

**EPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

SPECIALITE: AUTOMATIQUE

THEME

**Commande robuste par mode glissant floue appliquée
à la poursuite de trajectoire du système TRMS**

Proposé et dirigé par :

- Mr. GHELLAB Mohamed zinelaàbidine

Présenté par :

- BOUCHAALA Naouel

Année Universitaire : 2015/2016

N° d'ordre : AUT_198



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



Remerciements



Avant tout, je remercie  le tout puissant,

Pour m'avoir assisté et armé de patience afin d'accomplir ce modeste travail.

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département génie électrique
De M'sila sous la direction de du Mr F.BELRABEH. Qu'il me soit permis de lui exprimer
mes meilleurs sentiments de gratitude pour le soutien constant qu'il m'a apporté tout au long de
mon travail et pour tous les principes qu'il n'a cessé de me transmettre, la rigueur
scientifique,

L'objectivité et sa confiance qu'il m'a témoignée tout au long de ces années

Ainsi que ses conseils précieux.

Je tiens à remercier **Mr. GHELLAB Mohamed zinelaàbidine** pour ses conseils et ses
orientations, pour son intérêt, sa disponibilité et sa bienveillance.

Mes sincères remerciements vont également aux membres de jury qui m'ont fait honneur de
participer à l'examen de ce travail.

Je remercie mes enseignants de département sciences de technologie de M'sila pour leurs efforts
voués à nous transmettre le savoir, en particulier ceux du département Génie Electrique et
l'automatique.

Je tiens à exprimer ma très grande gratitude, et ma profonde affection à mes chers parents
pour leurs encouragements, leur patience et leur grand soutien,

Durant toutes ces années d'études. Sans oublier mon frère

Et mes sœurs pour leurs encouragements, et leurs aides.

Je remercie également tous mes amis et camarades,

Pour leurs encouragements

Et leur précieux soutien.



Dédicaces

*A mon cher père, **Ibrahim***

*A ma chère mère, **Fatiha***

A mes grands-parents

A mon frère Hocine

Et mes sœurs Amina, Safia, Amel, Hassna

Et Leurs maris Yacine, Saleh, Saàd

Et Leurs enfants mahdi, Mariam, Malek

A mes amis, Fatiha, Sara, Samira, Reguia, Amel, Ghania, Massouda

Fatima, zouina, Sohaib, isslam, Mohamed, et issam .



Tables Des Matières

Tables Des Matières	I
Tables Des Figures	IV
Liste Des Tableaux	VII
Introduction Generale.....	2

CHAPITRE I

Présentation Et Modélisation Du Simulateur De Vol D'hélicoptère

I.1 Introduction	6
I.2 Généralité sur l'hélicoptère bi rotor	6
I.2.1 Terminolog.....	7
I.2.2. Principe du Vol d'un Hélicoptère	8
I.3. Les forces agissantes sur l'hélicoptère en vol	9
I.4. Présentation du système TRMS	10
I.5. Description du simulateur.....	11
I.5.1. Propulseurs.....	12
I.5.2. Commande des moteurs	13
I.5.3. Les encodeurs optiques	13
I.5.4. La base du TRMS	14
I.5.5. Boîtier marche/arrêt	15
I.5.6. Le (SCSI BOX).....	15
I.5.7. Carte d'acquisition : ADVANTECH PCI 1711	16
I.6. Modélisation du TRMS.....	17
I.6.1. Modèle non linéaire	17
I.6.2. Modèle dynamique.....	17
I.6.2.1. Modélisation de la dynamique d'élévation	17
I.6.2.2. Modélisation de la dynamique azimutale	22
I.6.2.3. Modélisation de la dynamique des propulseurs	24
I.6.3. Modèle d'état	25
I.6.4. Le modèle découplé	26
I.6.4.1. Modèle 1 DDL vertical.....	26
I.6.4.2. Modèle 1DDL horizontal.....	27
I.6.5. Paramètres du modèle	27
I.6.6. Simulation	28
I.6.6.1.La réponse libre	29
I.6.6. 2. La réponse en boucle ouverte	30
I.7.Conclusion.....	32

CHAPITRE II

Rappels Theoriques-Commande par mode glissant et Commande par logique floue-

II.1.Introduction.....	34
II.2.Commande par mode glissant.....	34
II.2.1. Introduction	34
II.2.2. Généralités sur théorie de contrôle par mode glissement.....	35
II.2.2.1. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Command.....	35
II.2.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'etat	35
II.2.2.3. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la commande equivalente	36
II.2.3. Principe de La commande à structure variable en mode glissant	36
II.2.4.1. Conception de la commande à structure variable	38
II.2.4.1.1. Choix de la surface de glissement	38
II.2.4.1.2. Conditions de convergence et d'existence.....	40
II.2.4.1.3. Calcul de loi de commande	40
II.2.4.2. Elimination du phénomène de chattering	40
II.2.5 .A avantages et inconvénients de la commande par mode glissant [9] [38].....	42
II.3.Commande par logique floue	42
II.3.1.Introduction.....	42
II.3.2. Notions de base de la logique floue	43
II.3.2.1.Fonction d'appartenance	43
II.3.2.2.Variables linguistiques	44
Km/h.....	44
II.3.2.3. Operateurs de la logique floue.....	45
II.3.3. La structure de base d'un régulateur flou	45
II.3.4 Types de régulateurs flous	49
II.3.4.1 Régulateur de type Mamdani.....	49
II.3.4.2 Régulateur de type Sugeno	50
II.3.5 Principe d'un régulateur flou	50
II.3.6 Avantages et désavantages du réglage par logique floue [28]	51
II.4.Conclusion.....	51

CHAPITRE III

Synthèse De La Commande Flou-Glissante

III.1.Introduction	53
III.2.Commande par mode de glissement	53
III.2.1. Surface de glissement [9] :.....	53
III.2.1.1. Calcul du Degré relatif	54
III.2.2. Calcul de la commande équivalente	56
III.2.3. L'attractivité	57
III.2.4. Simulation	58
III.2.5. Résultats de simulation.....	58
III.2.5.1. La commande discontinue.....	58
III.2.5.2. La commande continue	63
III.2.5.3. Interprétation des résultats	68
III.3.La commande flou-glissante	68
III.3.1. Structure du contrôleur flou glissant	69

II.3.2. Propriétés de régulateur floue	69
III.3.2.1.Fuzzification	69
III.3.1.2. Les règles d'inférences	70
III.3.1.3. La défuzzification	71
III.3.2. Résultats de simulation et commentaires.....	71
III.3.3.Test de robustesse de la commande flou-glissante :	76
III.3.3.1. Stabilisation avec perturbation externe	77
III.3.3.2. Poursuite D'une Trajectoire Carrée Avec Perturbation Externe :	79
III.4. Interprétations des résultats	80
III.5. Conclusion	81
Conclusion Générale	83
References Bibliographiques.....	85
Résumé :	90

Tables Des Figures

CHAPITRE I

Figure I 1 Schéma hélicoptère.....	7
Figure I 2 Principe de décollage d'un hélicoptère.	8
Figure I 3 Principe de l'avance d'un hélicoptère.....	9
Figure I 4 Principe de l'arrêt d'un hélicoptère.....	9
Figure I 5 forces agissantes sur l'hélicoptère.	10
Figure I 6 Simulateur TRMS	11
Figure I 7 Vis de fixation de la tige.....	12
Figure I 8 Les propulseurs du TRMS	13
Figure I 9 Schéma synoptique du fonctionnement du propulseur	13
Figure I 10 encodeurs optiques Référence	14
Figure I 11 la base du TRMS	15
Figure I 12 branchement des différents connecteurs	16
Figure I 13 les moments agissant sur le TRMS.....	18
Figure I 14 forces de gravités agissantes sur le TRMS.	19
Figure I 15 Moments de la force aérodynamique et de friction.	20
Figure I 16 Les forces agissantes sur le TRMS.....	22
Figure I 17 moments des forces dans le plan horizontal.	22
Figure I 18 Schéma bloc des moteurs.	24
Figure I 19 Schéma bloc du TRMS.....	26
Figure I 20 Schéma bloc du modèle vertical.	26
Figure I 21 Schéma bloc du modèle horizontal.....	27
Figure I 22 Réponse libre du système en mode vertical découplé.	29
Figure I 23 Réponse libre du système en mode horizontal découplé.	29
Figure I 24 Réponse libre du système en mode couplé.	30
Figure I 25 Réponse du système en boucle ouverte en mode vertical découplé pour un échelon 1v.....	30
Figure I 26 Réponse du système en boucle ouverte en mode horizontal découplé pour un échelon 1v. ..	31
Figure I 27 Réponse du système en boucle ouverte dans le mode couplé pour un échelon 1v.....	31

