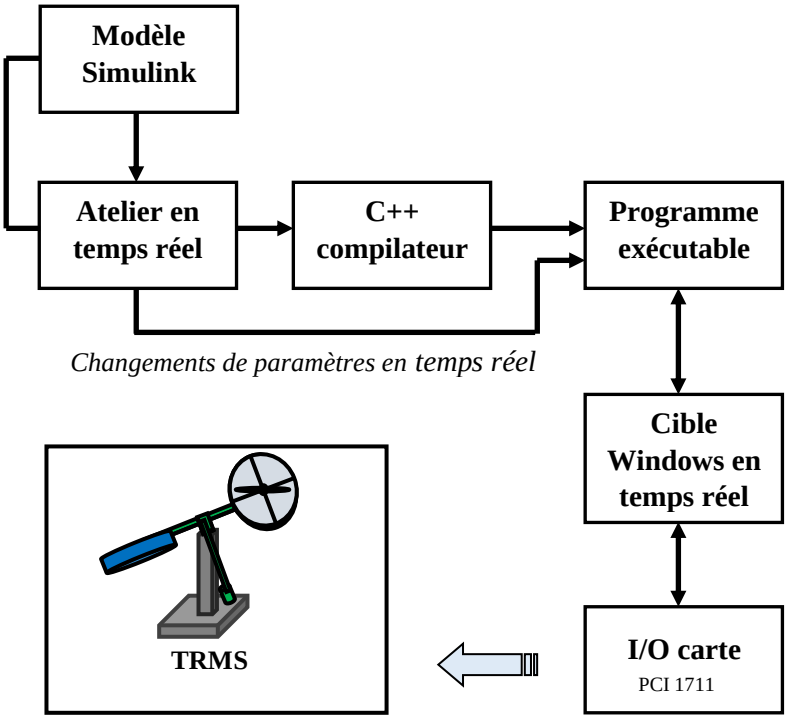


Figure IV.3 Processus de génération du code exécutable

Pour passer d'un contrôleur (non temps réel) à un programme, il suffit d'ajouter les différents blocs d'entrées/sorties de la carte d'acquisition (entrées analogiques, sorties analogiques, voies codeurs, etc.) dans le modèle de Simulink.

Pour notre carte d'acquisition, la librairie utilisée est la suivante :

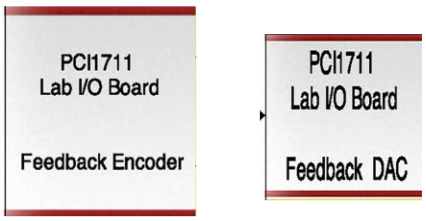


Figure IV.4 Librairie de la carte d'acquisition PCI 1711

IV.3 Synthèse de la commande floue adaptative basée sur l'algorithme du backstepping[99]

Le modèle dynamique du TRMS représenté dans II.18peut être réécrit sous la forme d'espace d'état, où le vecteur d'état est choisi comme suit :[99]

$$x = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6] = [\psi, \dot{\psi}, \varphi, \dot{\varphi}, \tau_1, \tau_2]^T$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + w_{1v} \\ \dot{x}_2 = -\dfrac{M_g}{I_1}\sin(x_1) - \dfrac{B_{1\psi}}{I_1}x_2 + \dfrac{K_{gx}}{I_1}{x_4}^2 \sin(2x_1) + \\ \quad + \dfrac{a_1}{I_1}x_5^2 + \dfrac{b_1}{I_1}x_5 - \dfrac{b_1}{I_1}K_{gy}\, x_4 \cos(x_1) + w_{2v} \\ \dot{x}_3 = x_4 + w_{1h} \\ \dot{x}_4 = -\dfrac{B_{1\varphi}}{I_2}x_4 - \dfrac{M_R}{I_2} + \dfrac{a_2}{I_2}x_6^2 + \dfrac{b_2}{I_2}x_6 + w_{2h} \\ \dot{x}_5 = -\dfrac{T_{10}}{T_{11}}x_5 + \dfrac{k_{11}}{T_{11}}u_1 + w_{3v} \\ \dot{x}_6 = -\dfrac{T_{20}}{T_{22}}x_6 + \dfrac{k_{22}}{T_{22}}u_2 + w_{3h} \end{cases} \quad \text{IV.1}$$

Où : $\{w_{1v}, w_{2v}, w_{3v}, w_{1h}, w_{2h}, w_{3h}\}$ sont les effets du vent qui sont des fonctions inconnues. Le modèle d'espace d'état IV.1peut être réorganisé comme :[99]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + w_{1v} \\ \dot{x}_2 = \dfrac{b_1}{I_1}x_5 + f_{1v} + w_{2v} \\ \dot{x}_3 = x_4 + w_{1h} \end{cases}; \begin{cases} \dot{x}_4 = \dfrac{b_2}{I_2}x_6 + f_{1h} + w_{2h} \\ \dot{x}_5 = f_{2v} + \dfrac{k_{11}}{T_{11}}u_1 + w_{3v} \\ \dot{x}_6 = f_{2h} + \dfrac{k_{22}}{T_{22}}u_2 + w_{3h} \end{cases} \quad \text{IV.2}$$

Où:

$$f_{1v} = -\frac{M_g}{I_1}\ \sin\ (x_1) - \frac{B_{1\psi}}{I_1}\ x_2 + \frac{K_{gx}}{I_1}\ {x_4}^2\ \sin\ (2x_1) + \frac{a_{\ 1}}{I_1}\ x_5^2 - \frac{b_{\ 1}}{I_1} K_{gy}\ x_4\ \cos\ (x_1) \qquad \text{IV.3}$$

$$f_{2v} = -\frac{T_{10}}{T_{11}} x_5$$

$$f_{1h} = -\frac{B_{1\varphi}}{I_2}\ x_4 - \frac{M_R}{I_2} + \frac{a_{\ 2}}{I_2}\ x_6^2 \qquad \text{IV.5}$$

$$f_{2h} = -\frac{T_{20}}{T_{22}} x_6 \qquad \text{IV.6}$$

Les erreurs de suivi sont définies comme suit :

$$e_{1v} = x_1 - x_{1d}$$

$$e_{1h} = x_3 - x_{3d} \qquad \text{IV.7}$$

Les signaux de commandes virtuelles α_{1v} et α_{1h} sont introduits, et on peut alors avoir :

$$\dot{e}_{1v} = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d}$$

$$= x_{\ 2} + \alpha_{1v} - \alpha_{1v} + w_{1v} - \dot{x}_{1d}$$

$$= e_{\ 2v} + \alpha_{1v} + w_{1v} - \dot{x}_{1d} \qquad \text{IV.8}$$

Où: $e_{\ 2v} = x_{\ 2} - \alpha_{1v}$

$$\dot{e}_{1h} = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3d}$$

$$= x_{\ 4} + \alpha_{1h} - \alpha_{1h} + w_3 - \dot{x}_{3d}$$

$$= e_{\ 2h} + \alpha_{1h} + w_{1h} - \dot{x}_{3d} \qquad \text{IV.9}$$

Où: $e_{\ 2h} = x_{\ 4} - \alpha_{1h}$

Des autres signaux de commande virtuelles $\alpha_{\ 2v}$ et α_{2h} sont introduits, et on peut obtenir :

$$\dot{e}_{\ 2v} = \dot{x}_{\ 2} - \dot{\alpha}_{1v}$$

$$\dot{e}_{2v} = \frac{b_1}{I_1} x_5 + \frac{b_1}{I_1} \alpha_{2v} - \frac{b_1}{I_1} \alpha_{2v} + f_{1v} + w_{2v} - \dot{\alpha}_{1v}$$

$$\dot{e}_{2v} = \frac{b_1}{I_1} e_{3v} + \frac{b_1}{I_1} \alpha_{2v} + f_{1v} + w_{2v} - \dot{\alpha}_{1v} \quad \text{IV.10}$$

Où: $e_{3v} = x_5 - \alpha_{2v}$

$$\dot{e}_{2h} = \dot{x}_4 - \dot{\alpha}_{1h}$$

$$\dot{e}_{2h} = \frac{b_2}{I_2} x_6 + \frac{b_2}{I_2} \alpha_{2h} - \frac{b_2}{I_2} \alpha_{2h} + f_{1h} + w_{2h} - \dot{\alpha}_{1h}$$

$$\dot{e}_{2h} = \frac{b_2}{I_2} e_{3h} + \frac{b_2}{I_2} \alpha_{2h} + f_{1h} + w_{2h} - \dot{\alpha}_{1h} \quad \text{IV.11}$$

Où: $e_{3h} = x_6 - \alpha_{2h}$

Les lois de commande globales u_1 et u_2 sont introduites de la façon suivante:

$$\dot{e}_{3v} = \dot{x}_5 - \dot{\alpha}_{2v} = f_{2v} + \frac{k_{11}}{T_{11}} u_1 - \dot{\alpha}_{2v} + w_{3v} \quad \text{IV.12}$$

$$\dot{e}_{3h} = \dot{x}_6 - \dot{\alpha}_{2h} = f_{2h} + \frac{k_{22}}{T_{22}} u_2 - \dot{\alpha}_{2h} + w_{3h} \quad \text{IV.13}$$

IV.3.1 Analyse de stabilité utilisant la méthode de Lyapunov [99]

Etape 1 :

Nous repensons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2\beta_{1v}} e_{1v}^2 + \frac{1}{2\beta_{1h}} e_{1h}^2 \quad \text{IV.14}$$

Avec: $(\beta_{1v}, \beta_{1h}) > 1$

La dérivée temporelle de l'équation IV.14 est donnée par l'expression suivante :

$$\dot{V}_1 = \frac{1}{\beta_{1v}} e_{1v} \left(e_{2v} + \alpha_{1v} + \hat{f}_{1v} \right) + \frac{1}{\beta_{1v}} e_{1v} w_{1v} + + \frac{1}{\beta_{1h}} e_{1h} \left(e_{2h} + \alpha_{1h} + \hat{f}_{1h} \right) + \frac{1}{\beta_{1h}} e_{1h} w_{1h} \quad \text{IV.15}$$

Où: $\hat{f}_{1v} = -\dot{x}_{1d}$ et $\hat{f}_{1h} = -\dot{x}_{3d}$

On définit :

$$\begin{cases} \alpha_{1v} = -\lambda_{1v}\,\beta_{1v}\,e_{1v} - \varphi_{1v},\ \lambda_{1v} > 0 \\ \alpha_{1h} = -\lambda_{1h}\,\beta_{1h}\,e_{1h} - \varphi_{1h},\ \lambda_{1h} > 0 \end{cases} \quad \text{IV.16}$$

Où:φ_{1v}et φ_{1h}sont des systèmes flous afind'approximer les fonctions non linéaires$\hat{f}_{1v}$ et $\hat{f}_{1h}$, alors on peut avoir :

$$\dot{V}_1 = -\lambda_{1v}\,e_{1v}^2 + \frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}\,e_{2v} + \frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}\left(\hat{f}_{1v} - \varphi_{1v}\right) + \frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}\,w_{1v} - \lambda_{1h}\,e_{1h}^2 + \frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}\,e_{2h} +$$

$$\frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}\,w_{1h} + \frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}\left(\hat{f}_{1h} - \varphi_{1h}\right) \quad \text{IV.17}$$

Etape 2 :

La fonction Lyapunov augmenté est repensée comme suit :

$$V_2 = V_1 + \frac{I_1}{2b_1\,\beta_{2v}}e_{2v}^2 + \frac{I_2}{2b_2\,\beta_{2h}}e_{2h}^2 \quad \text{IV.18}$$

Avec, $(\beta_{2v}, \beta_{2h}) > 1$

La dérivée temporelle de l'équation IV.18 est donnée par l'expression suivant :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \frac{I_1}{b_1\beta_{2v}}e_{2v}\,\dot{e}_{2v} + \frac{I_2}{b_2\beta_{2h}}e_{2h}\,\dot{e}_{2h}$$

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \frac{1}{\beta_{2v}}e_{2v}\left(e_{3v} + \alpha_{2v} + \hat{f}_{2v}\right) + \frac{I_1}{b_1\beta_{2v}}e_{2v}w_{2v} + \frac{1}{\beta_{2h}}e_{2h}\left(e_{3h} + \alpha_{2h} + \hat{f}_{2h}\right) + \frac{I_2}{b_2\beta_{2h}}e_{2h}w_{2h} \quad \text{IV.19}$$

Où:

$$\hat{f}_{2v} = \frac{I_1}{b_1}(f_{1v} - \dot{\alpha}_{1v}) \quad \text{IV.20}$$

$$\hat{f}_{2h} = \frac{I_2}{b_2}(f_{1h} - \dot{\alpha}_{1h}) \quad \text{IV.21}$$

Définir:

$$\begin{cases} \alpha_{2v} = -\lambda_{2v}\,\beta_{2v}\,e_{2v} - \frac{\beta_{2v}}{\beta_{1v}}e_{1v} - \varphi_{2v},\ \lambda_{2v} > 0 \\ \alpha_{2h} = -\lambda_{2h}\,\beta_{2h}\,e_{2h} - \frac{\beta_{2h}}{\beta_{1h}}e_{1h} - \varphi_{2h},\ \lambda_{2h} > 0 \end{cases} \quad \text{IV.22}$$

Où: φ_{2v}et φ_{2h}sont des systèmes flous pour approximer les fonctions non linéaires $\hat{f}_{2v}$ et $\hat{f}_{2h}$, alors on peut avoir:

$$\dot{V}_2 = -\lambda_{1v}e_{1v}^2 - \lambda_{2v}e_{2v}^2 + \frac{1}{\beta_{2v}}e_{2v}e_{3v} + \frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}w_{1v} + \frac{I_1}{b_1\beta_{2v}}e_{2v}w_{2v} + \frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}w_{1h} +$$

$$\frac{I_2}{b_2\beta_{2h}}e_{2h}w_{2h} - \lambda_{1h}e_{1h}^2 - \lambda_{2h}e_{2h}^2 + \frac{1}{\beta_{2h}}e_{2h}e_{3h} + \frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}(\hat{f}_{1v} - \varphi_{1v}) + \frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}(\hat{f}_{1h} - \varphi_{1h}) +$$

$$\frac{1}{\beta_{2v}}e_{2v}(\hat{f}_{2v} - \varphi_{2v})\frac{1}{\beta_{2h}}e_{2h}(\hat{f}_{2h} - \varphi_{2h})$$

IV.23

Etape 3 :

Nous définissons la troisième fonction de Lyapunov augmenté comme suit :

$$V_3 = V_2 + \frac{T_{11}}{2\,k_{11}\beta_{3v}}e_{3v}^2 + \frac{T_{22}}{2\,k_{22}\beta_{3h}}e_{3h}^2 \qquad \text{IV.24}$$

Avec; $(\beta_{3v}, \beta_{3h}) > 1$,

La dérivée temporelle de l'équation IV.24 est donnée par l'expression suivante :

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + \frac{T_{11}}{k_{11}\beta_{3v}}e_{3v}\dot{e}_{3v} + \frac{T_{22}}{k_{22}\beta_{3h}}e_{3h}\dot{e}_{3h}$$

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + \frac{1}{\beta_{3v}}e_{3v}(u_1 + \hat{f}_{3v}) + \frac{T_{11}}{\beta_3 k_{11}}e_{3v}w_{3v} + \frac{1}{\beta_{3h}}e_{3h}(u_2 + \hat{f}_{3h}) + \frac{T_{22}}{\beta_{3h}k_{22}}e_{3h}w_{3h}$$