CHAPITRE II

Figure II 1 Structure de régulateur par commutation au niveau de l'organe de commande.	35
Figure II 2 Structure de régulateur par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	36
Figure II 3 Structure de réglage par ajout de la commande équivalente.	36
Figure II 4 Trajectoires de f^+ et f^- de pour le modeDe glissement.	38
Figure II 5 Fonction « SAT »	41
Figure II 6 Fonction « Smooth »	41
Figure II 7 Différentes formes des fonctions d'appartenance	44
Figure II 8 Représentation floue de la variable Vitesse.	44
Figure II 9 Structure de base d'un régulateur flou	46
Figure II 10 Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance.	47
Figure II 11 Principe des différentes méthodes de défuzzification	49
Figure II 12 Schéma d'un système asservi par un régulateur flou	50

CHAPITRE III

Figure III. 1 Schéma bloc de la commande VSC appliquée au système TRMS.	58
Figure III. 2 Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	59
Figure III. 3 Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	59

Figure III. 4 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	60
Figure III. 5 Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	60
Figure III. 6 Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	61
Figure III. 7 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	61
Figure III. 8 Réponses du système pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité :	62
Figure III. 9 Signaux de commande pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité :	62
Figure III. 10 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec une	63
Figure III. 11 Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	64
Figure III. 12 Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	64
Figure III. 13 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	65
Figure III. 14 Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	65
Figure III. 15 Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	66
Figure III. 16 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	66
Figure III. 17 Réponses du système pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité :	67
Figure III. 18 Signaux de commande pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité :	67
Figure III. 19 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec une	68
Figure III. 20 structure de la commande floue - glissant appliquée au système TRMS.....	69
Figure III. 21 Fuzzification des l'entrées.....	70
Figure III. 22 Fuzzification de la sortie.....	70
Figure III. 23 Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante. ...	72
Figure III. 24 Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante. .	72
Figure III. 25 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante.....	73
Figure III. 26 Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec la commande flou glissante....	73
Figure III. 27 Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante. .	74
Figure III. 28 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante.....	74
Figure III. 29 Réponses du système pour une référence carrée avec la commande flou-glissante.	75
Figure III. 30 Signaux de commande pour une référence carrée avec la commande flou-glissante.	75
Figure III. 31 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec la	76
Figure III. 32 variation de la force aérodynamique.....	77
Figure III. 33 Réponses du système pour une stabilisation avec perturbation externe.....	77
Figure III. 34 signaux de commande pour une stabilisation avec perturbation externe.....	78
Figure III. 35 erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation avec perturbation externe.....	78
Figure III. 36 Réponses du système pour une référence carrée avec perturbation externe.	79
Figure III. 37 Signaux de commande pour une référence carrée avec perturbation externe.	79
Figure III. 38 erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec perturbation externe.....	80

Liste Des Tableaux

CHAPITRE I

Tableau I 1	Parametres du modele.....	28
--------------------	---------------------------	----

CHAPITRE II

Tableau II 1	Operateurs de base de la logique floue.....	45
Tableau II 2	Designation standard des ensembles flous.	47
Tableau II 3	Methodes usuelles de l'inference floue	48

CHAPITRE II

Tableau III. 1	Règles d'inférence.	71
-----------------------	--------------------------	----

Introduction Generale

Introduction generale

Dans le domaine de l'automatique, l'étude des systèmes non linéaires constitue toujours un champ de recherche très riche. Contrairement aux systèmes linéaires pour les quels l'automatique fournit une panoplie de méthodes d'analyse et de synthèse de lois de la commande, les systèmes non linéaires ne disposent pas d'outils et de méthodes générales pour l'analyse et la synthèse.

Ceci est dû au fait que les systèmes non linéaires possèdent des structures extrêmement variées, des dynamiques complexes et peuvent présenter toutes sortes de comportements étranges.

La plupart des systèmes non linéaires sont caractérisés par des incertitudes structurelles et / ou non structurelles variantes dans le temps, ce qui rend leur commande très délicates et complexes à mettre en œuvre. Pour résoudre ce problème, plusieurs approches ont été développées dans la littérature.

Avec le progrès technologique des moyens de calcul numériques, la stabilisation des systèmes aéronautiques constitue à l'heure actuelle un axe de recherche et de développement très privilégié [18],[19],[39],[40],[41],[42],[43]. Pour des raisons de sécurité et de coût élevé, il est clair que les lois de commande développées ne peuvent être appliquées sur le système réel. En effet, des plates formes d'expérimentation ont été conçues afin de permettre de les tester sur des prototypes. Parmi ces systèmes, on trouve le simulateur de vol d'hélicoptère TRMS (Twin Rotor MIMO System).

Ce simulateur est un système multi variables à deux entrées et deux sorties, caractérisé par une forte non linéarité, un couplage important et une dynamique instable en boucle ouverte, ce qui rend sa commande très délicate et complexe à mettre en œuvre. Pour résoudre ce problème, plusieurs approches ont été développées dans la littérature.

La commande par mode glissant par exemple a largement prouvé son efficacité à travers les études théoriques rapportées [9],[19],[44],[45]. Cette commande qui est, par sa nature, est une commande non linéaire, possède cette caractéristique de robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface.

Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que la robustesse, la stabilité, et la simplicité.

Cependant Dans [9], ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients :

Le phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs,

Le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable. [19]

Pour remédier à cet inconvénient, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. les auteurs ont introduit une bande de transition autour de la surface de glissement qui consiste à remplacer la fonction de commutation dans la commande par une fonction de saturation.

A cet effet, D'autres approches [19],[46],[47],[48],[49],[50] ont été proposées combinant le mode de glissement avec la commande par logique floue pour développer une alternative appelée (fuzzy sliding mode control).

La commande par logique floue est une commande intelligente utilisée pour la commande des systèmes complexes ou mal identifiés. L'idée de base de cette approche est d'utiliser l'expérience d'un opérateur humain sur un procédé pour la synthèse du contrôleur.

A partir d'un ensemble de règles linguistiques décrivant la stratégie de commande, un algorithme de commande est construit avec des termes linguistiques définis comme des ensembles flous. Ces règles peuvent être obtenues à partir du modèle du système à commander.

Certains chercheurs ont essayé de trouver une similitude entre la commande floue et la commande par mode glissant et de combiner les deux lois de commande, c'est-à-dire la commande floue pour sa rapidité et sa facilité de mise en œuvre, et le régime glissant pour ses fondements théoriques rassurant du point de vue stabilité et robustesse. Cette combinaison reliant les avantages d'invariance par rapport aux incertitudes et aux perturbations de la commande à régime glissant avec ceux de la rapidité et de la bonne poursuite de trajectoire de la commande floue, permet de s'affranchir des problèmes de broutement de la commande par mode glissant et de déficit en outils d'analyse de la commande à base de la logique floue sans oublier la diminution du nombre de règles floues . [19]

Dans notre travail nous étudierons l'application de l'algorithme d'optimisation par essaim de particules pour la synthèse des régulateurs flou-glissants afin de pouvoir commander notre système TRMS.

Ce mémoire est organisé en une introduction, trois chapitres et une conclusion:

✚ Le premier chapitre est nous présentons le système en question, ses constituants, son principe de fonctionnement, et l'environnement de développement ,

Et aussi il est consacré à une modélisation analytique du TRMS, suivie de quelques simulations en boucle ouverte.

✚ Dans le deuxième chapitre, nous présentons un rappel théorique sur la commande par mode de glissement et la commande par la logique floue.

✚ Le troisième chapitre, est consacré à l'étude et la synthèse de la commande par mode glissant et la commande hybride flou-glissante pour résoudre le problème de la stabilité et la poursuite d'une trajectoire de référence pour le TRMS.

Enfin, une conclusion générale résumant et évaluant les résultats trouvés dans le cadre de ce mémoire est donnée.

*Présentation
Et
Modélisation
Du Simulateur de
vol
D'hélicoptère*

I.1 Introduction

Un hélicoptère classique possède deux types de rotors. Le premier est appelé « rotor principal » monté horizontalement, il est composé de 2 à 8 pales séparées, produisant la portance. Le deuxième est appelé « rotor de anti-couple » monté verticalement. La fonction du rotor anti-couple est d'éliminer l'effet produit par le rotor principal. En effet, le rotor principal (en tournant les pales dans la direction des aiguilles d'une montre) va créer un mouvement du fuselage dans la direction opposée, ce qui nécessite un couple opposé pour le stabiliser.

Quelque soit le but recherché, la connaissance d'un système dynamique requiert une modélisation mathématique de plus en plus précise. La recherche de cette précision conduit souvent à une modélisation sous forme d'équations différentielles à structure non linéaire.

Le simulateur, représente un système multi-variable « MIMO » constitué de deux sous Systèmes élévation « tangage » et azimut « lacet » fortement couplés. Il s'agit aussi d'un système non linéaire et instable en boucle ouverte.