Où: $\hat{f}_{3v} = \frac{T_{11}}{k_{11}}(f_{2v} - \dot{\alpha}_{2v})$; $\hat{f}_{3h} = \frac{T_{22}}{k_{22}}(f_{2h} - \dot{\alpha}_{2h})$

$$\dot{V}_3 = -\lambda_{1v}e_{1v}^2 - \lambda_{2v}e_{2v}^2 + \frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}(\hat{f}_{1v} - \varphi_{1v}) + \frac{1}{\beta_{2v}}e_{2v}(\hat{f}_{2v} - \varphi_{2v}) + \frac{1}{\beta_{3v}}e_{3v}\left(u_1 + \hat{f}_{3v} +\right.$$

$$\left.\frac{\beta_{3v}}{\beta_{2v}}e_{2v}\right) + \frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}w_{1v} + \frac{I_1}{b_1\beta_{2v}}e_{2v}w_{2v} + \frac{T_{11}}{k_{11}\beta_{3v}}e_{3v}w_{3v} - \lambda_{1h}e_{1h}^2 - \lambda_{2h}e_{2h}^2 + \frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}(\hat{f}_{1h} -$$

$$\varphi_{1h}) + \frac{1}{\beta_{2h}}e_{2h}(\hat{f}_{2h} - \varphi_{2h}) + \frac{1}{\beta_{3h}}e_{3h}\left(u_2 + \hat{f}_{3h} + \frac{\beta_{3h}}{\beta_{2h}}e_{2h}\right) + \frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}w_{1h} + \frac{I_2}{b_2\beta_{2h}}e_{2h}w_{2h} +$$

$$\frac{T_{22}}{k_{22}\beta_{3h}}e_{3h}w_{3h} \qquad \text{IV.25}$$

Les lois de commandes globales u_1 et $u_2$sont repensée comme suit :

$$u_1 = -\lambda_{3v}\,\beta_{3v}\,e_{3v} - \frac{\beta_{3v}}{\beta_{2v}}e_{2v} - \varphi_{3v}$$

Avec, $\lambda_{3v} > 0$

$$u_2 = -\lambda_{3h}\,\beta_{3h}\,e_{3h} - \frac{\beta_{3h}}{\beta_{2h}}e_{2h} - \varphi_{3h}$$

Avec, $\lambda_{3h} > 0$

Alors IV.25 peut être réécrit comme :

$$\dot{V}_3 = -\lambda_{1v}e_{1v}^2 - \lambda_{2v}e_{2v}^2 - \lambda_{3v}e_{3v}^2 + \frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}\left(\hat{f}_{1v} - \varphi_{1v}\right) + \frac{1}{\beta_{2v}}e_{2v}\left(\hat{f}_{2v} - \varphi_{2v}\right) + \frac{1}{\beta_{3v}}e_{3v}\left(\hat{f}_{3v} - \varphi_{3v}\right) + \frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}w_{1v} + \frac{I_1}{b_1\beta_{2v}}e_{2v}w_{2v} + \frac{T_{11}}{\beta_{3v}k_{11}}e_{3v}w_{3v} - \lambda_{1h}e_{1h}^2 - \lambda_{2h}e_{2h}^2 - \lambda_{3h}e_{3h}^2 + \frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}\left(\hat{f}_{1h} - \varphi_{1h}\right) + \frac{1}{\beta_{2h}}e_{2h}\left(\hat{f}_{2h} - \varphi_{2h}\right) + \frac{1}{\beta_{3h}}e_{3h}\left(\hat{f}_{3h} - \varphi_{3h}\right) + \frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}w_{1h} + \frac{I_2}{b_2\beta_{2h}}e_{2h}w_{2h} + \frac{T_{22}}{\beta_{3h}k_{22}}e_{3h}w_{3h} \qquad \text{IV.26}$$

IV.3.2 Conception des lois d'adaptation[99]

Considérons maintenant la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V = V_3 + \frac{1}{2r_{1v}\beta_{1v}}\tilde{\theta}_{1v}^T\tilde{\theta}_{1\mathrm{v}} + \frac{1}{2r_{2v}\beta_{2v}}\tilde{\theta}_{2v}^T\tilde{\theta}_{2\mathrm{v}} + \frac{1}{2r_{3v}\beta_{3v}}\tilde{\theta}_{3v}^T\tilde{\theta}_{3\mathrm{v}} + \frac{1}{2r_{1h}\beta_{1h}}\tilde{\theta}_{1h}^T\tilde{\theta}_{1h} + \frac{1}{2r_{2h}\beta_{2h}}\tilde{\theta}_{2h}^T\tilde{\theta}_{2h} + \frac{1}{2r_{3h}\beta_{3h}}\tilde{\theta}_{3h}^T\tilde{\theta}_{3h} \qquad \text{IV.27}$$

Où:$(r_1, r_2, r_3) > 0$

$$\begin{cases}\tilde{\theta}_{1v} = \tilde{\theta}_{1v}^* - \tilde{\theta}_{1v}\\ \tilde{\theta}_{2v} = \tilde{\theta}_{2v}^* - \tilde{\theta}_{2v}\\ \tilde{\theta}_{3v} = \tilde{\theta}_{3v}^* - \tilde{\theta}_{3v}\end{cases}$$

ET,

$$\begin{cases}\tilde{\theta}_{1h} = \tilde{\theta}_{1h}^* - \tilde{\theta}_{1h}\\ \tilde{\theta}_{2h} = \tilde{\theta}_{2h}^* - \tilde{\theta}_{2h}\\ \tilde{\theta}_{3h} = \tilde{\theta}_{3h}^* - \tilde{\theta}_{3h}\end{cases}$$

La dérivée temporelle de l'équation IV.27 est donnée par l'expression suivante :

$$\dot{V} = \dot{V}_3 + \frac{1}{r_{1v}\beta_{1v}}\tilde{\theta}_{1v}^T\dot{\tilde{\theta}}_{1v} + \frac{1}{r_{2v}\beta_{2v}}\tilde{\theta}_{2v}^T\dot{\tilde{\theta}}_{2v} + \frac{1}{r_{3v}\beta_{3v}}\tilde{\theta}_{3v}^T\dot{\tilde{\theta}}_{3v} + \frac{1}{r_{1h}\beta_{1h}}\tilde{\theta}_{1h}^T\dot{\tilde{\theta}}_{1h} + \frac{1}{r_{2h}\beta_{2h}}\tilde{\theta}_{2h}^T\dot{\tilde{\theta}}_{2h} + \frac{1}{r_{3h}\beta_{3h}}\tilde{\theta}_{3h}^T\dot{\tilde{\theta}}_{3h}\dot{V} = -\lambda_{1v}e_{1v}^2 - \lambda_{2v}e_{2v}^2 - \lambda_{3v}e_{3v}^2 + \frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}\left(\hat{f}_{1v} - \tilde{\theta}_{1v}^{*\,T}\xi_{1v}\right) + \frac{1}{\beta_{2v}}e_{2v}\left(\hat{f}_{2v} -\right.$$

$$\tilde{\theta}_{2v}^{*\,T}\xi_{2v}\Big) + \frac{1}{\beta_{3v}} e_{3v}\Big(\hat{f}_{3v} - \tilde{\theta}_{3v}^{*\,T}\xi_{3v}\Big) + \frac{1}{\beta_{1v}} e_{1v}\tilde{\theta}_{1v}^{\ T}\xi_{1v} + \frac{1}{\beta_{2v}} e_{2v}\tilde{\theta}_{2v}^{\ T}\xi_{2v} + \frac{1}{\beta_{3v}} e_{3v}\tilde{\theta}_{3v}^{\ T}\xi_{3v} -$$

$$\frac{1}{r_{1v}\beta_{1v}}\tilde{\theta}_{1v}^{T}\dot{\theta}_{1v} - \frac{1}{r_{2v}\beta_{2v}}\tilde{\theta}_{2v}^{T}\dot{\theta}_{2v} - \frac{1}{r_{3v}\beta_{3v}}\tilde{\theta}_{3v}^{T}\dot{\theta}_{3v} + \frac{1}{\beta_{1v}} e_{1v}w_{1v} + \frac{I_1}{b_1\beta_{2v}} e_{2v}w_{2v} +$$

$$\frac{T_{11}}{\beta_{3v}k_{11}} e_{3v}w_{3v} - \lambda_{1h}e_{1h}^2 - \lambda_{2h}e_{2h}^2 - \lambda_{3h}e_{3h}^2 + \frac{1}{\beta_{1h}} e_{1h}\Big(\hat{f}_{1h} - \tilde{\theta}_{1h}^{*\,T}\xi_{1h}\Big) + \frac{1}{\beta_{2h}} e_{2h}\Big(\hat{f}_{2h} -$$

$$\tilde{\theta}_{2h}^{*\,T}\xi_{2h}\Big) + \frac{1}{\beta_{3h}} e_{3h}\Big(\hat{f}_{3h} - \tilde{\theta}_{3h}^{*\,T}\xi_{3h}\Big) + \frac{1}{\beta_{1h}} e_{1h}\tilde{\theta}_{1h}^{\ T}\xi_{1h} + \frac{1}{\beta_{2h}} e_{2h}\tilde{\theta}_{2h}^{\ T}\xi_{2h} + \frac{1}{\beta_{3h}} e_{3h}\tilde{\theta}_{3h}^{\ T}\xi_{3h} -$$

$$\frac{1}{r_{1h}\beta_{1h}}\tilde{\theta}_{1h}^{T}\dot{\theta}_{1h} - \frac{1}{r_{2h}\beta_{2h}}\tilde{\theta}_{2h}^{T}\dot{\theta}_{2h} - \frac{1}{r_{3h}\beta_{3h}}\tilde{\theta}_{3h}^{T}\dot{\theta}_{3h} + \frac{1}{\beta_{1h}} e_{1h}w_{1h} + \frac{I_2}{b_2\beta_{2h}} e_{2h}w_{2h} + \frac{T_{22}}{\beta_{3h}k_{22}} e_{3h}w_{3h}$$

$$\leq -\lambda_{1v}e_{1v}^2 - \lambda_{2v}e_{2v}^2 - \lambda_{3v}e_{3v}^2 + \frac{1}{\beta_{1v}}|e_{1v}\varepsilon_{1v}| + \frac{1}{\beta_{2v}}|e_{2v}\varepsilon_{2v}| + \frac{1}{\beta_{3v}}|e_{3v}\varepsilon_{3v}| + \tilde{\theta}_{1v}^{\ T}\frac{1}{\beta_{1v}}\Big(e_{1v}\xi_{1v} -$$

$$\frac{1}{r_{1v}}\dot{\theta}_{1v}\Big) + \frac{I_1}{b_1\beta_{2v}} e_{2v}w_{2v} + \tilde{\theta}_{2v}^{\ T}\frac{1}{\beta_{2v}}\Big(e_{2v}\xi_{2v} - \frac{1}{r_{2v}}\dot{\theta}_{2v}\Big) + \frac{1}{\beta_{1v}} e_{1v}w_{1v} + \tilde{\theta}_{3v}^{\ T}\frac{1}{\beta_{3v}}\Big(e_{3v}\xi_{3v} -$$

$$\frac{1}{r_{3v}}\dot{\theta}_{3v}\Big) + \frac{T_{11}}{\beta_3 k_{11}} e_{3v}w_{3v} + \quad -\lambda_{1h}e_{1h}^2 - \lambda_{2h}e_{2h}^2 - \lambda_{3h}e_{3h}^2 + \frac{1}{\beta_{1h}}|e_{1h}\varepsilon_{1h}| + \frac{1}{\beta_{2h}}|e_{2h}\varepsilon_{2h}| +$$

$$\frac{1}{\beta_{3h}}|e_{3h}\varepsilon_{3h}| + \tilde{\theta}_{1h}^{\ T}\frac{1}{\beta_{1h}}\Big(e_{1h}\xi_{1h} - \frac{1}{r_{1h}}\dot{\theta}_{1h}\Big) + \frac{1}{\beta_{1h}} e_{1h}w_{1h} + \tilde{\theta}_{2h}^{\ T}\frac{1}{\beta_{2h}}\Big(e_{2h}\xi_{2h} - \frac{1}{r_{2h}}\dot{\theta}_{2h}\Big) +$$

$$\frac{I_2}{b_2\beta_{2h}} e_{2h}w_{2h} + \tilde{\theta}_{3h}^{\ T}\frac{1}{\beta_{3h}}\Big(e_{3h}\xi_{3h} - \frac{1}{r_{3h}}\dot{\theta}_{3h}\Big) + \frac{T_{22}}{\beta_{3h}k_{22}} e_{3h}w_{3h}$$

IV.28

L'équation IV.28 montre que pour les mêmes paramètres de contrôle$\lambda_{1v}, \lambda_{2v}, \lambda_{3v}, \lambda_{1h}, \lambda_{2h}$et λ_{3h}, tant que($\beta_{1v}, \beta_{2v}, \beta_{3v}, \beta_{1h}, \beta_{2h}$et $_{3h}$)>1, l'influence des erreurs d'approximations du système floue et les perturbations externes sur la stabilité du système peut être réduite. Pour plus de commodité, le symbole (Γ)est introduit, où :

$$\Gamma = -\lambda_{1v}e_{1v}^2 - \lambda_{2v}e_{2v}^2 - \lambda_{3v}e_{3v}^2 + \frac{1}{\beta_{1v}}|e_{1v}\varepsilon_{1v}| + \frac{1}{\beta_{2v}}|e_{2v}\varepsilon_{2v}| + \frac{1}{\beta_{3v}}|e_{3v}\varepsilon_{3v}| +$$

$$\tilde{\theta}_{1v}^{\ T}\frac{1}{\beta_{1v}}\Big(e_{1v}\xi_{1v} - \frac{1}{r_{1v}}\dot{\theta}_{1v}\Big) - \lambda_{1h}e_{1h}^2 - \lambda_{2h}e_{2h}^2 - \lambda_{3h}e_{3h}^2 + \frac{1}{\beta_{1h}}|e_{1h}\varepsilon_{1h}| + \frac{1}{\beta_{2h}}|e_{2h}\varepsilon_{2h}| +$$

$$\frac{1}{\beta_{3h}}|e_{3h}\varepsilon_{3h}| + \tilde{\theta}_{1h}^{\ T}\frac{1}{\beta_{1h}}\Big(e_{1h}\xi_{1h} - \frac{1}{r_{1h}}\dot{\theta}_{1h}\Big) + \frac{1}{\beta_{1h}} e_{1h}w_{1h} + \tilde{\theta}_{2h}^{\ T}\frac{1}{\beta_{2h}}\Big(e_{2h}\xi_{2h} - \frac{1}{r_{2h}}\dot{\theta}_{2h}\Big) +$$

$\frac{I_2}{b_2\beta_{2h}}e_{2h}w_{2h}+\tilde{\theta}_{3h}{}^{T}\frac{1}{\beta_{3h}}\left(e_{3h}\xi_{3h}-\frac{1}{r_{3h}}\dot{\theta}_{3h}\right)+\frac{T_{22}}{\beta_{3h}k_{22}}e_{3h}w_{3h}$

IV.29

Sélectionnant les coefficients positifs$\lambda_{1v},\lambda_{2v},\lambda_{3v},\lambda_{1h},\lambda_{2h}et\lambda_{3h}$comme:

$$\begin{cases}\lambda_{1v}=\eta_{1v}+\frac{1}{2}+\frac{1}{2{\rho_v}^2\beta_{1v}^2}\\ \lambda_{2v}=\eta_{2v}+\frac{1}{2}+\frac{1}{2{\rho_v}^2\left(\frac{b_1}{I_1}\beta_{2v}\right)^2}\\ \lambda_{3v}=\eta_{3v}+\frac{1}{2}+\frac{1}{2{\rho_v}^2\left(\frac{k_{11}}{T_{11}}\beta_{3v}\right)^2}\end{cases}$$

$$\begin{cases}\lambda_{1h}=\eta_{1h}+\frac{1}{2}+\frac{1}{2{\rho_h}^2\beta_{1h}^2}\\ \lambda_{2h}=\eta_{2h}+\frac{1}{2}+\frac{1}{2{\rho_h}^2\left(\frac{b_2}{I_2}\beta_{2h}\right)^2}\\ \lambda_{3h}=\eta_{3h}+\frac{1}{2}+\frac{1}{2{\rho_h}^2\left(\frac{k_{22}}{T_{22}}\beta_{3h}\right)^2}\end{cases}$$ IV.30