Dans l'automatique, modéliser un système consiste à établir un ensemble de relations mathématiques qui permettent de décrire avec précision suffisante les interactions entre le système et son environnement. Lorsque les relations citées auparavant sont issues des équations de la physique, le modèle obtenu est dit modèle de connaissance, ces relations découlent des observations disponibles sur le système.

I.2 Généralité sur l'hélicoptère bi rotor [51]

L'hélicoptère est un giravion dont la sustentation est assurée par un rotor ou ensemble de pales tournant autour d'un axe sensiblement vertical.

Ce rotor, entraîné par un moteur, assure à la fois la sustentation et la propulsion de l'hélicoptère. Ce dernier est donc capable de vol stationnaire, de décollage et atterrissage vertical, et de déplacement dans toutes les directions.

Un rotor auxiliaire nécessaire à la stabilisation de l'appareil est placé à l'extrémité du fuselage.

I.2.1 Terminology

- (1) Rotor principal.
- (2) Rotor anticouple.
- (3) Cabine biplace.
- (4) Radar météo.
- (5) Réservoir.
- (6) Compartiment à bagages.
- (7) Turbine.
- (8) Bielle de commande de pas.
- (9) Porte d'accès.
- (10) Détecteur de givre.
- (11) Pale en matériau composite.
- (12) Grilles d'entrée d'air.
- (13) Plan fixe (avec dégivrage)

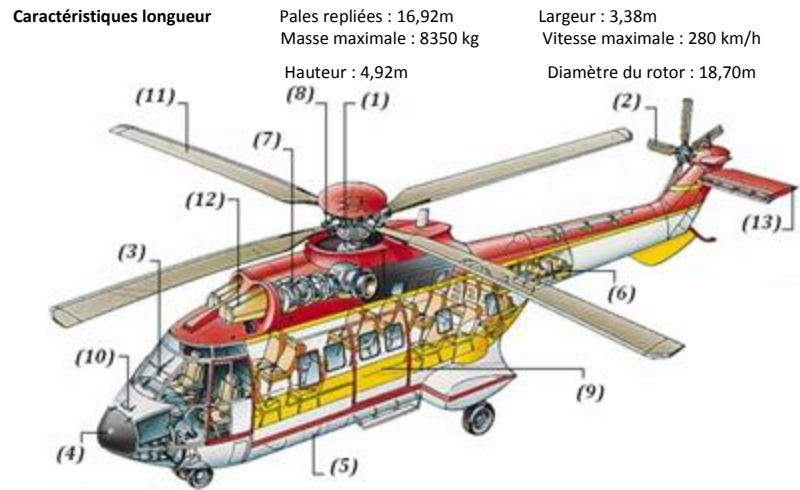


Figure I.1 Schéma hélicoptère

Un hélicoptère est composé :

- D'une cellule comprenant le poste de pilotage et l'espace pour le fret ou les passagers.
- D'un ou plusieurs moteurs et leurs équipements.
- D'un rotor principal.
- D'un rotor anti-couple.
- D'équipements.

La cellule se décompose en trois sous-parties :

- **La partie avant** : le poste de pilotage.
- **La partie centrale** : espace fret ou cargo.
- **La partie arrière** : queue ou empennage.

La motorisation peut être à pistons ou à turbine, telle que la puissance est transmise à une boîte de transmission principale « BTP » qui est réducteur de vitesse.

La boîte de transmission principale entraîne le rotor principal et transmet la puissance au rotor arrière par un arbre de transmission.

Le rotor principal est une grande hélice constitué par :

- Un moyeu.

- Des pales. De profil aérodynamique, elles se comportent comme des ailes d'avion.

Les pales sont fixées au moyeu par trois axes :

- Un axe de battement.
- Un axe de trainée.
- Un axe de changement de pas.

Le rotor arrière anti-couple sert à contrer la réaction engendrée par la rotation du rotor principal qui tend à entraîner la cellule en sens inverse du rotor.

I.2.2. Principe du Vol d'un Hélicoptère

Appréhender un principe de vol (simple ou composé) va suivant le niveau de son explication présentée. A travers les meilleures gestions courantes, le principe du vol de l'hélicoptère se présente comme suit :

a) Principe de décollage d'un hélicoptère

Décollage : le plateau est descendu (pas collectif), tirant sur les biellettes d'inclinaison des pales. La portance augmente et l'appareil décolle. Le levier de commande du pas général (ou collectif) est habituellement situé à gauche du pilote, en le tirant vers le haut, on augmente le pas, en le rabattant, on le diminue. La commande des gaz est située au bout de ce levier.

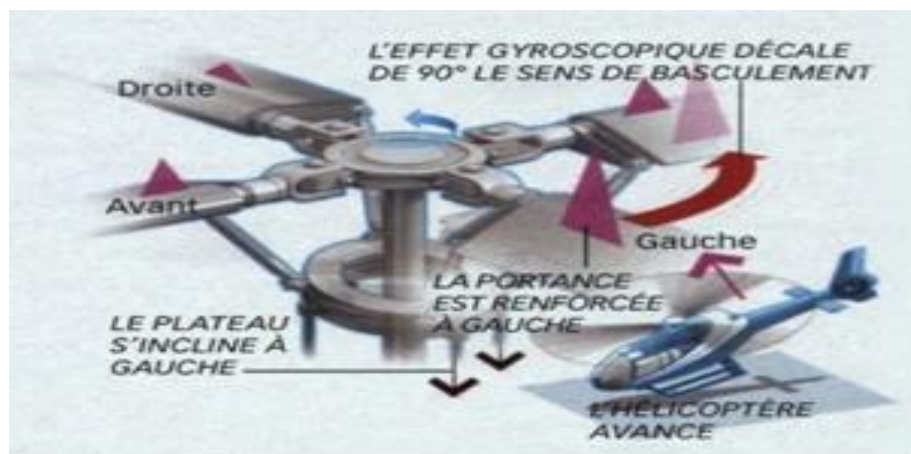


Figure I.2 Principe de décollage d'un hélicoptère.

b) Principe de l'avance d'un hélicoptère

Avance : le plateau est incliné à gauche (pas cyclique), créant un surplus de portance de ce côté qui déséquilibre l'appareil. Celui-ci bascule non pas vers la gauche mais vers l'avant car la rotation crée un effet gyroscopique qui décale de 90° le mouvement. L'inclinaison du rotor est déclenchée par la commande de pas cyclique situé entre les jambes du pilote.

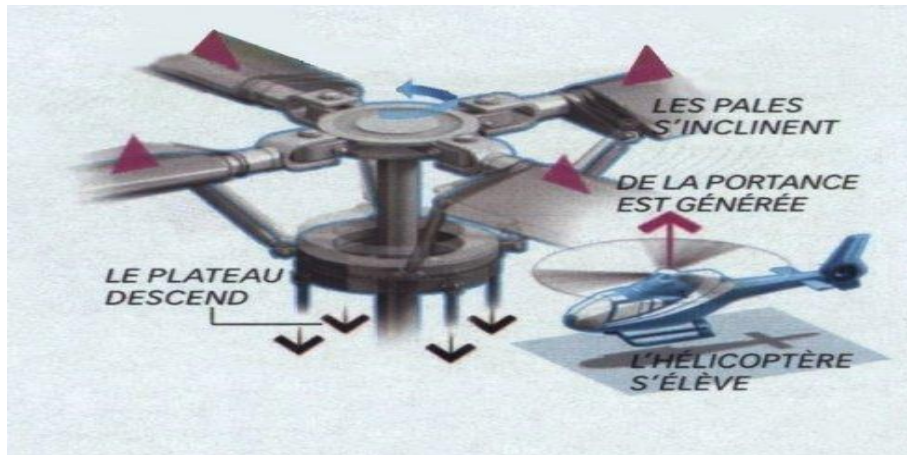


Figure I.3 Principe de l'avance d'un hélicoptère.

c) Principe de l'arrêt d'un hélicoptère

Arrêt : le plateau est incliné vers la droite (pas cyclique). La portance augmente de ce côté et l'hélicoptère se cabre (même effet gyroscopique que pour l'avance).

Anti couple : la rotation du rotor principal (vue rotor d'Alouette II) engendre un couple qui à tendance à faire tourner l'appareil sur lui-même. Le rotor anti couple placé en bout de queue contre cet effet. Commandé par le palonnier, il permet aussi d'orienter l'appareil.