Où: $\eta_{1v},\eta_{2v},\eta_{3v},\eta_{1h},\eta_{2h},\eta_{3h},\rho_vet\rho_h$sont des constantes, donc :($\lambda_{1v},\lambda_{2v},\lambda_{3v},\lambda_{1h},\lambda_{2h}$et λ_{3h}) >0.5, En remplaçant IV.30dans IV.29, on obtient :

$$\Gamma=-\eta_{1v}e_{1v}^2-\eta_{2v}e_{2v}^2-\eta_{3v}e_{3v}^2-\frac{1}{2}e_{1v}^2-\frac{1}{2}e_{2v}^2-\frac{1}{2}e_{3v}^2-\frac{1}{2{\rho_v}^2\beta_{1v}^2}e_{1v}^2-\frac{1}{2{\rho_v}^2\left(\frac{b_1}{I_1}\beta_{2v}\right)^2}e_{2v}^2-$$

$$\frac{1}{2{\rho_v}^2\left(\frac{k_{11}}{T_{11}}\beta_{3v}\right)^2}e_{3v}^2+\tilde{\theta}_{1v}{}^{T}\frac{1}{\beta_{1v}}\left(e_{1v}\xi_{1v}-\frac{1}{r_{1v}}\dot{\theta}_{1v}\right)++\frac{1}{\beta_{2v}}|e_{2v}\varepsilon_{2v}|+\tilde{\theta}_{2v}{}^{T}\frac{1}{\beta_{2v}}\left(e_{2v}\xi_{2v}-\right.$$

$$\left.\frac{1}{r_{2v}}\dot{\theta}_{2v}\right)+\tilde{\theta}_{3v}{}^{T}\frac{1}{\beta_{3v}}\left(e_{3v}\xi_{3v}-\frac{1}{r_{3v}}\dot{\theta}_{3v}\right)+\frac{1}{\beta_{1v}}|e_{1v}\varepsilon_{1v}|+\frac{1}{\beta_{3v}}|e_{3v}\varepsilon_{3v}|+\frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}w_{1v}+$$

$$\frac{I_1}{b_1\beta_{2v}}e_{2v}w_{2v}++\frac{T_{11}}{\beta_{3v}k_{11}}e_{3v}w_{3v}-\eta_{1h}e_{1h}^2-\eta_{2h}e_{2h}^2-\eta_{3h}e_{3h}^2-\frac{1}{2}e_{1h}^2-\frac{1}{2}e_{2h}^2-\frac{1}{2}e_{3h}^2-$$

$$\frac{1}{2{\rho_h}^2\beta_{1h}^2}e_{1h}^2-\frac{1}{2{\rho_h}^2\left(\frac{b_2}{I_2}\beta_{2h}\right)}e_{2h}^2-\frac{1}{\beta_{1h}}|e_{1h}\varepsilon_{1h}|+\frac{1}{2{\rho_h}^2\left(\frac{k_{22}}{T_{22}}\beta_{3h}\right)^2}e_{3h}^2+\tilde{\theta}_{1h}{}^{T}\frac{1}{\beta_{1h}}\left(e_{1h}\xi_{1h}-\frac{1}{r_{1h}}\dot{\theta}_{1h}\right)+$$

$$+\tilde{\theta}_{2h}{}^{T}\frac{1}{\beta_{2h}}\left(e_{2h}\xi_{2h}-\frac{1}{r_{2h}}\dot{\theta}_{2h}\right)+\frac{1}{\beta_{2h}}|e_{2h}\varepsilon_{2h}|+\tilde{\theta}_{3h}{}^{T}\frac{1}{\beta_{3h}}\left(e_{3h}\xi_{3h}-\frac{1}{r_{3h}}\dot{\theta}_{3h}\right)+\frac{1}{\beta_{3h}}|e_{3h}\varepsilon_{3h}|+$$

$$\frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}w_{1h}+\frac{I_2}{b_2\beta_{2h}}e_{2h}w_{2h}+\frac{T_{22}}{\beta_{3h}k_{22}}e_{3h}w_{3h}$$ IV.31

Tan que(β_1, β_2et $_3$)≥ 1, on peut avoir :

$$-\frac{1}{2}e_{1v}^2-\frac{1}{2}e_{2v}^2-\frac{1}{2}e_{3v}^2+\frac{1}{\beta_{1v}}|e_{1v}\varepsilon_{1v}|+\frac{1}{\beta_{2v}}|e_{2v}\varepsilon_{2v}|+\frac{1}{\beta_{3v}}|e_{3v}\varepsilon_{3v}|$$

$$\leq\frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^2+\frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^2+\frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^2-\frac{1}{2}e_{1h}^2-\frac{1}{2}e_{2h}^2-\frac{1}{2}e_{3h}^2+\frac{1}{\beta_{1h}}|e_{1h}\varepsilon_{1h}|+\frac{1}{\beta_{2h}}|e_{2h}\varepsilon_{2h}|+\frac{1}{\beta_{3h}}|e_{3h}\varepsilon_{3h}|$$

$$\leq\ \frac{1}{2}\varepsilon_{1h}^2+\frac{1}{2}\varepsilon_{2h}^2+\frac{1}{2}\varepsilon_{3h}^2-\frac{1}{2{\rho_v}^2\beta_{1v}^2}e_{1v}^2-\frac{1}{2{\rho_v}^2\left(\frac{b_1}{I_1}\beta_{2v}\right)^2}e_{2v}^2-\frac{1}{2{\rho_v}^2\left(\frac{k_{11}}{T_{11}}\beta_{3v}\right)^2}e_{3v}^2+\frac{1}{\beta_{1v}}e_{1v}w_{1v}+$$

$$\frac{I_1}{b_1\beta_{2v}}e_{2v}w_{2v}+\quad\frac{T_{11}}{\beta_{3v}k_{11}}e_{3v}w_{3v}$$

$$\leq\frac{1}{2}{\rho_v}^2w_{1v}^2+\frac{1}{2}{\rho_v}^2w_{2v}^2+\frac{1}{2}{\rho_v}^2w_{3v}^2-\frac{1}{2{\rho_h}^2\beta_{1h}^2}e_{1h}^2-\frac{1}{2{\rho_h}^2\left(\frac{b_1}{I_1}\beta_{2h}\right)^2}e_{2h}^2-\frac{1}{2{\rho_h}^2\left(\frac{k_{22}}{T_{22}}\beta_{3h}\right)^2}e_{3h}^2+$$

$$\frac{1}{\beta_{1h}}e_{1h}w_{1h}+\frac{I_2}{b_2\beta_{2h}}e_{2h}w_{2h}+\frac{T_{22}}{\beta_{3h}k_{22}}e_{3h}w_{3h}$$

$$\leq\frac{1}{2}{\rho_h}^2w_{1h}^2+\frac{1}{2}{\rho_h}^2w_{2h}^2+\frac{1}{2}{\rho_h}^2w_{3h}^2 \qquad \text{IV.32}$$

L'inégalité peut être obtenue comme suit :

$$\Gamma\leq-\eta_{1v}e_{1v}^2-\eta_{2v}e_{2v}^2-\eta_{3v}e_{3v}^2+\tilde{\theta}_{1v}^{\ T}\frac{1}{\beta_{1v}}\left(e_{1v}\xi_{1v}-\frac{1}{r_{1v}}\dot{\theta}_{1v}\right)+\frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^2+\frac{1}{2}{\rho_v}^2w_{1v}^2+$$

$$\tilde{\theta}_{2v}^{\ T}\frac{1}{\beta_{2v}}\left(e_{2v}\xi_{2v}-\frac{1}{r_{2v}}\dot{\theta}_{2v}\right)+\frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^2+\frac{1}{2}{\rho_v}^2w_{2v}^2+\tilde{\theta}_{3v}^{\ T}\frac{1}{\beta_{3v}}\left(e_{3v}\xi_{3v}-\frac{1}{r_{3v}}\dot{\theta}_{3v}\right)+\frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^2+$$

$$\frac{1}{2}{\rho_v}^2w_{3v}^2+\tilde{\theta}_{1h}^{\ T}\frac{1}{\beta_{1h}}\left(e_{1h}\xi_{1h}-\frac{1}{r_{1h}}\dot{\theta}_{1h}\right)-\eta_{1h}e_{1h}^2+\frac{1}{2}\varepsilon_{1h}^2+\tilde{\theta}_{2h}^{\ T}\frac{1}{\beta_{2h}}\left(e_{2h}\xi_{2h}-\frac{1}{r_{2h}}\dot{\theta}_{2h}\right)-$$

$$\eta_{2h}e_{2h}^2+\frac{1}{2}\varepsilon_{2h}^2+\tilde{\theta}_{3h}^{\ T}\frac{1}{\beta_{3h}}\left(e_{3h}\xi_{3h}-\frac{1}{r_{3h}}\dot{\theta}_{3h}\right)-\eta_{3h}e_{3h}^2+\frac{1}{2}\varepsilon_{3h}^2+\frac{1}{2}{\rho_h}^2w_{1h}^2+\frac{1}{2}{\rho_h}^2w_{2h}^2+$$

$$\frac{1}{2}{\rho_h}^2w_{3h}^2 \qquad \text{IV.33}$$

Définissant les lois d'adaptative comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_{1v} = r_{1v}\, e_{1v} \xi_{1v} - 2\, k_{1v}\, \theta_{1v} \\ \dot{\theta}_{2v} = r_{2v}\, e_{2v} \xi_{2v} - 2\, k_{2v}\, \theta_{2v} \\ \dot{\theta}_{3v} = r_{3v}\, e_{3v} \xi_{3v} - 2\, k_{3v}\, \theta_{3v} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{\theta}_{1h} = r_{1h}\, e_{1h} \xi_{1h} - 2\, k_{1h}\, \theta_{1h} \\ \dot{\theta}_{2h} = r_{2h}\, e_{2h} \xi_{2h} - 2\, k_{2h}\, \theta_{2h} \\ \dot{\theta}_{3h} = r_{3h}\, e_{3h} \xi_{3h} - 2\, k_{3h}\, \theta_{3h} \end{cases}$$

IV.34

Où: $(k_{1v}, k_{2v}, k_{3v}, k_{1h}, k_{2h}$et $k_{3h}) > 0$

En remplaçant IV.34 dans IV.33, on obtient :

$$\Gamma \leq -\eta_{1v} e_{1v}^2 - \eta_{2v} e_{2v}^2 - \eta_{3v} e_{3v}^2 + \frac{2k_{1v}}{\beta_{1v} r_{1v}} (\theta_{1v}^* - \theta_{1v})^T \theta_{1v} + \frac{2k_{2v}}{\beta_{2v} r_{2v}} (\theta_{2v}^* - \theta_{2v})^T \theta_{2v} +$$

$$\frac{2k_{3v}}{\beta_{3v} r_{3v}} (\theta_{3v}^* - \theta_{3v})^T \theta_{3v} + \frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{1v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{2v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{3v}^2 - \eta_{1h} e_{1h}^2 -$$

$$\eta_{2h} e_{2h}^2 - \eta_{3h} e_{3h}^2 + \frac{2k_{1h}}{\beta_{1h} r_{1h}} (\theta_{1h}^* - \theta_{1h})^T \theta_{1h} + \frac{2k_{2h}}{\beta_{2h} r_{2h}} (\theta_{2h}^* - \theta_{2h})^T \theta_{2h} + \frac{2k_{3h}}{\beta_{3h} r_{3h}} (\theta_{3h}^* -$$

$$\theta_{3h})^T \theta_{3h} + \frac{1}{2}\varepsilon_{1h}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{2h}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{3h}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{1h}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{2h}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{3h}^2$$

$$= -\eta_{1v} e_{1v}^2 - \eta_{2v} e_{2v}^2 - \eta_{3v} e_{3v}^2 + \frac{k_{1v}}{\beta_{1v} r_{1v}} (2\theta_{1v}^{*T} \theta_{1v} - 2\theta_{1v}^T \theta_{1v}) + \frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^2 +$$

$$\frac{k_{2v}}{\beta_{2v} r_{2v}} (2\theta_{2v}^{*T} \theta_{2v} - 2\theta_{2v}^T \theta_{2v}) + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{1v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{2v}^2 - \eta_{1h} e_{1h}^2 - \eta_{2h} e_{2h}^2 - \eta_{3h} e_{3h}^2 +$$

$$\frac{k_{3v}}{\beta_{3v} r_{3v}} (2\theta_{3v}^{*T} \theta_{3v} - 2\theta_{3v}^T \theta_{3v}) + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{3v}^2 + \frac{k_{1h}}{\beta_{1h} r_{1h}} \left(2\theta_{1h}^{*T} \theta_{1h} - 2\theta_{1h}^T \theta_{1h}\right) + \frac{1}{2}\varepsilon_{1h}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{1h}^2 +$$

$$\frac{k_{2h}}{\beta_{2h} r_{2h}} \left(2\theta_{2h}^{*T} \theta_{2h} - 2\theta_{2h}^T \theta_{2h}\right) + \frac{1}{2}\varepsilon_{2h}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{2h}^2 + \frac{k_{3h}}{\beta_{3h} r_{3h}} \left(2\theta_{3h}^{*T} \theta_{3h} - 2\theta_{3h}^T \theta_{3h}\right) + \frac{1}{2}\varepsilon_{3h}^2 +$$

$$\frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{3h}^2$$

$$\leq -\eta_{2v} e_{2v}^2 - \eta_{1v} e_{1v}^2 - \eta_{3v} e_{3v}^2 + \frac{k_{1v}}{\beta_{1v} r_{1v}} (\theta_{1v}^{*T} \theta_{1v}^* - \theta_{1v}^T \theta_{1v}) + \frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{1v}^2 +$$

$$\frac{k_{2v}}{\beta_{2v} r_{2v}} (\theta_{2v}^{*T} \theta_{2v}^* - \theta_{2v}^T \theta_{2v}) + \frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{2v}^2 + \frac{k_{3v}}{\beta_{3v} r_{3v}} (\theta_{3v}^{*T} \theta_{3v}^* - \theta_{3v}^T \theta_{3v}) + \frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{3v}^2 +$$

$$\frac{k_{1h}}{\beta_{1h}r_{1h}}\left(\theta_{1h}^{*T}\theta_{1h}^{*}-\theta_{1h}^{T}\theta_{1h}\right)+\frac{1}{2}\varepsilon_{1h}^{2}+\frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{1h}^{2}+\frac{k_{2h}}{\beta_{2h}r_{2h}}\left(\theta_{2h}^{*T}\theta_{2h}^{*}-\theta_{2h}^{T}\theta_{2h}\right)+\frac{1}{2}\varepsilon_{2h}^{2}+$$

$$\frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{2h}^{2}+\frac{k_{3h}}{\beta_{3h}r_{3h}}\left(\theta_{3h}^{*T}\theta_{3h}^{*}-\theta_{3h}^{T}\theta_{3h}\right)+\ \frac{1}{2}\varepsilon_{3h}^{2}+\frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{3h}^{2}-\eta_{1h}e_{1h}^{2}-\eta_{2h}e_{2h}^{2}-\eta_{3h}e_{3h}^{2}$$

$$\leq -\eta_{1v}e_{1v}^{2}-\eta_{2v}e_{2v}^{2}-\eta_{3v}e_{3v}^{2}+\frac{k_{1v}}{\beta_{1v}r_{1v}}(\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}^{*}-\theta_{1v}^{T}\theta_{1v})+\frac{k_{2v}}{\beta_{2v}r_{2v}}(\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}^{*}-\theta_{2v}^{T}\theta_{2v})+$$

$$\frac{k_{3v}}{\beta_{3v}r_{3v}}(\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}^{*}-\ \theta_{3v}^{T}\theta_{3v})+\ \frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^{2}+\frac{2k_{1v}}{\beta_{1v}r_{1v}}\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}^{*}+\frac{2k_{2v}}{\beta_{2v}r_{2v}}\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}^{*}+\frac{2k_{3v}}{\beta_{3v}r_{3v}}\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}^{*}+\frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^{2}+$$

$$\frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^{2}+\frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{1v}^{2}+\frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{2v}^{2}+\frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{3v}^{2}-\eta_{1h}e_{1h}^{2}--\eta_{3h}e_{3h}^{2}+\frac{k_{1h}}{\beta_{1h}r_{1h}}\left(\theta_{1h}^{*T}\theta_{1h}^{*}-\theta_{1h}^{T}\theta_{1h}\right)+$$

$$\frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{1h}^{2}+\frac{k_{2h}}{\beta_{2h}r_{2h}}\left(\theta_{2h}^{*T}\theta_{2h}^{*}-\theta_{2h}^{T}\theta_{2h}\right)+\frac{1}{2}\varepsilon_{2h}^{2}-\eta_{2h}e_{2h}^{2}+\frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{2h}^{2}+\frac{k_{3h}}{\beta_{3h}r_{3h}}\left(\theta_{3h}^{*T}\theta_{3h}^{*}-\right.$$

$$\left.\theta_{3h}^{T}\theta_{3h}\right)+\frac{1}{2}\varepsilon_{3h}^{2}+\ \frac{2k_{1h}}{\beta_{1h}r_{1h}}\theta_{1h}^{*T}\theta_{1h}^{*}+\frac{2k_{2h}}{\beta_{2h}r_{2h}}\theta_{2h}^{*T}\theta_{2h}^{*}+\quad\frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{3h}^{2}+\frac{2k_{3h}}{\beta_{3h}r_{3h}}\theta_{3h}^{*T}\theta_{3h}^{*}+\frac{1}{2}\varepsilon_{1h}^{2}$$