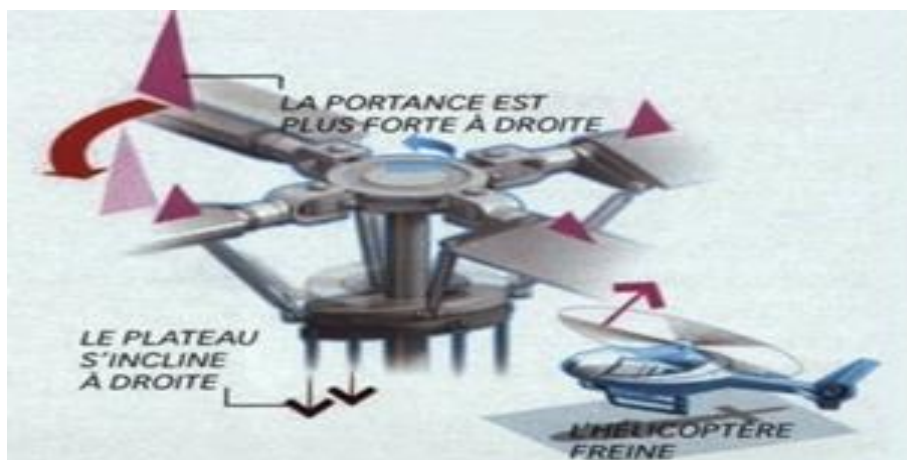


Figure I.4 Principe de l'arrêt d'un hélicoptère.

I.3. Les forces agissantes sur l'hélicoptère en vol

Nous supposons, pour simplifier la présentation du vol de l'hélicoptère, que les pales du rotor principal décrivent un disque dont l'axe passe par le centre de gravité de l'hélicoptère.

En vol, l'hélicoptère est soumis à trois forces (Figure I.5) :

- Le poids, appliqué au centre de gravité.
- La force générée par le rotor (portance).

- La traînée générale de l'appareil provoquée en vol de translation, par résistance de l'air sur la structure [5][7][17].

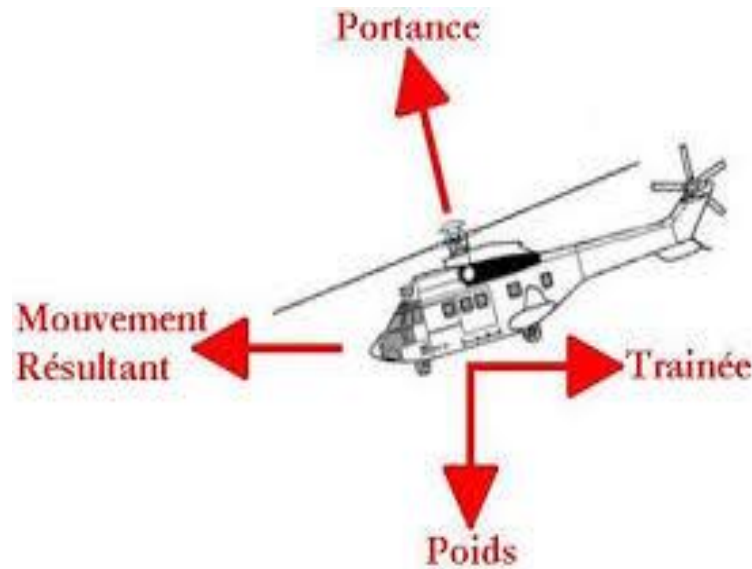


Figure I.5 forces agissantes sur l'hélicoptère.

Pour que l'hélicoptère soit en équilibre, il faut que la résultante du poids et de la traînée soit égale et opposée à la force générée par le rotor. La résultante des forces est alors nulle et le vol est stabilisée : si l'hélicoptère est immobile il le demeure, s'il est soumis à une translation, son mouvement est rectiligne. Le mouvement de l'hélicoptère résulte des variations en intensité et en direction de la portance [7].

I.4. Présentation du système TRMS

La maquette étudiée au nom du TRMS se référant à Twin Rotor Mimo System. Il s'agit d'un système non linéaire à deux entrées modélisant un hélicoptère. Le concept est fourni par la société Feedback spécialisée dans la conception d'équipements d'ingénierie. A l'origine, la maquette est contrôlée par un logiciel fonctionnant sous Matlab. L'acquisition des signaux et l'envoi des commandes sont faits via les cartes d'acquisition de la compagnie Advantech. A chaque extrémité d'une tige pivotant par rapport à la base se trouvent deux hélices entraînées par deux moteurs à courant continu. L'hélice de queue assure un déplacement horizontal alors que l'hélice principale permet un déplacement vertical. Un contre poids permet d'ajuster une position d'équilibre désirée [1].

Deux encodeurs optiques HEDS-95440 montés au niveau du pivot indiquent les positions horizontales et verticales de la tige.

Deux tachymètres installés sur les moteurs (un sur chaque moteur) indiquent la vitesse angulaire des moteurs. Le contrôle du système se fait par la commande en tension des deux moteurs [5][7][18].

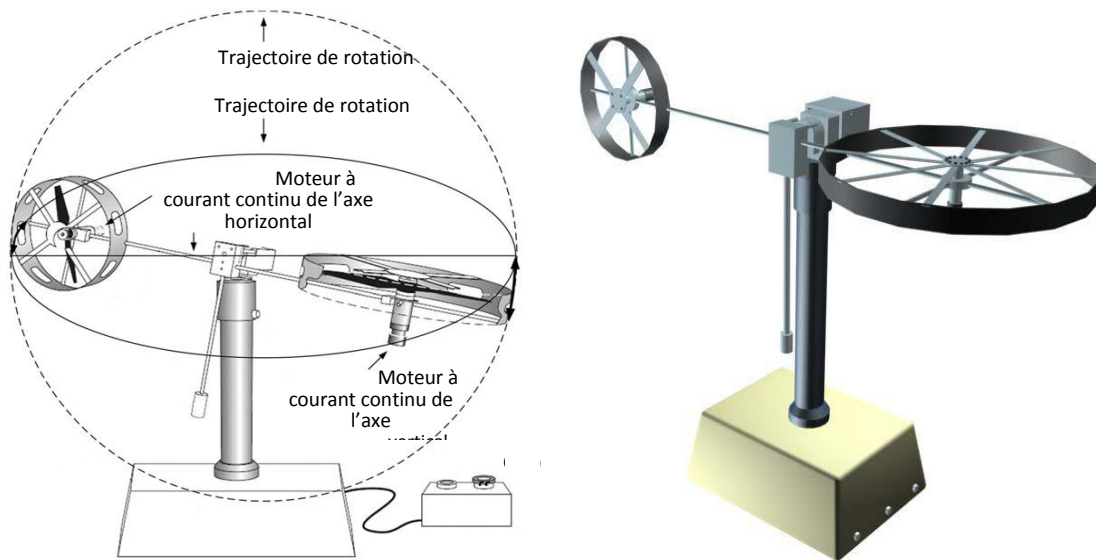


Figure I.6 Simulateur TRMS [5] [7].

Il est important de noter les limitations physiques du système. La position verticale est limitée entre -70 et $+60$ et elle prend compte du fait que les déplacements verticaux sont positifs dans le sens contraire de rotation de la montre (positive en haut et négative en bas).

I.5. Description du simulateur

Le TRMS (Twin Rotor MIMO System) est un système physique aérodynamique conçu pour le développement et l'implémentation de nouvelles lois de commandes. Ceci inclut, la modélisation de la dynamique du système, l'identification, l'analyse et la conception de divers contrôleurs par des méthodes classiques et modernes.

Son comportement ressemble à celui d'un hélicoptère, de point de vue de commande ; il présente un système non linéaire d'ordre supérieur avec des couplages significatifs.

Le TRMS est formé de [Figure I.6]:

- une poutre qui peut pivoter sur sa base de telle manière qu'elle puisse tourner librement dans le plan vertical et horizontal.
- Deux propulseurs (principal et secondaire) fixées aux deux extrémités de la poutre, ils sont formés d'une hélice, un moteur à courant continu ainsi qu'un bouclier pour des raisons de sécurités.
- Un contrepoids fixé sur la tige à son pivot, son rôle est de diminuer les vibrations (oscillations) de la poutre.

- Une tour pour maintenir la poutre
- Une base comprenant des circuits électroniques pour l'adaptation, synchronisation et filtrage des signaux entrants et sortants
- Un boîtier de marche/arrêt des moteurs

Le modèle du TRMS est multi-variable à deux entrées et deux sorties (MIMO 2*2). Les sorties étant l'angle d'élévation et l'angle d'azimut, les entrées étant les tensions appliquées aux deux moteurs.

L'articulation sphérique permet à la poutre de pivoter simultanément dans le plan horizontal et vertical, c'est un système à deux degrés de liberté, mais on peut restreindre le mouvement à un degré de liberté par de 2 vis. (Figure I.7)



Figure I.7 Vis de fixation de la tige.

L'objectif de commande est de faire pivoter la poutre autour des deux axes rapidement et avec précision, et cela en variant les forces aérodynamiques des deux propulseurs. Dans un hélicoptère normal la force aérodynamique est commandée en changeant l'angle d'attaque. Néanmoins dans le TRMS cet angle est fixé, et les forces aérodynamiques sont commandées en changeant la vitesse des propulseurs. [1] [5] [7]

I.5.1. Propulseurs

Le TRMS possède deux propulseurs, un principal qui agit dans le plan vertical, et l'autre secondaire qui agit dans le plan horizontal. Chaque propulseur est composé d'une hélice. Ces derniers sont entraînés par des moteurs à courant continu (marque MAXON), couplés avec des tachymètres. La tension de commande varie entre ± 2.5 V, le signe de la tension indique le sens de rotation [1].

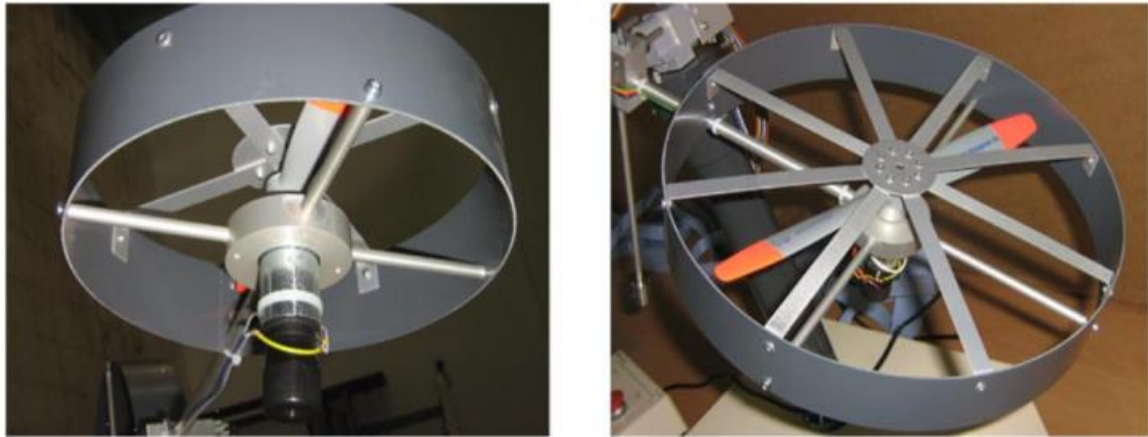


Figure I.8 Les propulseurs du TRMS [1].

I.5.2. Commande des moteurs

Le principe des moteurs électriques à courant continu utilisés est que leurs vitesses de rotation est proportionnelle à la tension qui leur est appliquée. Le mécanisme utilisé est un hacheur, qui est un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue qui produit aux bornes du moteur une tension de valeur moyenne réglable. Ce hacheur est commandé par des trains d'impulsions (MLI) qui sont générés à partir du signal de commande provenant du PC à travers la carte d'acquisition [7].

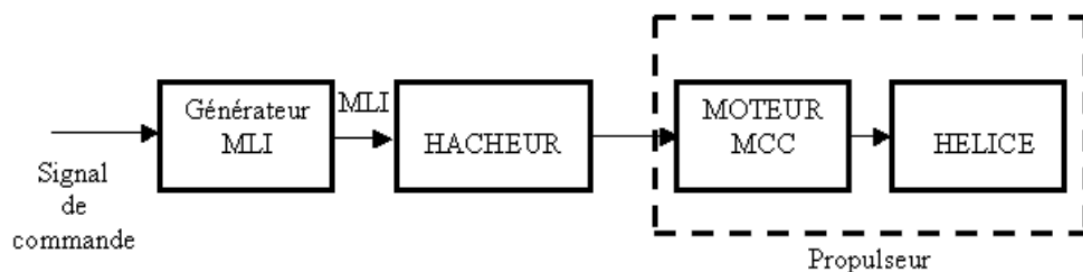


Figure I.9 Schéma synoptique du fonctionnement du propulseur [1].

I.5.3. Les encodeurs optiques

Le TRMS à deux capteurs pour mesurer l'orientation de la poutre dans l'espace, ils se situent à l'intérieur du pivot sphérique de la poutre. Il s'agit de deux encodeurs optiques incrémentaux : le principe de fonctionnement est le suivant (Figure I.10):

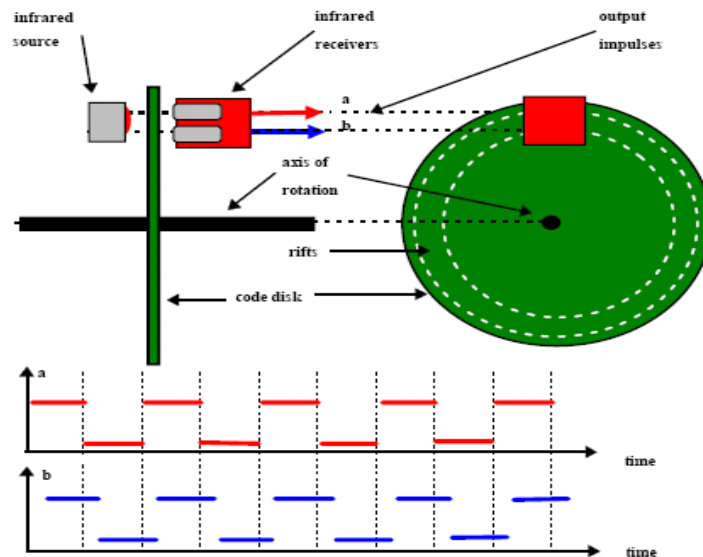


Figure I.10 encodeurs optiques [7].

Les faisceaux lumineux émis par les deux photos diodes (A et B) passent par deux anneaux de fentes sur le disque. Les fentes ont une différence de phase, de sorte que la tension des récepteurs (A et B) soit des ondes rectangulaires avec une différence de phase. Le signe de la différence de phase permet de déterminer la direction de la rotation .

I.5.4. La base du TRMS

À l'arrière de la base on trouve les différentes connectiques(Figure I.11):

- **Connecteur ON / Off** : fiche DIN pour connecter la boîte de l'intercepteur ON/OFF des moteurs
- **Sélecteur 110/220v**
- **Fiche d'alimentation 110/220 V**
- **Connecteur CN1** : il se branche avec le PL1 de la boîte d'adaptation, avec une large nappe 40 pistes. Les signaux sont ceux des deux capteurs de positions, c'est des signaux digitaux sur 16 bits,
- **Connecteur CN2** : il se branche avec PL3, avec une nappe 20 pistes. Les signaux sont les tensions de commandes des deux moteurs
- **Connecteur CN3** ; il se branche avec PL2, avec une nappe 20 pistes. Les signaux sont ceux des tachymètres

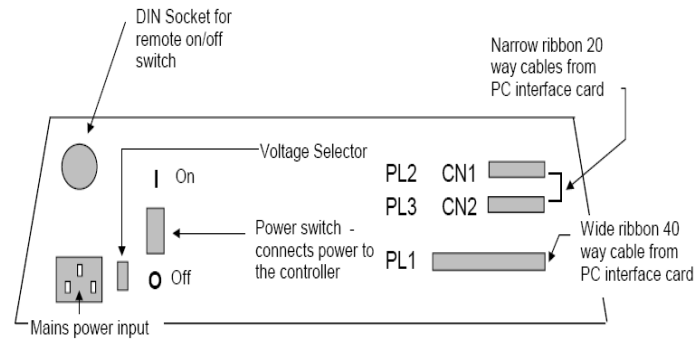


Figure I.11 la base du TRMS [7].

I.5.5. Boîtier marche/arrêt

C'est un petit boîtier avec deux boutons poussoirs pour, l'un vert pour fermer le circuit d'amplification des moteur, et l'autre rouge pour l'ouvrir et couper l'alimentation, son rôle principal est de protéger les moteurs en cas de mauvaise manœuvre par l'utilisateur. Il est connecté à l'arrière de la base du TRMS [7].

I.5.6. Le (SCSI BOX)

La (SCSI BOX) (figure I.12) a comme rôle d'adapter les signaux entre la carte d'acquisition et les différents connecteurs de la base du TRMS, et aussi séparer ces différents signaux en fonction de leurs types.

La boîte dispose de quatre connecteurs : [7]

- Un connecteur 68 pins pour connecter le câble global 68 pin SCSI de la carte d'acquisition
- Un grand connecteur PL1 pour les entrées digitales des capteurs de positions (deux encodeurs optiques)
- Un petit connecteur PL2 pour les sorties analogiques (deux tensions de commandes des moteurs)
- Un autre petit connecteur PL3 pour les entrées analogiques (retour tachymétrique des deux moteurs)

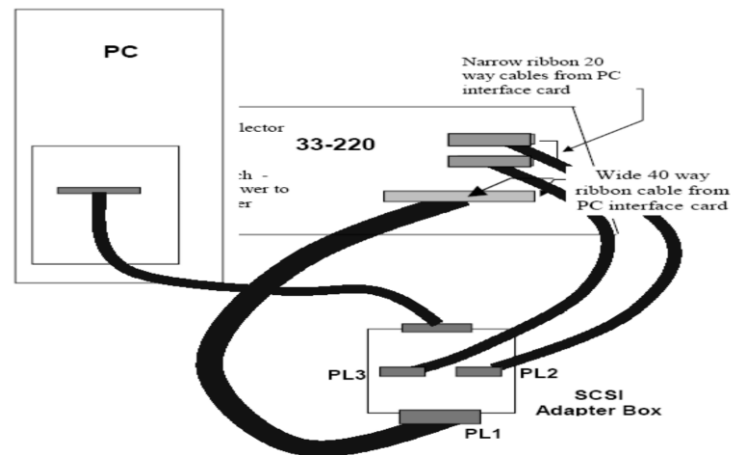


Figure I.12 branchement des différents connecteurs [7].