IV.35

Depuis:

$$\begin{cases}\tilde{\theta}_{1v}^{T}\tilde{\theta}_{1v}=(\theta_{1v}^{*}-\theta_{1v})^{T}(\theta_{1v}^{*}-\theta_{1v})=\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}^{*}-\ 2\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}+\theta_{1v}^{T}\theta_{1v}\leq\ \ 2\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}^{*}+2\ \theta_{1v}^{T}\theta_{1v}\\ \tilde{\theta}_{2v}^{T}\tilde{\theta}_{2v}=(\theta_{2v}^{*}-\theta_{2v})^{T}(\theta_{2v}^{*}-\theta_{2v})=\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}^{*}-2\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}+\theta_{2v}^{T}\theta_{2v}\leq\ \ 2\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}^{*}+2\ \theta_{2v}^{T}\theta_{2v}\\ \tilde{\theta}_{3v}^{T}\tilde{\theta}_{3v}=(\theta_{3v}^{*}-\theta_{3v})^{T}(\theta_{3v}^{*}-\theta_{3v})=\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}^{*}-\ 2\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}+\theta_{3v}^{T}\theta_{3v}\ \leq\ \ 2\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}^{*}+2\ \theta_{3v}^{T}\theta_{3v}\end{cases}$$

$$\begin{cases}\tilde{\theta}_{1h}^{T}\tilde{\theta}_{1h}=(\theta_{1h}^{*}-\theta_{1h})^{T}(\theta_{1h}^{*}-\theta_{1h})=\theta_{1h}^{*T}\theta_{1h}^{*}-2\theta_{1h}^{*T}\theta_{1h}+\theta_{1h}^{T}\theta_{1h}\leq\ \ 2\theta_{1h}^{*T}\theta_{1h}^{*}+2\ \theta_{1h}^{T}\theta_{1h}\\ \tilde{\theta}_{2h}^{T}\tilde{\theta}_{2h}=(\theta_{2h}^{*}-\theta_{2h})^{T}(\theta_{2h}^{*}-\theta_{2h})=\theta_{2h}^{*T}\theta_{2h}^{*}-\ 2\theta_{2h}^{*T}\theta_{2h}+\theta_{2h}^{T}\theta_{2h}\ \leq\ \ 2\theta_{2h}^{*T}\theta_{2h}^{*}+2\ \theta_{2h}^{T}\theta_{2h}\\ \tilde{\theta}_{3h}^{T}\tilde{\theta}_{3h}=(\theta_{3h}^{*}-\theta_{3h})^{T}(\theta_{3h}^{*}-\theta_{3h})=\theta_{3h}^{*T}\theta_{3h}^{*}-2\theta_{3h}^{*T}\theta_{3h}+\theta_{3h}^{T}\theta_{3h}\ \leq\ \ 2\theta_{3h}^{*T}\theta_{3h}^{*}+2\ \theta_{3h}^{T}\theta_{3h}\end{cases}$$ I

V.36

Nous avons:

$$\begin{aligned}
-\frac{1}{2}\tilde{\theta}_{1v}^{T}\tilde{\theta}_{1v} &\geq -\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}^{*} - \theta_{1v}^{T}\theta_{1v} \\
-\frac{1}{2}\tilde{\theta}_{2v}^{T}\tilde{\theta}_{2v} &\geq -\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}^{*} - \theta_{2v}^{T}\theta_{2v} \\
-\frac{1}{2}\tilde{\theta}_{3v}^{T}\tilde{\theta}_{3v} &\geq -\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}^{*} - \theta_{3v}^{T}\theta_{3v} \\
-\frac{1}{2}\tilde{\theta}_{1h}^{T}\tilde{\theta}_{1h} &\geq -\theta_{1h}^{*T}\theta_{1h}^{*} - \theta_{1h}^{T}\theta_{1h} \\
-\frac{1}{2}\tilde{\theta}_{2h}^{T}\tilde{\theta}_{2h} &\geq -\theta_{2h}^{*T}\theta_{2h}^{*} - \theta_{2h}^{T}\theta_{2h} \\
-\frac{1}{2}\tilde{\theta}_{3h}^{T}\tilde{\theta}_{3h} &\geq -\theta_{3h}^{*T}\theta_{3h}^{*} - \theta_{3h}^{T}\theta_{3h}
\end{aligned} \qquad \text{IV.37}$$

En remplaçant IV.37 dans IV.35, on obtient :

$$\dot{V} \leq -\eta_{1v}e_{1v}^{2} - \eta_{2v}e_{2v}^{2} - \eta_{3v}e_{3v}^{2} - \frac{k_{1v}}{2\beta_{1v}r_{1v}}\tilde{\theta}_{1v}^{T}\tilde{\theta}_{1v} - \frac{k_{2v}}{2\beta_{2v}r_{2v}}\tilde{\theta}_{2v}^{T}\tilde{\theta}_{2v} - \frac{k_{3v}}{2\beta_{3v}r_{3v}}\tilde{\theta}_{3v}^{T}\tilde{\theta}_{3v} +$$

$$\frac{2k_{1v}}{\beta_{1v}r_{1v}}\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}^{*} + \frac{2k_{2v}}{\beta_{2v}r_{2v}}\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}^{*} + \frac{2k_{3v}}{\beta_{3v}r_{3v}}\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}^{*} + \frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^{2} + \frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^{2} + \frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^{2} + \frac{1}{2}{\rho_v}^{2}w_{1v}^{2} + \frac{1}{2}{\rho_v}^{2}w_{2v}^{2} +$$

$$\frac{1}{2}{\rho_v}^{2}w_{3v}^{2} - \eta_{1h}e_{1h}^{2} - \eta_{2h}e_{2h}^{2} - \eta_{3h}e_{3h}^{2} - \frac{k_{1h}}{2\beta_{1h}r_{1h}}\tilde{\theta}_{1h}^{T}\tilde{\theta}_{1h} - \frac{k_{2h}}{2\beta_{2h}r_{2h}}\tilde{\theta}_{2h}^{T}\tilde{\theta}_{2h} - \frac{k_{3h}}{2\beta_{3h}r_{3h}}\tilde{\theta}_{3h}^{T}\tilde{\theta}_{3h} +$$

$$\frac{2k_{1h}}{\beta_{1h}r_{1h}}\theta_{1h}^{*T}\theta_{1h}^{*} + \frac{2k_{2h}}{\beta_{2h}r_{2h}}\theta_{2h}^{*T}\theta_{2h}^{*} + \frac{2k_{3h}}{\beta_{3h}r_{3h}}\theta_{3h}^{*T}\theta_{3h}^{*} + \frac{1}{2}\varepsilon_{1h}^{2} + \frac{1}{2}\varepsilon_{2h}^{2} + \frac{1}{2}\varepsilon_{3h}^{2} + \frac{1}{2}{\rho_h}^{2}w_{1h}^{2} + \frac{1}{2}{\rho_h}^{2}w_{2h}^{2} +$$

$$\frac{1}{2}{\rho_h}^{2}w_{3h}^{2}$$

IV.38

$$\dot{V} \leq -\eta_{1v}\frac{2\beta_{1v}}{2\beta_{1v}}e_{1v}^{2} - \eta_{2v}\frac{2\left(\frac{b_{1m}}{l_{1m}}\right)\beta_{2v}}{2\left(\frac{b_1}{l_1}\right)\beta_{2v}}e_{2v}^{2} - \eta_{3v}\frac{2\left(\frac{k_{11m}}{T_{11m}}\right)\beta_{3v}}{2\left(\frac{k_{11}}{T_{11}}\right)\beta_{3v}}e_{3v}^{2} - \frac{k_{1v}}{2\beta_{1v}r_{1v}}\tilde{\theta}_{1v}^{T}\tilde{\theta}_{1v} -$$

$$\frac{k_{2v}}{2\beta_{2v}r_{2v}}\tilde{\theta}_{2v}^{T}\tilde{\theta}_{2v} - \frac{k_{3v}}{2\beta_{3v}r_{3v}}\tilde{\theta}_{3v}^{T}\tilde{\theta}_{3v} + \frac{2k_{1v}}{\beta_{1v}r_{1v}}\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}^{*} + \frac{2k_{2v}}{\beta_{2v}r_{2v}}\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}^{*} + \frac{2k_{3v}}{\beta_{3v}r_{3v}}\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}^{*} + \frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^{2} +$$

$$\frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^{2} + \frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^{2} + \frac{1}{2}{\rho_v}^{2}w_{1v}^{2} + \frac{1}{2}{\rho_v}^{2}w_{2v}^{2} + \frac{1}{2}{\rho_v}^{2}w_{3v}^{2} - \eta_{1h}\frac{2\beta_{1h}}{2\beta_{1h}}e_{1h}^{2} - \eta_{2h}\frac{2\left(\frac{b_{2m}}{l_{2m}}\right)\beta_{2h}}{2\left(\frac{b_2}{l_2}\right)\beta_{2h}}e_{2v}^{2} -$$

$$\eta_{3h}\frac{2\left(\frac{k_{22m}}{T_{22m}}\right)\beta_{3h}}{2\left(\frac{k_{22}}{T_{22}}\right)\beta_{3h}}e_{3h}^{2} - \frac{k_{1h}}{2\beta_{1h}r_{1h}}\tilde{\theta}_{1h}^{T}\tilde{\theta}_{1h} - \frac{k_{2h}}{2\beta_{2h}r_{2h}}\tilde{\theta}_{2h}^{T}\tilde{\theta}_{2h} - \frac{k_{3h}}{2\beta_{3h}r_{3h}}\tilde{\theta}_{3h}^{T}\tilde{\theta}_{3h} + \frac{2k_{1h}}{\beta_{1h}r_{1h}}\theta_{1h}^{*T}\theta_{1h}^{*} +$$

$$\frac{2k_{2h}}{\beta_{2h}r_{2h}}\theta_{2h}^{*T}\theta_{2h}^{*} + \frac{2k_{3h}}{\beta_{3h}r_{3h}}\theta_{3h}^{*T}\theta_{3h}^{*} + \frac{1}{2}\varepsilon_{1h}^{2} + \frac{1}{2}\varepsilon_{2h}^{2} + \frac{1}{2}\varepsilon_{3h}^{2} + \frac{1}{2}{\rho_h}^{2}w_{1h}^{2} + \frac{1}{2}{\rho_h}^{2}w_{2h}^{2} + \frac{1}{2}{\rho_h}^{2}w_{3h}^{2}$$

IV.38

$$\dot{V} \leq -\eta_{1v}\frac{2\beta_{1v}}{2\beta_{1v}}e_{1v}^2 - \eta_{2v}\frac{2\left(\frac{b_{1m}}{I_{1m}}\right)\beta_{2v}}{2\left(\frac{b_1}{I_1}\right)\beta_{2v}}e_{2v}^2 - \eta_{3v}\frac{2\left(\frac{k_{11m}}{T_{11m}}\right)\beta_{3v}}{2\left(\frac{k_{11}}{T_{11}}\right)\beta_{3v}}e_{3v}^2 - \frac{k_{1v}}{2\beta_{1v}r_{1v}}\tilde{\theta}_{1v}^T\tilde{\theta}_{1v} -$$

$$\frac{k_{2v}}{2\beta_{2v}r_{2v}}\tilde{\theta}_{2v}^T\tilde{\theta}_{2v} - \frac{k_{3v}}{2\beta_{3v}r_{3v}}\tilde{\theta}_{3v}^T\tilde{\theta}_{3v} + \frac{2k_{1v}}{\beta_{1v}r_{1v}}\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}^* + \frac{2k_{2v}}{\beta_{2v}r_{2v}}\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}^* + \frac{2k_{3v}}{\beta_{3v}r_{3v}}\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}^* + \frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^2 +$$

$$\frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{1v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{2v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 w_{3v}^2 - \eta_{1h}\frac{2\beta_{1h}}{2\beta_{1h}}e_{1h}^2 - \eta_{2h}\frac{2\left(\frac{b_{2m}}{I_{2m}}\right)\beta_{2h}}{2\left(\frac{b_2}{I_2}\right)\beta_{2h}}e_{2v}^2 -$$

$$\eta_{3h}\frac{2\left(\frac{k_{22m}}{T_{22m}}\right)\beta_{3h}}{2\left(\frac{k_{22}}{T_{22}}\right)\beta_{3h}}e_{3h}^2 - \frac{k_{1h}}{2\beta_{1h}r_{1h}}\tilde{\theta}_{1h}^T\tilde{\theta}_{1h} - \frac{k_{2h}}{2\beta_{2h}r_{2h}}\tilde{\theta}_{2h}^T\tilde{\theta}_{2h} - \frac{k_{3h}}{2\beta_{3h}r_{3h}}\tilde{\theta}_{3h}^T\tilde{\theta}_{3h} + \frac{2k_{1h}}{\beta_{1h}r_{1h}}\theta_{1h}^{*T}\theta_{1h}^* +$$

$$\frac{2k_{2h}}{\beta_{2h}r_{2h}}\theta_{2h}^{*T}\theta_{2h}^* + \frac{2k_{3h}}{\beta_{3h}r_{3h}}\theta_{3h}^{*T}\theta_{3h}^* + \frac{1}{2}\varepsilon_{1h}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{2h}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{3h}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{1h}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{2h}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 w_{3h}^2$$

IV.38

Définissant :

$$A = min\left\{\begin{matrix} 2\beta_{1v}\eta_{1v}, 2\left(\frac{b_{1m}}{I_{1m}}\right)\beta_{2v}\eta_{2v}, 2\left(\frac{k_{11m}}{T_{11m}}\right)\beta_{3v}\eta_{3v}, k_{1v}, k_{2v}, k_{3v}, 2\left(\frac{b_{2m}}{I_{2m}}\right)\beta_{2h}\eta_{2h}, \\ 2\beta_{1h}\eta_{1h}, \mathrm{k_{1h}}, \mathrm{k_{2h}}, \mathrm{k_{3h}}, 2\left(\frac{k_{22m}}{T_{22m}}\right)\beta_{3h}\eta_{3h} \end{matrix}\right\}$$

Et, $B = \frac{2k_{1v}}{\beta_{1v}r_{1v}}\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}^* + \frac{2k_{2v}}{\beta_{2v}r_{2v}}\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}^* + \frac{2k_{3v}}{\beta_{3v}r_{3v}}\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}^* + \frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^2 + \frac{2k_{1v}}{\beta_{1v}r_{1v}}\theta_{1v}^{*T}\theta_{1v}^* +$

$\frac{2k_{2v}}{\beta_{2v}r_{2v}}\theta_{2v}^{*T}\theta_{2v}^* + \frac{2k_{3v}}{\beta_{3v}r_{3v}}\theta_{3v}^{*T}\theta_{3v}^* + \frac{1}{2}\varepsilon_{1v}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{2v}^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_{3v}^2$

$\{(w_{1v}, w_{2v}, w_{3v}, w_{1h}, w_{2h}, w_{3h})\}$sont des perturbations extérieurs bornés, on a donc :

$$\begin{cases} w_{1v}^2 \leq c_{1v} \\ w_{2v}^2 \leq c_{2v} \\ w_{3v}^2 \leq c_{3v} \end{cases} \text{ et, } \begin{cases} w_{1h}^2 \leq c_{1h} \\ w_{2h}^2 \leq c_{2h} \\ w_{3h}^2 \leq c_{3h} \end{cases}$$

Définissant:

$$c = \frac{1}{2}{\rho_v}^2 c_{1v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 c_{2v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_v}^2 c_{3v}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 c_{1h}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 c_{2h}^2 + \frac{1}{2}{\rho_h}^2 c_{3h}^2 \qquad \text{IV.39}$$

$$\dot{V} \leq -A\left(\frac{1}{2\beta_{1v}}e_{1v}^2 + \frac{I_1}{2b_1\beta_{2v}}e_{2v}^2 - \frac{T_{11}}{2k_{11}\beta_{3v}}e_{3v}^2 + \frac{1}{2\beta_{1v}r_{1v}}\tilde{\theta}_{1v}^T\tilde{\theta}_{1v} + \frac{1}{2\beta_{2v}r_{2v}}\tilde{\theta}_{2v}^T\tilde{\theta}_{2v} + \frac{1}{2\beta_{3v}r_{3v}}\tilde{\theta}_{3v}^T\tilde{\theta}_{3v} +\right.$$

$$\left.\frac{1}{2\beta_{1h}}e_{1h}^2 + \frac{I_2}{2b_2\beta_{2h}}e_{2h}^2 - \frac{T_{22}}{2k_{22}\beta_{3h}}e_{3h}^2 + \frac{1}{2\beta_{1h}r_{1h}}\tilde{\theta}_{1h}^T\tilde{\theta}_{1h} + \frac{1}{2\beta_{2h}r_{2h}}\tilde{\theta}_{2h}^T\tilde{\theta}_{2h} + \frac{1}{2\beta_{3h}r_{3h}}\tilde{\theta}_{3h}^T\tilde{\theta}_{3h}\right) + B + C$$

IV.40

$$\dot{V} \leq -AV + B + C \qquad \text{IV.41}$$

Où : A, B, C sont des constantes positives. Alors, en intégrant l'inégalité IV.41, on a :

$$V(t) \leq V(0) + \frac{B+C}{A}, \ \ \forall t \geq 0 \qquad \text{IV.42}$$

À partir de l'égalité IV.42, nous pouvons prouver que tous les signaux du système de contrôle conçu sont finalement bornés de manière semi-globale et uniforme. Le schéma de notre algorithme de contrôle proposé est illustré dans la figure IV.5.

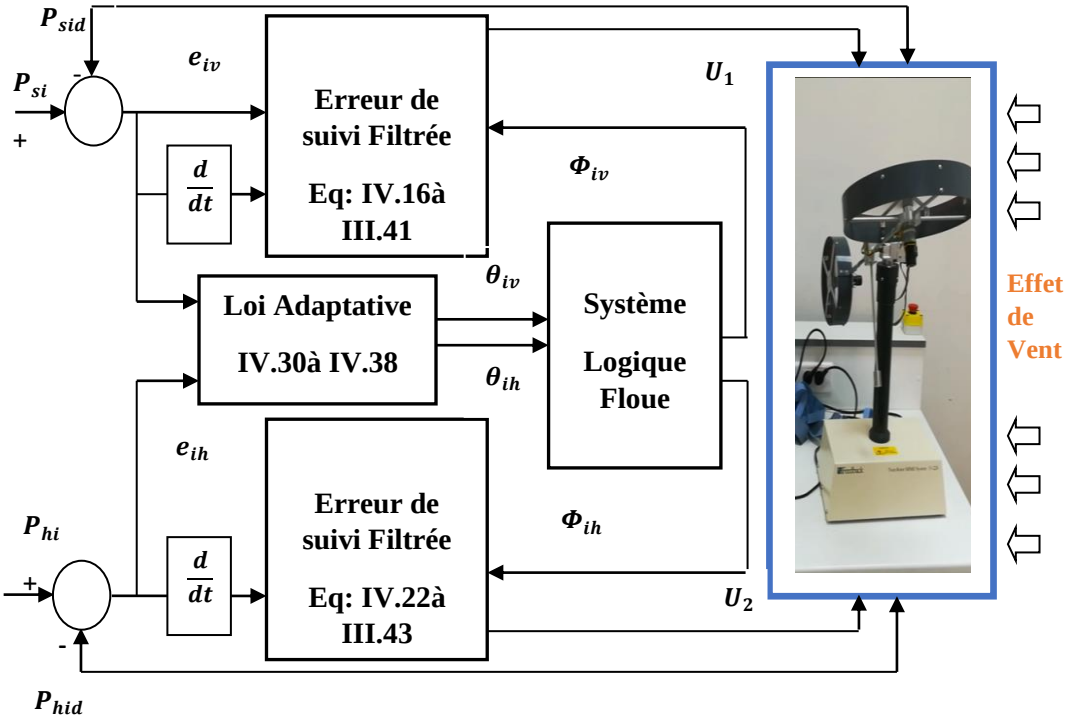


Figure IV.5 Stratégie de contrôle adaptatif floue proposée [99].

IV.3.3 Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux illustrés au dessous, montrent que notre stratégie de contrôle développée et appliqué au le modèle couplé du TRMS s'est avérée efficace pour de nombreux signaux de références incluant diverses zones de fonctionnement. Pour chaque variable d'entrée des deux systèmes flous adaptatifs, nous définissons cinq fonctions d'appartenance type Gaussienne uniformément distribuées sur l'intervalle normalisé [-1 1]. En réalise le milieu expérimental qui est expliqué dans la section IV.2, et avec une fréquence d'échantillonnage de 0.01 HZ le schéma bloc sur MATLAB/Simulink de l'algorithme de contrôle développé est présenté sur la Figure IV.6, les cadres en bleu sont

les blocs de communications avec la carte d'acquisition, à gauche on a les encodeurs et à droite les sorties analogiques (tension de commande), en rouge (medium) : on a le bloc du commande utilisé.

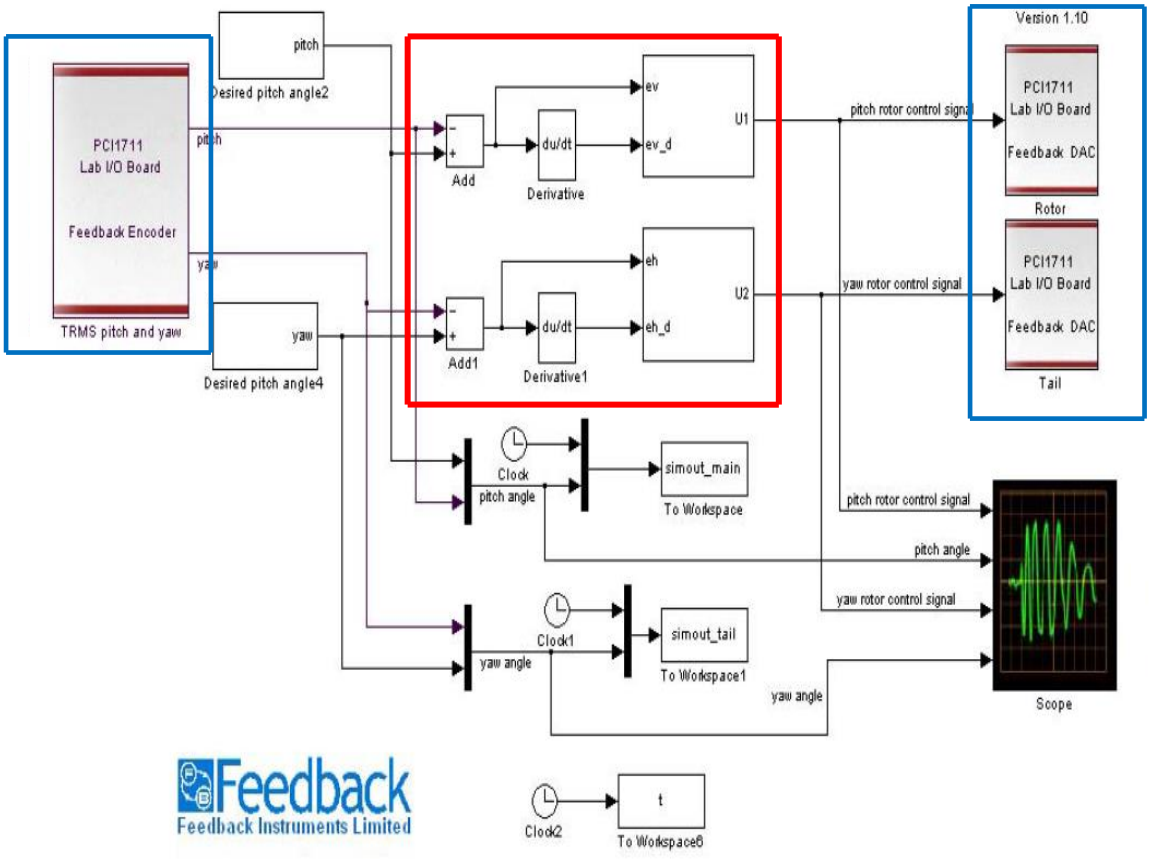


Figure IV.6 MATLAB/Simulink block (Rejet des perturbations du vent) [99].

IV.3.3.1 Expérience 1 : Suivi d'onde sinusoïdale

Les Figure IV.7 présentent les résultats expérimentaux illustrant les réponses de suivi du TRMS, en utilisant un signal d'entrée sinusoïdal pour les sous-systèmes où l'horizontale est présentée par l'angle Phi*(φ)* et le verticale est présentée par l'angle Psi (*ψ*).Les résultats de suivi du sous-système horizontal et vertical sont démontrés sur les Figures IV.7 (a) et (b), montre une bonne précision de poursuite avec des valeurs de dépassement maximales admissibles et un temps de réponse rapide , ces performances prouvent la robustesse de la stratégie de contrôle utilisés dans notre travail dont le problème de suivi de trajectoire a été résolu. Les tensions d'entrée de commande pour les moteurs à courant continu des sous-systèmes horizontal et vertical sont illustrées sur les Figures IV.7 (c) et (d) qui montrent leurs limites dans la plage autorisée.

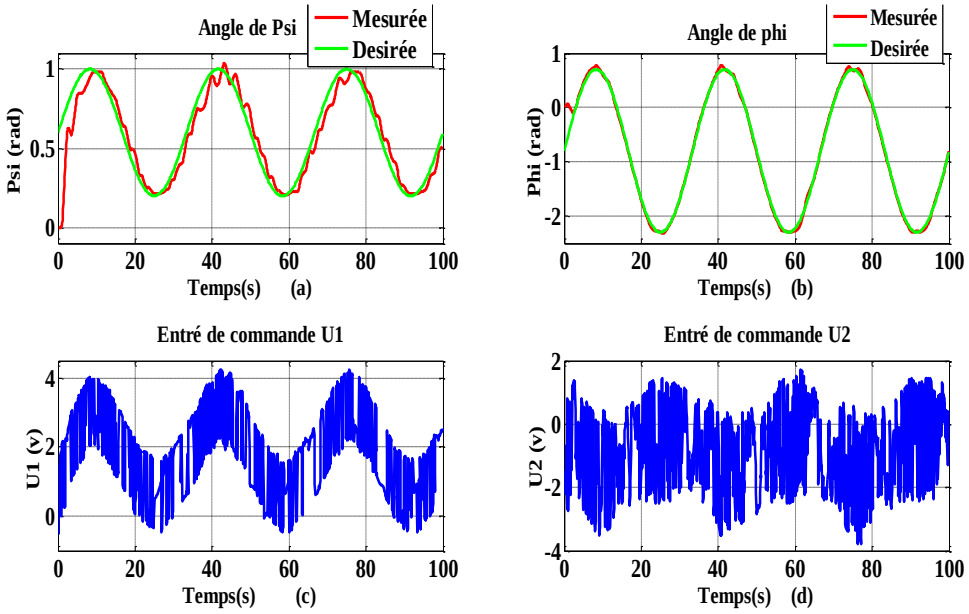


Figure IV.7Résultats pour le suivi de l'onde sinusoïdale.

IV.3.3.2 Expérience 2 : Suivi des ondes triangulaires

La Figure IV.8montre la faisabilité et l'efficacité du contrôle proposé expérimentalement avec les trajectoires triangulaires souhaitées. Les performances du suivi de trajectoire se confirment dans la figure IV.8.On voit que l'efficacité de poursuite est prouvée dans la mise en œuvre pratique, comme montre les Figures IV.8 (a) et (b).Les tensions d'entrée de commandes présentées sur la Figure IV.8 (c) et (d) sont limitées dans l'intervalle autorisé.

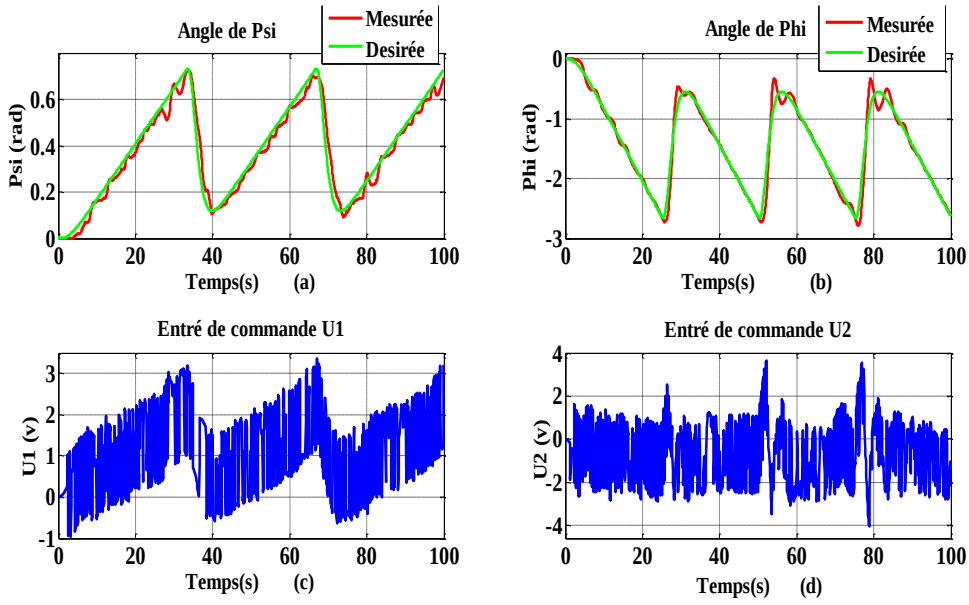


Figure IV.8 Résultats du suivi des ondes triangulaires.

IV.3.3.3 Expérience 3 : Suivi des ondes carrées

La Figure IV.9présente la faisabilité et l'efficacité du contrôle développé pratiquement avec les trajectoires de référence type carré. On peut constater que pour les trajectoires carrées (Figure IV.9 a et b), les valeurs de dépassement sont faibles, et confirme que l'efficacité du suivi est prouvée pratiquement, comme montre la Figure IV.9(a) et (b).Les signaux de commande pour illustrés sur la Figure IV.9 (c) et (d) montre la limitation dans l'intervalle autorisé.

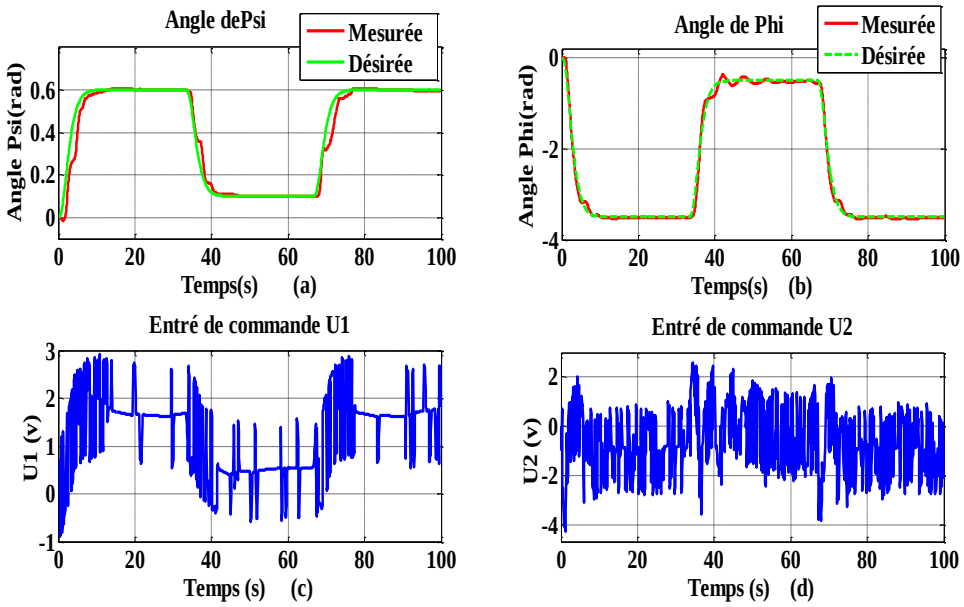


Figure IV.9 Résultats du suivi des ondes carrées.