I.5.7. Carte d'acquisition : ADVANTECH PCI 1711

C'est une carte d'acquisition universelle qui s'installe sur le port PCI du PC de commande et dispose de connecteurs extérieurs pour des entrées/sorties analogiques et digitaux. Ces principales caractéristiques sont : [7]

- La fonction Plug & Play
- 16 entrées analogiques configurables 16 simples (single-ended) ou source flottante
- Convertisseurs A/D industriels normalisés à approximations successives
- 12 bits utilisés pour la conversion des entrées analogiques
- La fréquence maximale d'échantillonnage est de 100KHz.
- Gamme des entées analogiques est programmables et contrôlable par software*
- Chaque canal à sa gamme individuelle stockée dans la RAM de la carte
- 2 sorties analogiques (convertisseur D/A)
- 16 canaux d'entées digitales
- 16 canaux de sorties digitales
- Un compteur/timer programmable
- Scanne automatique des gains/canaux.

Son principal rôle dans notre application, c'est qu'elle permet la commande digitale d'un système continu à travers un PC, en convertissant les signaux analogiques en numériques et vice-versa. Dans notre cas, on utilise :

- Deux sorties analogiques (convertisseur D/A) pour délivrer les tensions de commandes de références
- Les entrées digitales des deux encodeurs optiques pour mesurer l'angle d'élévation et d'azimut de la poutre

- Deux entrées analogiques (convertisseur A/D) pour récupérer le retour tachymétrique des deux moteurs .

I.6. Modélisation du TRMS

Le simulateur, représente un système multi-variable « MIMO » constitué de deux sous-systèmes élévation « tangage » et azimut « lacet » fortement couplés. Il s'agit aussi d'un système non linéaire et instable en boucle ouverte [1].

Dans l'automatique, modéliser un système consiste à établir un ensemble de relations mathématiques qui permettent de décrire avec précision suffisante les interactions entre le système et son environnement. Lorsque les relations citées auparavant sont issues des équations de la physique, le modèle obtenu est dit modèle de connaissance, ces relations découlent des observations disponibles sur le système [7].

I.6.1. Modèle non linéaire

Le modèle physique est développé sous certaines hypothèses simplificatrices :

- La dynamique des sous-systèmes de propulsion peut être décrite par des équations différentielles du premier ordre.
- Les frottements dans le système sont du type visqueux..
- Les sous-systèmes hélices-air peuvent être décrits par les postulats de la théorie de l'écoulement aérodynamique [2].

I.6.2. Modèle dynamique

Le modèle physique est développé sous certaines hypothèses simplificatrices. En premier lieu, on suppose que les dynamiques du sous-système rotor sont représentées par des équations différentielles du premier ordre. De plus, on suppose que les frottements sont de type visqueux, et que le sous-système hélice-air peut être décrit par les lois d'écoulement aérodynamiques [2] [5] [7].

Les deux rotors sont commandés par des moteurs électriques à vitesse variable permettant au système de tourner dans un plan vertical et horizontal (tangage et lacet).

I.6.2.1 Modélisation de la dynamique d'élévation

Considérons le mouvement de la poutre uniquement dans le plan vertical (rotation autour de l'axe horizontal), la seconde loi de Newton donne : [1] [2]

$$M_v = J_v \frac{d^2 \alpha_v}{dt^2} \quad (I.1)$$

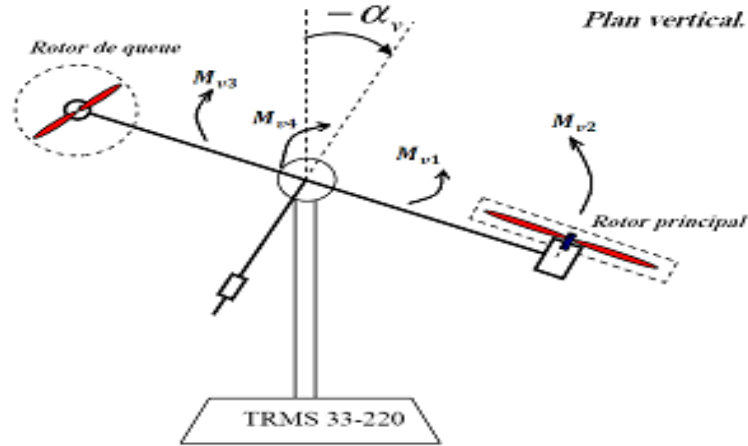


Figure I.13 les moments agissant sur le TRMS.

Avec :

$$M_v = \sum_{i=1}^4 M_{vi} \quad (I.2)$$

$$J_v = \sum_{i=1}^8 J_{vi} \quad (I.3)$$

L'équation peut être écrite sous la forme :

$$J_v \ddot{\alpha}_v = M_{v1} + M_{v2} + M_{v3} + M_{v4} \quad (I.4)$$

Où :

M_v : La somme des moments dans le plan vertical

J_v : La somme des moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal

α_v : L'angle d'élévation de la tige

M_{v1} : Moment de la gravitation

M_{v2} : Moment de la force aérodynamique

M_{v3} : Moment de la force centrifuge

M_{v4} : Moment de friction

Les différents moments sont calculés comme suit :

a. Moment gravitationnel M_{v1}

Pour déterminer les moments de la gravitation appliqués à la poutre et qui la mettent en rotation autour de l'axe horizontal, on considère la situation illustrée dans la figure I.12.

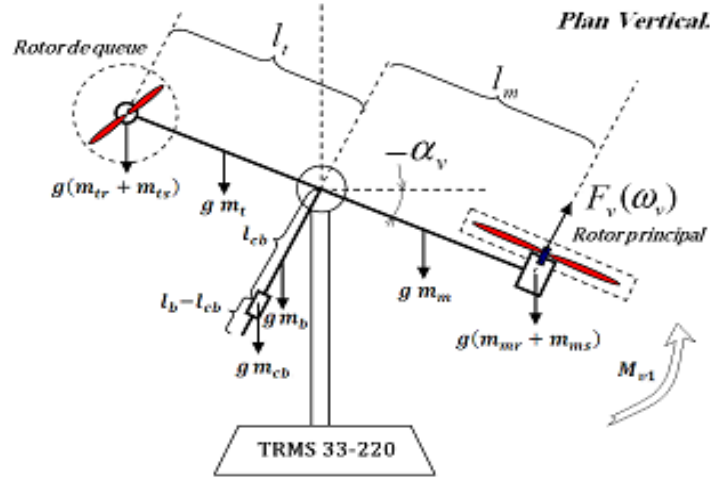


Figure I.14 forces de gravités agissantes sur le TRMS.

$$M_{v1} = g \left\{ \left[\left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t - \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m \right] \cos \alpha_v - \left(\frac{m_b}{2} l_b + m_{cb} l_{cb} \right) \sin \alpha_v \right\} \quad (I.5)$$

Qui peut être écrite :

$$M_{v1} = g \{ [A - B] \cos \alpha_v - C \sin \alpha_v \} \quad (I.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} A = \left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t \\ B = \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m \\ C = \left(\frac{m_b}{2} l_b + m_{cb} l_{cb} \right) \end{cases} \quad (I.7)$$

Où :

M_{v1} : Le moment correspondant aux forces de gravités

m_{mv} : La masse du rotor principal

m_m : La masse de la partie principale de la tige

m_{tr} : La masse du rotor secondaire

- m_t : La masse de la partie secondaire de la tige
- m_{cb} : La masse du contrepoids
- m_b : La masse de la tige du contrepoids
- m_{ms} : La masse du l'hélice principale
- m_{ts} : La masse de l'hélice secondaire
- l_m : La longueur de la partie principale de la tige
- l_t : La longueur de la partie secondaire de la tige
- l_b : La longueur de la tige du contrepoids
- l_{cb} : La distance entre le contrepoids et l'articulation
- g : L'accélération gravitationnelle

b. Moment de la force aérodynamique M_{v2}

Pour déterminer les moments des forces propulsives appliquées à la tige on considère la situation suivante illustrée dans la figure I.13