IV.3.3.4 Expérience 4 : Suivi d'ondes sinusoïdales, triangulaires et carrées avec différentes fréquences

En plus de ce qui a été expliqué précédemment, pour déterminer l'efficacité de la méthode de contrôle développée pour traiter et réduire les effets croisés entre les deux sous-systèmes, la Figure IV.10(a) et (b) ,la Figure IV.11 (a) et (b) et Figure IV.12 (a) et (b),montrent respectivement le chemin effectué par TRMS par rapport au chemin de référence sinusoïdal, triangulaire et carrée respectivement avec différentes fréquences. D'après ces figures on remarque une bonne poursuite de trajectoires de référence, avec des petits dépassements peuvent être observés dans les courbes des angles horizontaux et verticaux, comme montre la Figure IV.11 (a) et (b) et Figure IV.12 (a) et (b), en raison de la nature discontinue des signaux triangulaire et carré.

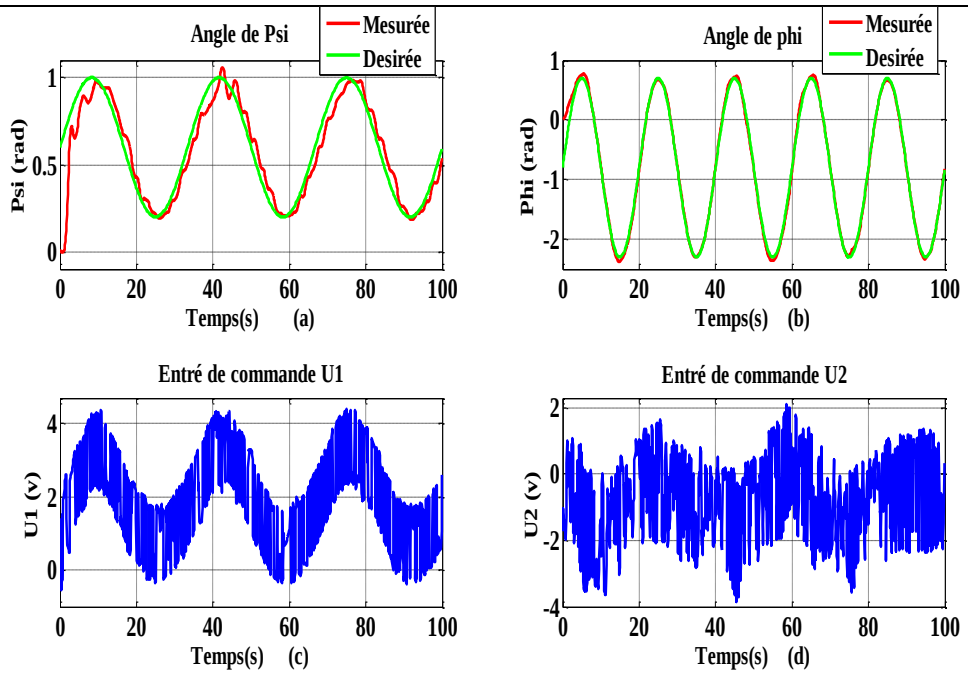


Figure IV.10 Résultats du suivi d'une onde sinusoïdale avec différentes fréquences.

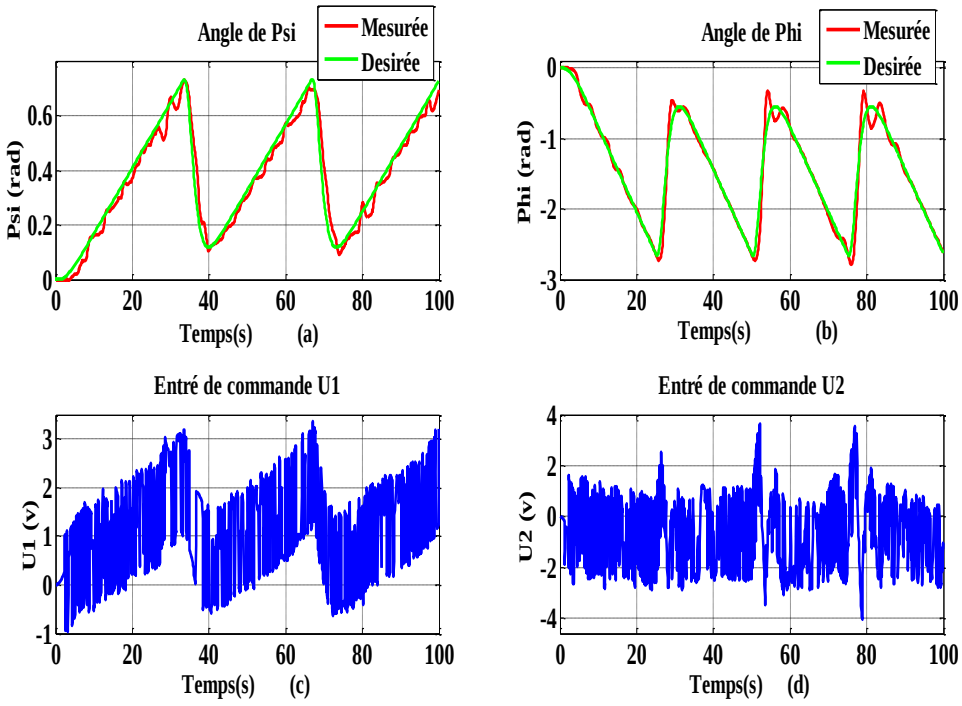


Figure IV.11Résultats du suivi des ondes triangulaires avec différentes fréquences.

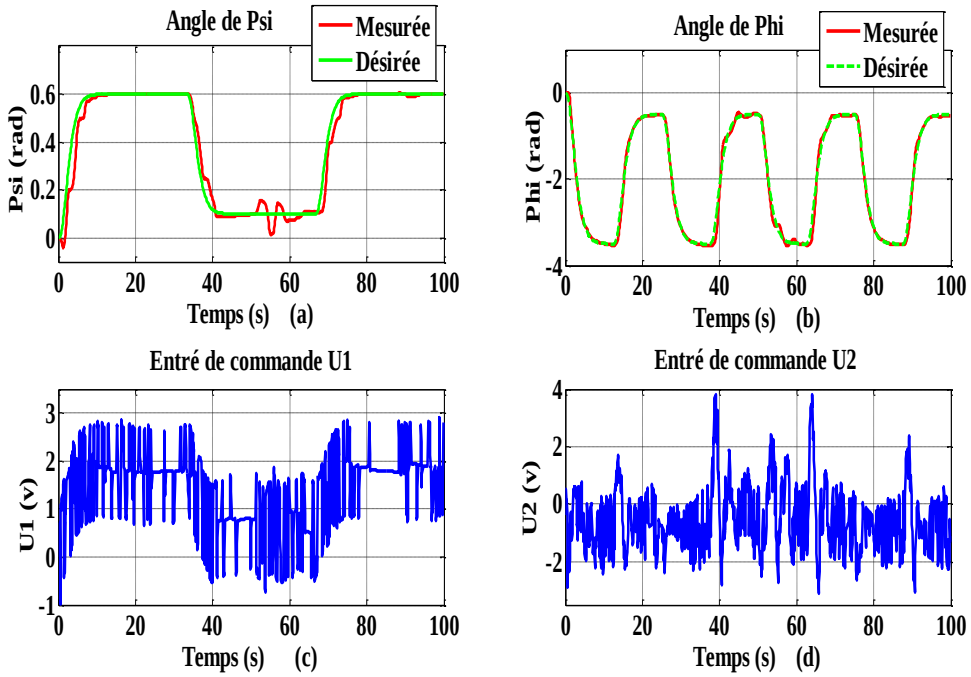


Figure IV.12 Résultats du suivi des ondes carrées avec différentes fréquences.

IV.3.3.5 Expérience 5 : test de robustesse

Afin de démontrer la capacité de la méthode de contrôle proposée, notre système a été attaqué expérimentalement pendant son fonctionnement par des turbulences externes représentées par le vent (ventilateur) dans la première expérience Figure IV.13, et dans la deuxième expérience notre système est soumis à une perturbation extérieure comme est indiqué sur la Figure IV.14.

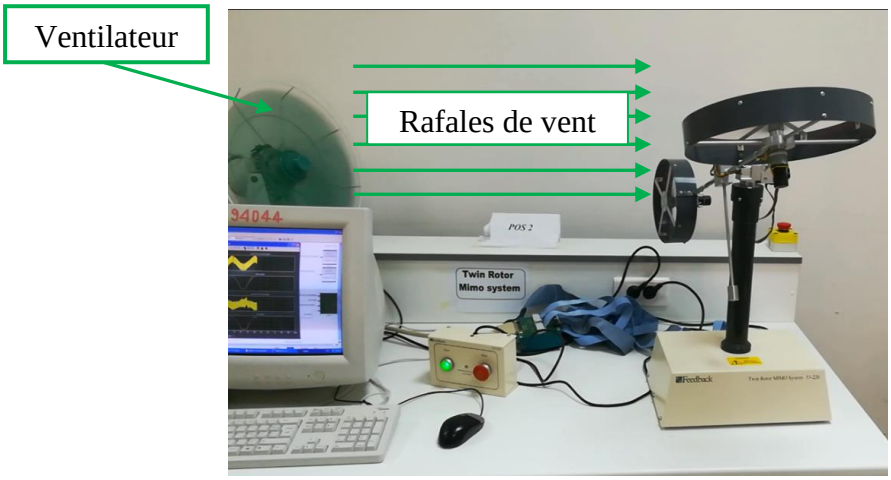


Figure IV.13 Effets du vent

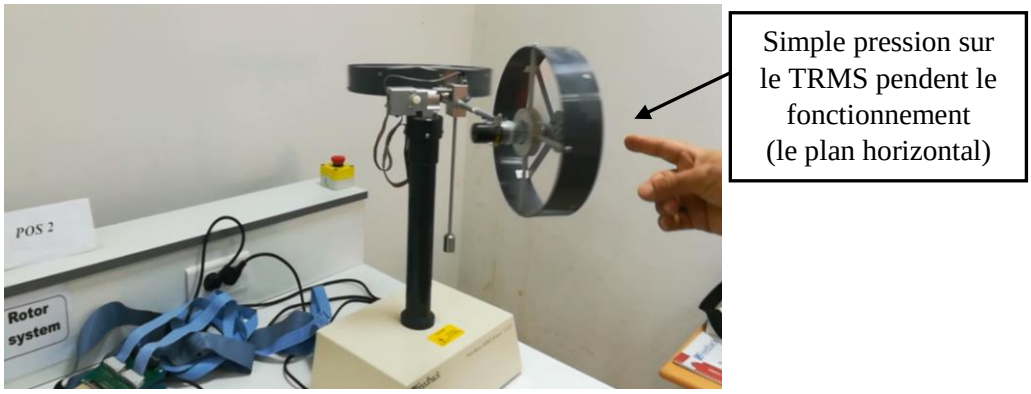


Figure IV.14TRMS (perturbation externe).

IV.3.3.5.1 Test des effets du vent

En utilisant trois signaux d'entrée de référence, les résultats de cette expérience sont présentés sur les Figures IV.13au dessus et les figures IV.15, IV.16, IV.17, qui montrent une très bonne poursuite dans le plan horizontal et vertical malgré la présence des rafales de vent à 3,8 m/s. Cela signifie que la méthode de contrôle proposée permet d'obtenir une bonne résistance aux perturbations extérieures, ce qui indique une bonne ténacité. Les signaux d'entrée de commande sont limités dans la plage autorisée, comme est indiquée sur les figures IV.15, IV.16, IV.17 sur (c) et (d).

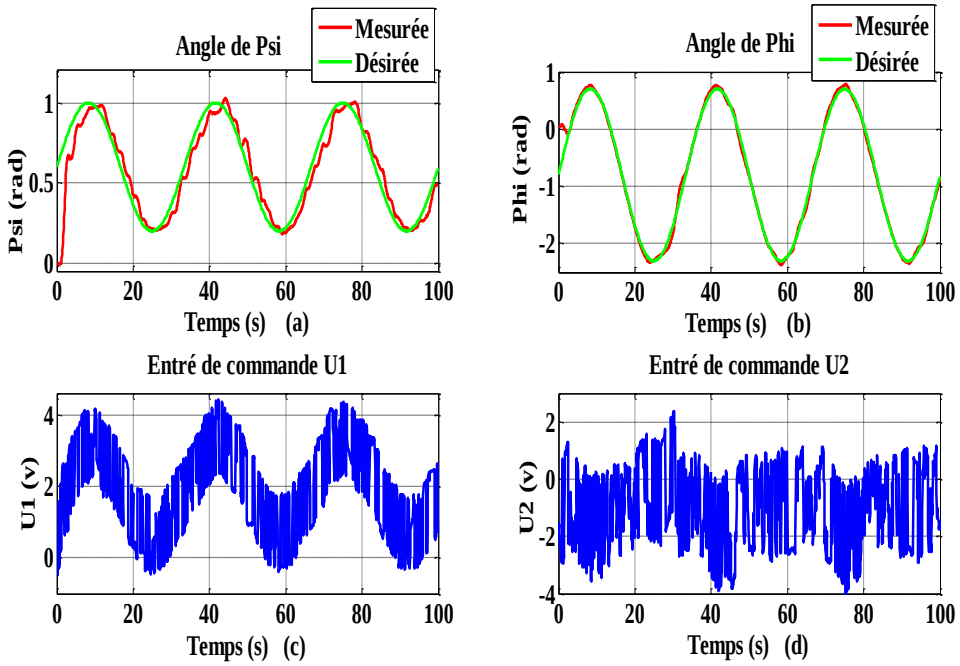


Figure IV.15 Résultats du suivi des ondes sinusoïdales. (Présence d'effets de vent)

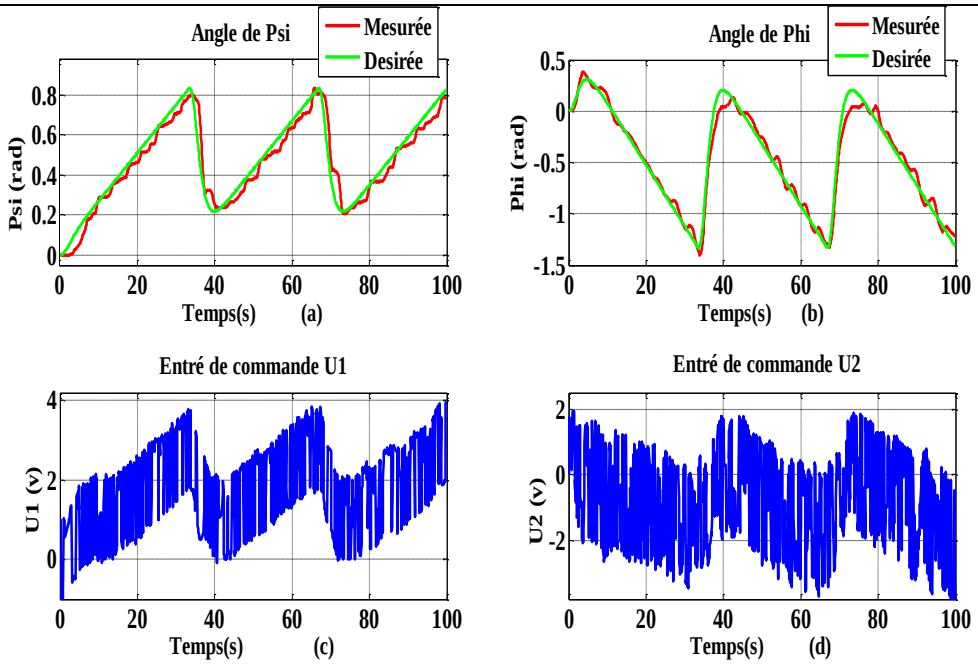


Figure IV.16Résultats du suivi des ondes triangulaires. (Présence d'effets de vent)

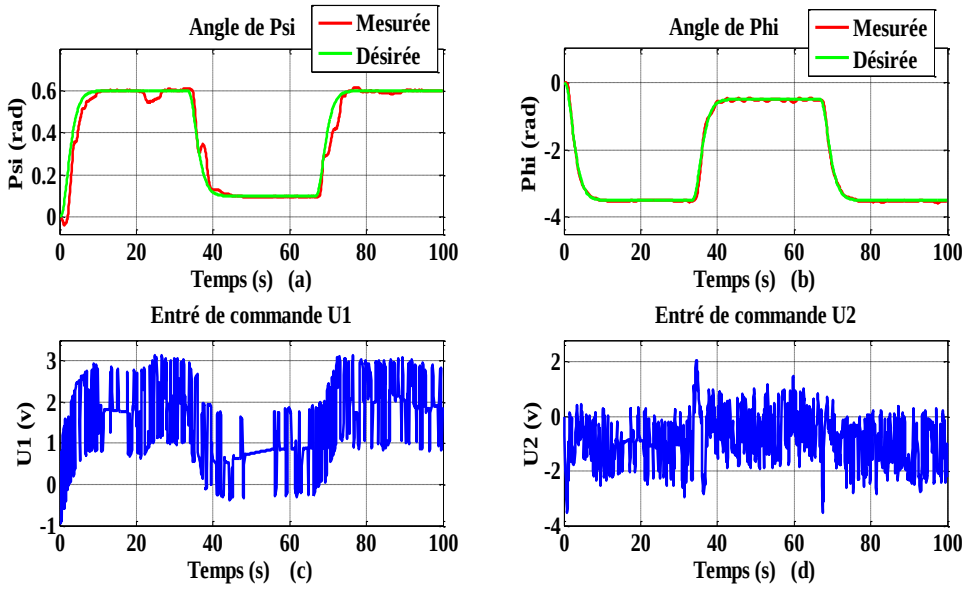


Figure IV.17Résultats du suivi des ondes carrées. (Présence d'effets de vent)

IV.3.3.5.2 Test de perturbation externe :

Un autre test a été mené expérimentalement, dans le but d'examiner l'efficacité de notre stratégie de contrôle proposée par une simple pression de main sur notre système lors de son mouvement à l'instant t =20s et t =35s comme est illustré sur la Figure IV.14 au dessus. Comme indiquer sur les Figures IV.18 (a) et (b), le TRMS tente de résister et de

maintenir sa position instantanée, avec une réaction rapide, nous pouvons noter que le TRMS avec le contrôleur proposé est robuste en présence de perturbations externes.