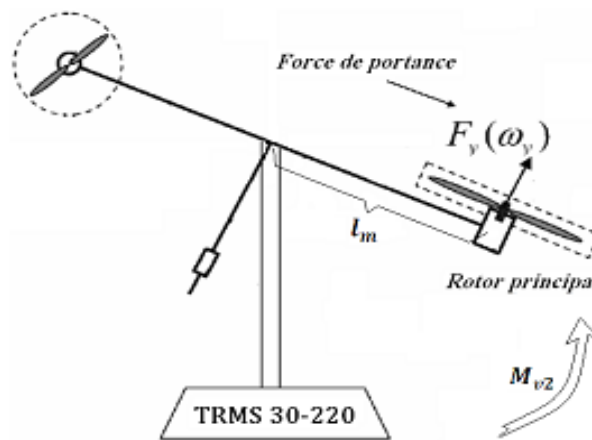


Figure I.15 Moments de la force aérodynamique et de friction.

$$M_{v2} = l_m F_v(\omega_m) \quad (I.8)$$

Où :

M_{v2} : Le moment de la force aérodynamique développé par le rotor principal

ω_m : La vitesse angulaire du rotor principal

$F_v(\omega_m)$: Exprime la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire du moteur. Elle doit être mesurée expérimentalement

c. Moment des forces centrifuge M_{v3}

$$M_{v3} = -\Omega_h^2 \left\{ \left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t + \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m + \left(\frac{m_b}{2} l_b + m_{cb} l_{cb} \right) \right\} \sin \alpha_v \cos \alpha_v \quad (I.9)$$

Avec :

$$\Omega_h = \frac{d\alpha_h}{dt} \quad (I.10)$$

Ω_h : Vitesse angulaire de la tige autour de l'axe vertical et α_h est l'angle d'azimut de la tige On peut écrire (I.9) sous forme compacte :

$$M_{v3} = -\Omega_h^2 (A + B + C) \sin \alpha_v \cos \alpha_v \quad (I.11)$$

d. Moment de friction M_{v4}

$$M_{v4} = -\Omega_v k_v \quad (I.12)$$

Avec :

$$\Omega_v = \frac{d\alpha_v}{dt} \quad (I.13)$$

Ω_v : La vitesse angulaire autour de l'axe horizontal

k_v : Constante de friction.

e. Moment d'inertie J_v

D'après la figure [I.13] on peut déterminer le moment d'inertie par rapport à l'axe horizontal. On remarque que ce moment est indépendant de l'angle d'élévation .

$$\left\{ \begin{array}{l} J_{v1} = m_{mr} l_m^2 \\ J_{v2} = m_m \frac{l_m^2}{3} \\ J_{v3} = m_{cb} l_{cb}^2 \\ J_{v4} = m_b \frac{l_b^2}{3} \\ J_{v5} = m_{tr} l_t^2 \\ J_{v6} = m_t \frac{l_t^2}{3} \\ J_{v7} = \frac{m_{ms}}{2} r_{ms}^2 + m_{ms} l_m^2 \\ J_{v8} = m_{ts} r_{ts}^2 + m_{ts} l_t^2 \end{array} \right. \quad (I.14)$$

Ou :

r_{ms} Le rayon de l'hélice principale

r_{ts} Le rayon de l'hélice secondaire

I.6.2.2. Modélisation de la dynamique azimuthale [1] [2]

De la même manière que pour le sous-système d'élévation, le mouvement de la poutre dans le plan horizontal peut être décrit par la deuxième loi de Newton :

$$M_h = J_h \frac{d^2 \alpha_h}{dt^2} \quad (I.15)$$

Où : M_h est la somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal, et J_h est la somme des moments d'inertie par rapport à l'axe vertical.

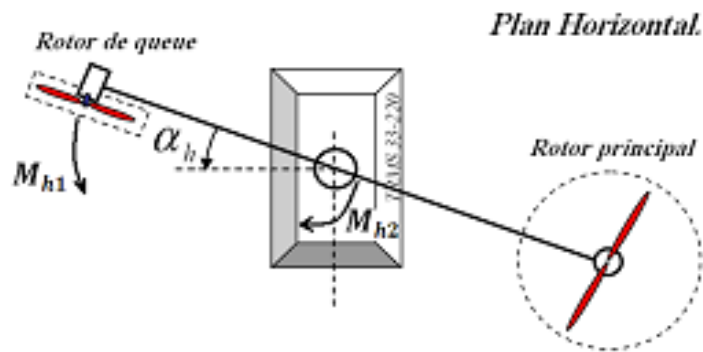


Figure I.16 Les forces agissantes sur le TRMS.

Ainsi :

$$M_h = \sum_{i=1}^2 M_{hi} \quad (I.16)$$

$$J_h = \sum_{i=1}^8 J_{hi} \quad (I.17)$$

a. Moment de la force aérodynamique

Pour déterminer les moments de forces appliquées à la tige, on considère le cas présenté dans (la figure I.14)

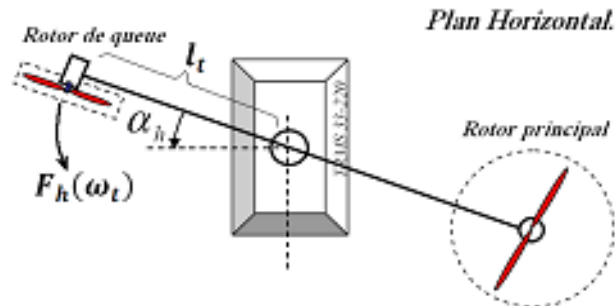


Figure I.17 moments des forces dans le plan horizontal.

$$M_{h1} = l_t F_h(\omega_t) \cos \alpha_v \quad (I.18)$$

Où : ω_t : La vitesse angulaire du rotor secondaire

$F_h(\omega_t)$: Exprime la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire du rotor secondaire

b. Moment de friction

$$M_{h2} = -\Omega_h k_h \quad (I.19)$$

Avec : k_h Constante de friction

c. Moment d'inertie

Les moments d'inertie relative à l'axe vertical sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} J_{h1} = \frac{m_m}{3} (l_m \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h2} = \frac{m_t}{3} (l_t \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h3} = \frac{m_b}{3} (l_b \sin \alpha_v)^2 \\ J_{h4} = m_{tr} (l_t \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h5} = m_{mr} (l_m \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h6} = m_{cb} (l_{cb} \sin \alpha_v)^2 \\ J_{h7} = \frac{m_{ts}}{2} r_{ts}^2 + m_{ts} (l_{ts} \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h8} = m_{ms} r_{ms}^2 + m_{ms} (l_m \cos \alpha_v)^2 \end{array} \right. \quad (I.20)$$

Ou sous forme compacte :

$$J_h(\alpha_v) = D \cos^2 \alpha_v + E \sin^2 \alpha_v + F \quad (I.21)$$

Où : D, E et F sont des paramètres constantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} D = \frac{m_b}{3} l_b^2 + m_{cb} l_{cb}^2 \\ E = \left(\frac{m_m}{3} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m^2 + \left(\frac{m_t}{3} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t^2 \\ F = m_{ms} r_{ms}^2 + \frac{m_{ts}}{2} r_{ts}^2 \end{array} \right. \quad (I.22)$$

Où :

J_{tr} : Le moment d'inertie dans le moteur secondaire.

J_{mr} : Le moment d'inertie dans le moteur principale.

S_v : Le moment angulaire dans le plan vertical.

S_h : Le moment angulaire dans le plan horizontal.

I.6.2.3. Modélisation de la dynamique des propulseurs

$$I\dot{\omega} = \frac{K_i}{R}(u - K_b\omega) - T_L \quad (I.23)$$

Avec :

ω : Vitesse angulaire du moteur (rad/s).

u : Tension de commande (V).

I : Moment d'inertie.

R : Résistance de l'armature.

K_b : Constante de la FEM.

K_i : Constante du couple.

T_L : Couple résistant généré par la charge.

La charge, T_L , ici représente les frottements mécaniques et les frottements aérodynamiques générés par la rotation de l'hélice. Puisque ces frottements sont difficiles à modéliser, on a introduit une nouvelle variable U_{vv} pour le vertical et U_{hh} pour l'horizontal ainsi que deux fonctions non linéaires statiques. [1] [2]

Le sous-système devient alors un système de premier ordre avec une fonction non linéaire à sa sortie :

$$\begin{cases} \frac{du_{vv}}{dt} = \frac{1}{T_{mr}}(-u_{vv} + K_{mr}u_v) \\ \omega_m = p_v(u_{vv}) \end{cases} \quad (I.24)$$

$$\begin{cases} \frac{du_{hh}}{dt} = \frac{1}{T_{tr}}(-u_{hh} + K_{tr}u_h) \\ \omega_t = p_h(u_{hh}) \end{cases} \quad (I.25)$$

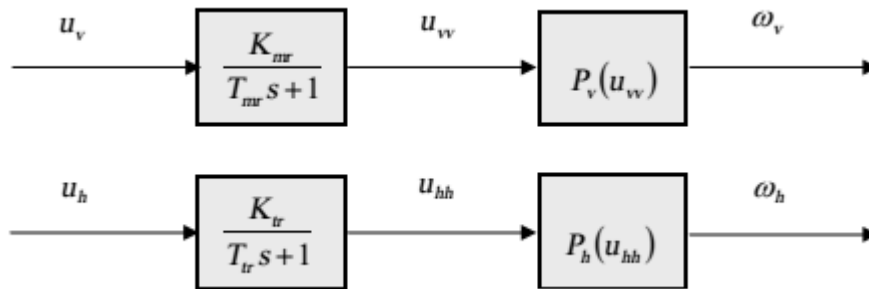


Figure I.18 Schéma bloc des moteurs.