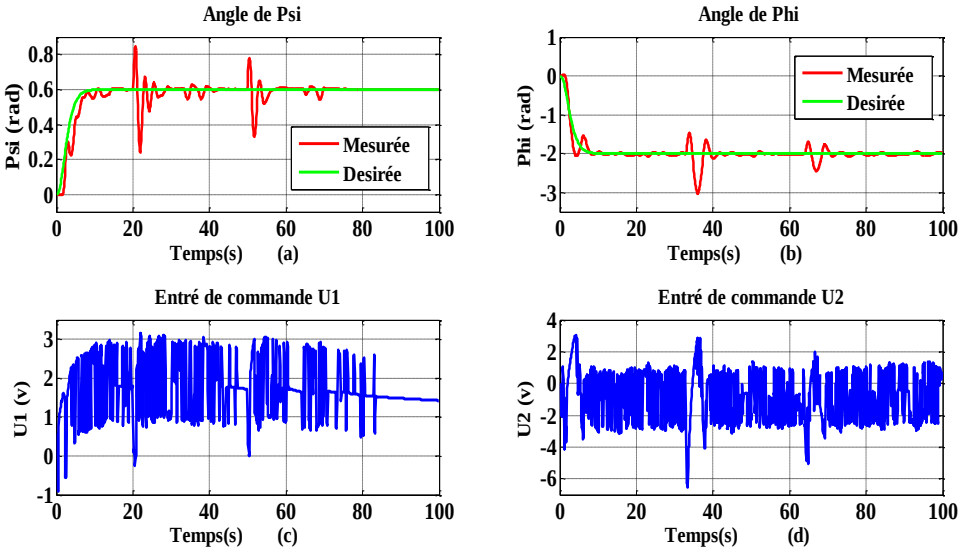


Figure IV.18Résultats pour les réponses échelonnées du TRMS (perturbation externe).

IV.4 Comparaison

Cette comparaison permettra de juger sur les performances de l'algorithme de commande développée dans ce travail pour le contrôle d'hélicoptère de laboratoire à deux degré de liberté . Elle est basée sur les deux critères suivants :

- l'énergie de la commande,
- la somme des carrés des erreurs.

Les résultats de cette étude comparative sont présentés dans le tableau V.1.

Critère	***Commande floue adaptative basée sur le backstepping***		***Commande par mode glissant proposé dans***[100]		***Commande par backstepping*** [101]	
	Trajectoire carrée	*Trajectoire sinusoïdale*	*Trajectoire carrée*	*Trajectoire sinusoïdale*	*Trajectoire carrée*	*Trajectoire sinusoïdale*
$J_1 = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{p}\left(u^T u\right)$	155.32	71.88	745.70	995.02	280.37	88.05
$J_2 = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{p}\left(e^T e\right)$	320.65	33.42	731.34	94.62	470.45	53.12

Tableau IV.1. Comparaison entre la commande développé et celle développé dans [100] et [101].

A partir des résultats présentés dans le tableau IV.1, nous pouvons conclure que la commande développé dans ce travail (Commande floue adaptative basée sur le backstepping), est la plus performante du point de vue minimisation des deux critères J_1 et

J_2, ceci pour notre systèmes aéronautiques (TRMS). Néanmoins, les performances de cette commande proposée dépendent des paramètres du système d'inférence flou utilisé.

IV.5 Conclusion

Nous avons envisagé, dans ce chapitre, l'idée de combiner plusieurs techniques de commande pour améliorer les performances de suivi des trajectoires de référence d'un hélicoptère de laboratoire à deux degré de liberté.Plus précisément, nous avons considéré l'association des commandes par backstepping et les systèmes flou adaptatifs, les résultats pratiques de la commande du systèmes aéronautiques (TRMS) ont montré l'efficacité de notre approche hybride. En effet, la commandefloue adaptative basée sur le backsteppingpermet d'atténuer d'une manière considérable l'énergie de la commandetout en préservant la robustesse. En plus, la technique backstepping offre une méthode systématique pour garantir la stabilité du système en utilisant la méthode de Lyapunov. Les résultats expérimentaux obtenus ont démontré les bonnes performances de suivi malgré les influences externes.

Conclusion générale

Les hélicoptères à deux degré de liberté ont gagné une grande popularité ces dernières années en raison de l'intérêt croissant pour les drones, les avions à atterrissage et décollage verticaux (VTOL), et du besoin d'instruments discrets et surtout légers. Cependant, la principale motivation de cette étude était la synthèse d'une loi de commande stabilisante pour ce type de dispositif.

L'hélicoptère de laboratoire type TRMS 33-949est un système non linéaire multi-variable complexe qui est instable, et présente une dynamique fortement couplée. Le problème abordé est tout d'abord la stabilité de ces systèmes et s'assurer qu'ils suivent des trajectoires avec des performances plus ou moins acceptables par rapport à l'environnement de navigation.

Le contrôle de tel système implique souvent des problèmes de modélisation dynamique et de fidélité du modèle au comportement dynamique du système dans tous les modes de vol. Dans ce travail, nous avons utilisé le modèle dynamique de TRMS 33-949délivré par la société feedback.[73]

L'objectif de cette thèse est d'envisager une commande robuste adaptatif floue et backstepping qui est développé pour un bon contrôle du TRMS. La méthode Lyapunov a été utilisée pour démontrer la stabilité du système en boucle fermée, avec renforcement des lois adaptatives afin d'augmenter la durabilité en présence de rafales de vent, de perturbations extérieures et d'incertitudes. Les performances du contrôle proposé ont été testées en utilisant différents signaux désirés, et il a été constaté que le système TRMS peut suivre les trajectoires de référence avec de bonnes performances. Les résultats expérimentaux obtenus ont démontré les bonnes performances de suivi de la stratégie de contrôle proposée malgré les influences externes.

Enfin, dans le cadre de contribution à la commande non linéaire et au terme des recherches menées, cette étude ouvre de nouvelles perspectives de recherche, ce que nous citons :

- ✓ L'étude de la loi de commande proposée pour les cas discrets.
- ✓ Utiliser des algorithmes d'optimisation pour trouver les différences paramètres optimaux du contrôle.
- ✓ Validation de commandes proposées pour d'autres types d'avions sans pilote.
- ✓ Validation d'autres lois de commandes sur d'autres systèmes électromécaniques.

Bibliographie

[1] Y. Xin, Z.C. Qin and J.Q. Sun, «Input-output tracking control of a 2-DOF laboratory helicopter with improved algebraic differential estimation », Mech. Syst. Signal Process., vol. 116, pp. 843-857, Feb 2019.

[2] N.M.H.Norsahperi, K.A.Danapalasingam, « Particle swarm-based and neuro-based FOPID controllers for a Twin Rotor System with improved tracking performance and energy reduction»,ISA Transactions 102 230–244, ScienceDirect.2020.

[3] K. Sudarshan.Valluru, R.Kumar, R.Kumar, «Design of Precise FLC for Trajectory Tracking and Stabilization of Twin Rotor MIMO System», International Conference on Engineering Technologies and Applied Sciences, 978-1-7281-4082-7 /19 ,IEEE, 2019.

[4] K.Kalyani ,S.Kanagal akshmi, «control of trms using adaptive neuro fuzzy inference system», ICSCAN ISBN 978-1-7281-6202-7, IEEE, 2020.

[5] N.Bouarroudj, A.Djari, Dj. Boukhetala and F.Boudjema, «Tuning of Decentralized Fuzzy Logic Sliding Mode Controller using PSO Algorithm for Nonlinear Twin Rotor Mimo System», International Conférence on Systems and Control, Algeria, 2017.

[6] C.Mishra, S.K.Swain, «Fractional Order Sliding Mode Controller for the Twin Rotor MIMO System», ICICCS,978-1-5386-8113-8,IEEE, 2019.

[7] G.Rohith, «Fractional power rate reaching law for augmented sliding mode performance», Journal of the Franklin Institute, 856–876, ScienceDirect.2021.

[8] S.H.Shah, S.G.Khan, J.Iqbal, M.Alharthi, «Modeling and Robust Control of Twin Rotor MIMO System»,978-1-5090-1629-7/16,IEEE ,2019.

[9] C.A.Patel, « Building a Test Bed for mini Quadrator Unmanned Aerial Vehicle with protective Shroud », Master of Science thesis, Graduate School of Wichita,USA,2006.

[10] J.M.Pflimlin, « commande d'un mini drone à hélice carénée : De la stabilisation dans le vent à la navigation autonome », Thèse de doctorat, Ecole Doctorale systèmes de Toulouse, France,2006.

[11] J.F.G Castellanos, « Estimation de l'attitude et commande bornée en attitude d'un corps rigide : application a un mini hélicoptère à quatre rotors », Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier Grenoble I, France, 2005.

[12] Y.Ameho, « Du pilotage d'une famille de drones à celui d'un drone hybride via la commande adaptative », thèse de doctorat, université de Touleuse, France, 2013.

[13] P. Castillo, R. Lozano and A.E. Dzul, «Modelling and Control of Mini-Flying Machines», Springer-Verlag ,London, 2005.

[14] F. Kendoul, « Modélisation et commande de véhicules aériens autonomes, et développement d'un pilote automatique basé sur la vision », thèse de doctorat, Ecole doctorale de l'université de Technolgie de Compiègne, France,2007.

[15] I.F.Coichot, « vers l'autonome des véhicules aériens », Habilitation à Diriger des recherches, Ecole doctorale de Technologie de Compiègne, France, 2007.

[16] « All the word's Rotorcraft », http://www.aviastar.org.

[17] R. Austin, « Unmanned Aircraft Systems - UAVS Design », Development and Deployment. Wiley,2010.

[18] S. d. Prior, « Reviewing and Investigating the Use of Co-Axial Rotor Systems in Small UAVs », International Journal of Micro Air Vehicles, vol. 2, no. 1, p. 1-16, 2010.

[19] M.fays, P.Long, M. Blumenfeld Guillaume, « Conception et réalisation d'un hélicoptère à rotor coaxiaux contrarotatifs pour le concours micro drones ONERA/DGA », projet industriel et de recherche, Institut Polytechnique des sciences Avancées, France 2008.

[20] http://www.cad-modelltechnik-jung.de/projekte/Kamov Ka-52.htm.

[21] A. Dzul , T. Hamel , R. Lozano « nonlinear control for a tandem rotor helicopter » .15th Triennial World Congress, Barcelona, Spain, 2002 .

[22] H.R.Everett, « Sensors for Mobile Robots : Theory and Application ». A K Peters, 1995.

[23] M. J. Aldon, « Capteurs et Méthodes pour la Localisation des Robots Mobiles », Techniques de l'Ingénieur, S7852, 2001.

[24] S. Zeghlache ; « Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical » ; Thèse de Doctorat, Département Génie électrique, Université de M'sila, 2014.

[25] M.Asencio ; « L'utilisation civile des drones - problèmes techniques, opérationnels et juridiques » ; www.frstrategie.org.

[26] H.J.Kim and D.H.Shim, « A Flight Control System for Aerial Robots : Algorithms and Experiments », Control Engineering Pratice, 11(12), pp.1389-1400, 2003.

[27] A. Budiyono and S.S. Wibowo, « Optimal Tracking Controller Design for A. Small Scale Helicopter », Proceeding of the international Conference on Intelligent Unmanned Systems, Bali, Indonesia, , pp.91-99, 24-25 Oct 2007.

[28] S. Bouabdallah, A. Noth and R. Siegwart, « PID vs LQ Control Techniques Applied to an Indoor Micro Quadrotor », Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems, Sendai, Japan, , pp. 2451-2456, 28 Sept-2 Oct 2004.

[29] A. Tayebi and S. McGilvray, « Attitude Stabilization of a VTOL Quadrotor Aircraft », IEEE Transactions on Control Systems Technology, 14(3), pp. 562-571, 2006.

[30] A. Chamseddine and Y. Zhang, «Trajectory Planning and Re-planning Strategies Applied to a Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle », Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 35(5), pp. 1667-1671, 2012.

[31] M.Chen, and M. Huzmezan, «A combined MBPC/2DOF Hinf controller for a quadrotor UAV», Proceeding of navigation, and control conference and exhibit, Texas, USA, pp. 2003-5520, 11-14 Aug 2003.

[32] S. Mammar, « Commande multivariable robuste par les approches LQG/LTR et Hinf Application à un hélicoptère », Thèse de doctorat, Université de Paris-Sud centre d'Orsay, France, 1992.

[33] M.D. Takahashi, «Synthesis and evaluation of an H2 control law for a hovering helicopter», Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 16(3), pp. 579-584, 1993.

[34] S. Skogestad and I. Postlethwaite, « Multivariable Feedback Control : Analysis and Design», John Wiley and Son, 1996.

[35] I. Postlethwaite, E. Prempain, E. Turkoglu, M.C. Turner, K. Ellis, and A.W. Gubbels, «Design and flight testing of various Hinf controllers for the bell 205 helicopter », Control Engineering practice, 13(3), pp.383-398, 2005.

[36] E. Prempain and I. Postle thwaite, « Feed forward control : a full-information approach », Automatica, 37(1), pp. 17-28, 2001.

[37] A.J. Smerlas, D.J. Walker, I. Postlethwaite, M.E. Strange, J. Howitt, and A.W. Gubbels, « Evaluating Hinf controllers on the nrc bell 205 fly-by-wire helicopter », Control Engineering Practice, 9(1), pp.1-10, 2001.

[38] E. Prempaina and I. Postle thwaite, « Static Hinf loop shaping control of a fly-by-wire helicopter », Automatica, 41(1), pp.1528-1528, 2005.

[39] J.J.E. Slotine and W. Li, « Applied nonlinear control », Prentic-Hall, Inc, 1991.

[40] A. Isidori, «Nonlinear Control Systems», Springer-Verlag, Berlin, 3rd edition edition, 1995.

[41] T.J. Koo and S. Sastry, « Output tracking control design of a helicopter model based on approximate linearization », Proceedings of the IEEE International Conférence on Decision and Control, Florida, USA, pp. 3635-3640, 16-18 Dec 1998.

[42] R. Mahony, T. Hamel, and A. Dzul, « Hover control via approximate lyapunov control for an autonomous model helicopter », Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and Control, Phoenix, USA, pp. 3490-3495, 07-10 Dec 1999.

[43] F. Mazenc, R. Mahony, and R. Lozano, « Forwarding control of scale model autonomous helicopter : A lyapunov control design », Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and Control, Maui, USA, pp. 3960-3965, 09-12 Dec 2003.

[44] A. Bogdanov, M. Carlsson, G. Harvey, and J. Hunt, « State-dependent Riccati equation control of a small unmanned helicopter », Proceeding of navigation, and control conference and exhibit, Texas, USA, pp. 2003-5672, 11-14 Aug 2003.

[45] A. Verma, K. Subbarao, and J. L. Junkins, « A novel trajectory tracking methodology using structured adaptive model inversion for uninhabited aerial vehicles », Proceedings of the IEEE International Conference on American Control Conference, Chicago, USA, pp. 859-863, 28-30 Jun 2000.

[46] H. Nakanishi and K. Inoue, «Development of autonomous flight control systems for unmanned helicopter by use of neural networks », Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, Portland, USA, pp. 2626-2631, 12-17 May 2002.

[47] S. Lee, C. Ha, and B.S. Kim, «Adaptive nonlinear controller design for helicopter robust command augmentation », Aerospace science and technology, 9(3), pp. 241-251, 2005.

[48] E.N. Johnson and S.K. Kannan, « Adaptive trajectory control for autonomous helicopters », Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 28(3), pp. 524–538, 2005.

[49] H. J. Kim, D. H. Shim, and S. Sastry, « Nonlinear model predictive tracking control for rotorcraft-based unmanned aerial vehicles », Proceedings of the IEEE International Conference on American Control Conference, Anchorage AK, USA, pp. 3576- 3581,2002.

[50] C.C. Luo, C.C. Kung, C.D. Yang, and D.W. Chiou, « Nonlinear H_{inf} helicopter control », Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and Control, Las Vegas, USA, pp. 4468-4473, 2002.

[51] D.Y. Ciann and C.C. Kung, « Nonlinear H_{inf} flight control of general six degree of freedom motions », Journal of guidance, control and dynamics, 23(2), pp. 1852- 1856, 2000.

[52] D.Y. Ciann, W.H. Liu, and C.C. Kung, « Nonlinear H_{inf} decoupling control for hovering helicopter », Proceedings of the IEEE International Conference on American Control Conference, Anchorage, USA, pp. 4353-4358, 2002.

[53] C.C. Luo, R.F. Liu, C.D. Yang, and Y.H. Chang, « Helicopter H_{inf} control design with robust flying quality », Aerospace Science and Technology, 7(2), pp. 159-169, 2003.

[54] G.V. Raffo, M.G. Ortega, F.R. Rubio, « An integral predictive/nonlinear H_{inf} control structure for a quadrotor helicopter », Automatica, 46(1), pp. 29-39, 2010.

[55] M.L. Martíez, C. Vivas, and M.G. Ortega, « A multivariable nonlinear Hinf control for a laboratory helicopter », Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and Control, Seville, Spain, pp. 4065-4070, 12-15 Dec 2005.

[56] M.L. Martíez, J.M. Diaz, and M.G. Ortega, « Control of a laboratory helicopter using switched 2-step feedback linearization », Proceedings of the IEEE International Conference on American Control Conference, Boston, USA, pp. 4330-4336, 30 Jun-2 Jul 2004.

[57] J. G. Juang, M. T. Huang, and W. K. Liu, « PID control using researched genetic algorithms for a MIMO system », IEEE Transaction on Systems, Man and Cybernetics: Part C, 38(5), pp.716-727, 2008.

[58] R. Mahony and T. Hamel, « Robust trajectory tracking for a scale model helicopter », Intnational Journal on Robust Nonlinear Control", 14(12), pp.1035-1059, 2004.

[59] S. Azrad, F. Kendoul and K. Nonami, « Visual Servoing of Quadrotor Micro-Air Vehicle Using Color-Based Tracking Algorithm », Journal of System Design and Dynamics, 4(2), pp. 255-268, 2010.

[60] A. Chriette, « An analysis of the zero-dynamics for visual servo control of a ducted fan uav », Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, Orlando, USA, pp. 2515-2520, 15-19 May 2006.

[61] A. Chriette, T. Hamel, and R. Mahony, « Suivi de trajectoires par vision et commande adaptative application à un hélicoptère miniature », Proceeding de la seconde Conférence internationale francophone d'automatique, Nantes, France, CD ROM.N0.349,8-10 Jul 2002.

[62] E. Altug, J.P. Ostrowski, and R. Mahony, « Control of a quadrotor helicopter using visual feedback », Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, Washington, USA, pp.72-77, 2002.

[63] A. Palomino, P. Castillo, I. Fantoni, R. Lozano, and C. Pégard, « Control strategy using vision for the stabilization of an experimental PVTOL aircraft setup », IEEE Transactions on Control Systems Technology, 13(5), pp.847-850, 2005.

[64] D.J. McGeoch and E.W. McGookin, « MIMO sliding mode attitude command flight control system for helicopter », Proceeding of Guidance, Navigation, and Control conference and exhibit, San Francisco, USA, pp. 2005-6350, 15-18 August 2005.

[65] S. Bouabdallah and R. Siegwart, « Backstepping and sliding-mode techniques applied to an indoor micro quadrotor », Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, Barcelona, Spain, pp. 2247-2252,18-22 Apr 2005.

[66] A. Mokhtari, A. Benallegue, and Y. Orlov, « Exact linearization and sliding mode observer for a quadrotor unmanned aerial vehicle », International Journal of Robotics and Automation, 21(1), pp.39-49, 2006.

[67] S. Bouabdallah, P. Murrieri and R. Siegwart, « Design and control of an indoor micro quadrotor », Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, New Orleans, USA, pp. 4393-4398, 26 Apr-1 May 2004.

[68] R. Lozano, P. Castillo and A. Dzul, « Stabilization of a mini rotorcraft having four rotors », Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems, Sendai, Japan, pp. 2693-2698, 28 Sept-2 Oct 2004.

[69] H. Gong, H. Xu and F.N. Chowdhury, « A Neuro-augmented Observer for a Class of Nonlinear Systems », Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, Vancouver, Canada, pp. 2497-2500, 16-21 Jul 2006.

[70] T. Hamel, R. Mahony, R. Lozano and J.P. Ostrowski, « Dynamic modeling and configuration stabilization for an X4-flyer », Proceedings of the Triennial World Congress on Automatic Control, Barcelona, Spain, pp. 846-851,21-26 Jul 2002.

[71] T. Hamel and R. Mahony, « Visual servoing of a class of under-actuated dynamic rigid body systems », Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and Control, Sydney, Australia, pp. 3933-3938, 12-15 Dec 2000.

[72] R. Mahony, T. Hamel, and S.H. Cha, « A coupled estimation and control analysis for attitude stabilisation of mini aerial vehicles », Proceedings of the Australasian Conference on Robotics and Automation, Australia, pp.1-10, 20 Nov 2006.

[73] Feedback Instruments Ltd, « Twin Rotor MIMO System Advanced Technique Manual 33-007-4M5 », E.Sussex, England, 1997.

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

[75] L. Yi, T. Sun, W. Yu, X. Xu, G. Zhang and G. Jiang, « Induction motor fault detection by a new sliding mode observer based on backstepping », journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, doi.org/10.1007/s12652-022-03755-7, 2022.

[76] K.J.Astrom et B.Wittenmark, « adaptative control, second edtion», Addison Wesly Publishing Company, 1995.

[77] A. Nait Seghir, «Contribution a la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone a aimants permanents», These de doctorat d'état, Ecole nationale polytechnique, Algérie,2007.

[78] P.AZ.Loannou, et P.Kkotovic, «Instability analysis and improvement of robustness of adaptative control», Automatica, 20(5),583-594,1984.

[79] H.Khalil.K et Sabri, A, «Adaptative stabilization of a class of non linear systems using high gain feedback», IEEE transactions on Automatic Control, 32, 1031-1035,1987.

[80] G. Duan, «High-order fully actuated system approaches: Part IV. Adaptive control and high-order backstepping » International Journal of Systems Science, VOL. 52, NO. 5, 972–989, 2021.

[81] Z. Liang, JinfengGao, « Chaos in a Fractional-Order Single-Machine Infinite-Bus Power System and Its Adaptive Backstepping Control », International Journal of Modern Nonlinear Theory and Application, Vol 5, pp.122-131, 2016.

[82] P.C. Parks , «Lyapunov redesign of model reference adaptative control systems », IEEE Transactions on Automatic Control, 11,362-365, Nov.1979.

[83] H.Rahali, S.Zeghlache and L.Benalia, Adaptive Field-oriented Control using Supervisory Type-2 Fuzzy Control for Dual Star Induction Machine, International Journal of Intelligent Engineering and Systems, vol.10, no.4,pp.28-40, 2017.

[84] B. Ladjal, F.Berarabah, S.Zeghlache, A.Djerioui, M.F.Benkhoris, «Active Fault Tolerant Control Based on Backstepping Controller and Non linear Adabtive Observer for Double star induction Machine», International Journal of intelligent Engineering&Systems,Vol15,No3,2022.

[85] B. Kosko, «Neural networks and fuzzy systems: A dynamical system approach to machine intelligence», Prentice-Hall, Englewood cliffs, N.J, 1991.

[86] L. Zadeh, « Fuzzy set», Information and control, vol. 8, pp. 338-354, 1965.

[87] E.H. Mamdani, «Application of Fuzzy Logic to Approximate Reasoning Using Linguistic Synthesis», IEEE Trans on Computers, vol. 26, No. 12, pp. 1182- 1191, December 1977.

[88] T. Takagi, M. Sugeno, «Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modeling and Control», IEEE Trans on Systems, Man and Cybernetics, 15:116- 132, 1985.

[89] M.Z. Ghellab, « Commandes Non Linéaires Robustes Appliquées À un Hélicoptère Autonome»,These de doctorat, université de Msila ,2020.

[90] S.Zeglache, K.Kara, and D.Saigaa, «Type-2 fuzzy logic control of a 2-DOF helicopter » ,Central Eur. J.Eng, vol. 4, no.3, pp. 303–315, 2014.

[91] M.Wan and Q.Liu, «Adaptive fuzzy backstepping control for uncertain nonlinear systems with tracking error constraints », Advances in Mechanical Engineering, 2019.

[92] S.Zeghlache, L. Benyettou, A.Djerioui, and M. Z.Ghellab, «Twin Rotor MIMO System Experimental Validation of Robust Adaptive Fuzzy Control Against Wind Effects», IEEE Systems Journal, DOI 10.1109/JSYST.2020.3034993, IEEE 2020.

[93] X. Shen, T. Xie and T.Wang, «A Fuzzy Adaptative backstepping Control Strategy for Marine Current Turbine under Disturbances and Uncertainties», journal of Energies, Vol.13, PP.6550; doi:10.3390/en13246550,2020.

[94] K. Chafaa, « Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaires basées sur les techniques floues », Thèse de doctorat, université de Batna, Juillet2006.

[95] B. Bouchon-Meunier, « La logique floue et ses applications», Addison-Wesley, France, SA, 1995.

[96] M. Hassaan Younis, Raheel Quraishi, « Adaptive fuzzy control for twin rotor helicopter stabilization», DOI: 978-1-7281-2435-3/19, IEEE 2019.

[97] N.Bounar, « Contribution à la Commande Non Linéaire de la Machine à Induction à Double Alimentation», These de doctorat, Ecole nationale polytechnique,Algerie,2015.

[98] L. X. Wang, « Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems », IEEE Trans, Fuzzy Systems, Vol. 1, pp. 146-155, 1993.

[99] B. Ladjal, F.Berarabah, S.Zeghlache, A.Djerioui, A.Kessal, M.Defdaf, M.F.Benkhoris, « Robust Adaptive Fuzzy backstepping Control for 2-DOF Laboratory Helicopter System with Improved Tracking Performance», Journal de IREACO, vol. 16,No.2,2023.

[100] F. Farah, A. Moussaoui, Dj. Boukhetala et M. Tadjine, « Design and real-time implementation of a decentralized sliding mode controller for twin rotor multi-input multi-output system », Journal of Systems and Control Engineering, Vol. 231(1) 3–13, 2017.

[101] M. Ilyas, N.Abbas, M.UbaidUllah, Waqas A. Imtiaz, M.A.Q.Shah, et K. Mahmood , « Control Law Design for Twin Rotor MIMO System with Nonlinear Control Strategy», Discrete Dynamics in Nature and Society, Volume 2016, Article ID 2952738, 2016.

Liste des publications et communications

Publications Internationales :

1. B. Ladjal, F.Berarabah, S.Zeghlache, A.Djerioui, A.Kessal, M.Defdaf, M.F.Benkhoris, « Robust Adaptive Fuzzy Backstepping Control for 2-DOF Laboratory Helicopter System with Improved Tracking Performance», Journal de IREACO, vol. 16,No.2,2023.

2. B. Ladjal, F.Berarabah, S.Zeghlache, A.Djerioui, M.F.Benkhoris, «Active Fault Tolerant Control Based on Backstepping Controller and Non linear Adabtive Observer for Double star induction Machine», International Journal of intelligent Engineering&Systems,Vol15,No3,2022.

Communication Internationales :

1. B. Ladjal, F.Berarabah, S.Zeghlache, « Modeling and control of double star induction machine used active fault tolerant control based on backstepping controller and nonlinear adaptive observer», International of Advanced Technology in Electronic and Electrical Engineering (ICATEEE), November 26-27, 2022, University Mohamed Boudiaf of Msila, Algeria.

2. B. Ladjal, F.Berarabah, S.Zeghlache, « Dynamical Modeling and Backstepping Control Applied to the 6-DOF Quadrator UAV », 9^{th} (Online) International conference on Applied Analysis and Mathematical Modeling, June 11-13,2021, Istanbul, Turkey.

ملخص: في هذا البحث، تم تطبيق نظام التحكم القوي في الخطوة الخلفية الضبابيةعلى النظام الكهروميكانيكي الذي يسمى دوار مزدوج متعدد مدخلات متعدد مخرجات. من أجل إتباع المسار المطلوب، تم استخدام القوانين التكيفية من أجل تحسين المتانة ضد عدم اليقين وتأثيرات الرياح والاضطرابات الخارجية، وقد تم إثبات استقرار النظام في الحلقة المغلقة باستخدام طريقة ليابونوف.بالإضافة إلى ذلك، تعتبر تأثيرات الاقتران بين الأنظمة الفرعية الأفقية والرأسية لنظامدوار مزدوج متعدد مدخلات متعدد مخرجاتبمثابة حالات عدم يقين . تم إجراء الاختبارات التجريبية وأظهرت النتائج فعالية الطريقة المقترحة.

الكلمات المفتاحية:دوار مزدوج متعدد مدخلات متعدد مخرجات ، التحكم بالخطوة الخلفية، الثبات ، التحكم القوي، التحكم التكيفي، غامض، التراجع، عدم اليقين، تأثيرات الرياح،ليابونوف.

Abstract: In this work, a Robust Adaptive Fuzzy Backstepping Control (RAFBC) is applied to electromechanical system which called Twin Rotor Multi Input Multi Output system (TRMS) in order to follow the desired trajectory. The adaptive laws have been used in order to ameliorate the robustness against uncertainties, wind effects and external disturbances, the stability of system in the closed-loop has been demonstrate using Lyapunov method. In addition, the coupling effects between the horizontal and vertical subsystems of TRMS are considered as uncertainties. Experimental tests were carried out and the results show the effectiveness of the proposed method.

Keywords: TRMS, Robust control, Adaptive, fuzzy, backstepping , uncertainties, wind effects.

Résumé : Dans cetravail, une commande hybride adaptative floue et backstepping est appliqué à un système électromécanique appelé système TRMS (Twin Rotor Multi Input Multi Output) afin de suivre la trajectoire de référence. Les lois adaptativesobtenues ont été utilisées afin d'améliorer la robustesse face aux incertitudes, aux effets du vent et aux perturbations externes, la stabilité du système en boucle fermée a été démontrée à l'aide de la méthode Lyapunov. De plus, les effets de couplage entre les sous-systèmes horizontal et vertical du TRMS sont considérés comme des incertitudes. Des tests expérimentaux ont validé les résultats qui montrent l'efficacité de la méthode proposée.

Mots clés : TRMS, Contrôle robuste, Contrôle adaptatif, logique floue, backstepping, incertitudes, effets du vent.