Où

T_{mr} : La constante du temps du moteur principal.

T_{tr} : La constante du temps du moteur secondaire.

K_{mr} : Le gain statique du moteur principal.

K_{tr} : Le gain statique du moteur secondaire .

I.6.3. Modèle d'état

En utilisant les équations précédentes, on peut écrire les équations décrivant le mouvement du système comme suit :

$$\frac{dS_v}{dt} = \frac{l_m F_v(\omega_m) - \Omega_v k_v + g((A-B)\cos\alpha_v - c\sin\alpha_v) - \frac{1}{2}\Omega_h^2(A+B+C)\sin 2\alpha_v}{J_v} \quad (I.26)$$

$$\frac{d\alpha_v}{dt} = \Omega_v \quad (I.27)$$

$$\Omega_v = \frac{S_v + J_{tr}\omega_t}{J_v} \quad (I.28)$$

$$\frac{dS_h}{dt} = \frac{l_t F_h(\omega_t)\cos\alpha_v - \Omega_h k_h}{J_h(\alpha_v)} \quad (I.29)$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = \Omega_h \quad (I.30)$$

$$\Omega_h = \frac{S_h + J_{mr}\omega_m \cos\alpha_v}{J_h(\alpha_v)} \quad (I.31)$$

En choisissant comme :

➤ Entrée : $U = [U_v \ U_h]^T$

➤ Vecteur d'état : $X = [\alpha_v \ S_v \ u_v \ \alpha_h \ S_h \ u_{hh}]^T$

➤ Sortie : $Y = [\alpha_v \ \alpha_h]^T$

On obtient le modèle d'état ci-dessous : (I.32)

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{x_2 + J_{tr}P_h(x_6)}{J_v} \\ \dot{x}_2 &= l_m F_v(P_v(x_3)) - k_v \left[\frac{x_2 + J_{tr}P_h(x_6)}{J_v} \right] + g((A-B)\cos(x_1) - c\sin(x_1)) \\ &\quad - \frac{1}{2} \left[\frac{x_5 + J_{mr}P_v(x_3)\cos(x_1)}{J_h(x_1)} \right]^2 (A+B+C)\sin(2x_1) \end{aligned}$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{T_{mr}}(-x_3 + K_{mr}u_1)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{x_5 + J_{mr}P_v(x_3)\cos(x_1)}{J_h(x_1)}$$

$$\dot{x}_5 = l_t F_h(P_h(x_6))\cos(x_6) - k_h \left[\frac{x_2 + J_{mr}P_v(x_3)\cos(x_1)}{J_h(x_1)} \right]$$

$$\dot{x}_6 = \frac{1}{T_{tr}}(-x_6 + K_{tr}u_2)$$

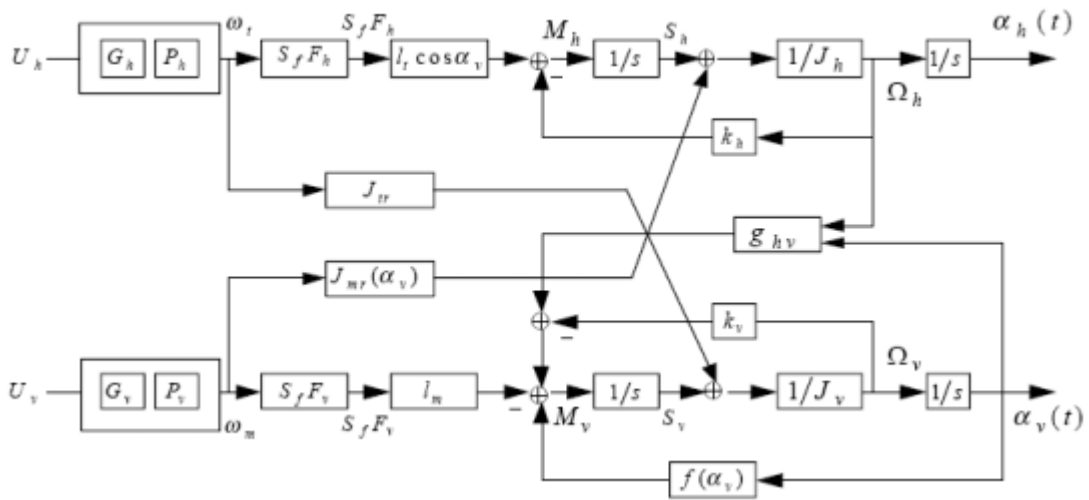


Figure I.19 Schéma bloc du TRMS.

I.6.4. Le modèle découplé

En contraignant le mouvement de la tige dans un seul plan soit l'horizontal ou le vertical, on obtient deux sous modèles chacun ayant un degré de liberté.

I.6.4.1. Modèle 1 DDL vertical

Ce modèle est dérivé du modèle couplé, en fixant l'angle d'azimut α_h , et en posant $u_h = 0$.

On choisit le vecteur d'état suivant :

$$X = [\alpha_v \ S_v \ u_v]^T \quad (I.33)$$

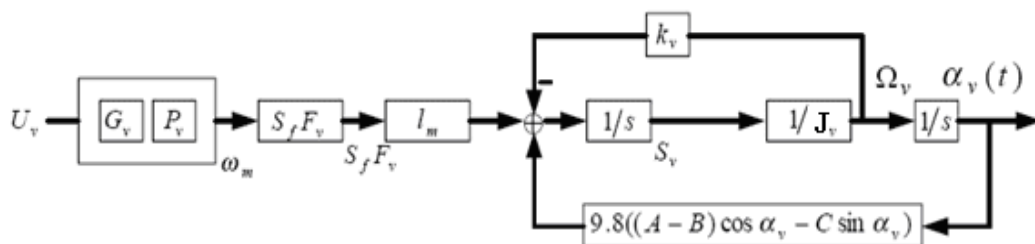


Figure I.20 Schéma bloc du modèle vertical.

La représentation d'état est alors :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{J_v} x_2 \\ \dot{x}_2 = l_m F_v(P_v(x_3)) - k_v x_2 + g((A-B)\cos(x_1) - c\sin(x_1)) \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{T_{mr}} (-x_3 + K_{mr} u_v) \end{cases} \quad (I.34)$$

✓ **Remarque**

Le modèle vertical obtenu ne dépend pas de l'angle d'azimut α_h .

I.6.4.2. Modèle 1DDL horizontal

De la même façon que pour le modèle vertical, dans le modèle couplé on pose $\alpha_v = \alpha_{v0}$ et $u_v = 0$. Et on choisit $X = [\alpha_h S_h u_{hh}]^T$ comme vecteur d'état.

Le modèle horizontal est ainsi :

$$\begin{cases} \dot{x}_4 = \frac{1}{J_h(\alpha_{v0})} x_5 \\ \dot{x}_5 = l_t F_h(P_h(x_3)) \cos(\alpha_{v0}) - \frac{k_h}{J_h(\alpha_{v0})} x_5 \\ \dot{x}_6 = \frac{1}{T_{tr}} (-x_3 + K_{tr} u_h) \end{cases} \quad (I.35)$$

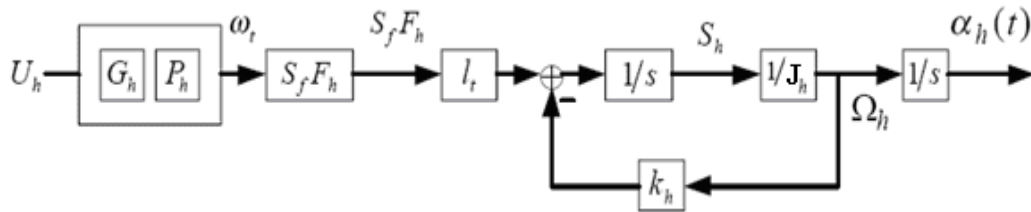


Figure I.21 Schéma bloc du modèle horizontal.

I.6.5. Paramètres du modèle

Pour simuler les modèles précédents, on doit d'abord déterminer les paramètres du modèle, qu'on peut les deviser en trois catégories :

- Paramètres physiques.
- Caractéristiques non linéaires.
- Les constantes de temps et les gains statiques.

Paramètres	Symbole	Valeur	Unités
Moment d'inertie de la dynamique.	J_v	0.055448	$kg \ m^2$
Moment d'inertie dans le moteur principale.	J_{mr}	$1.6543 \cdot 10^{-5}$	$kg \ m^2$
Moment d'inertie dans le moteur secondaire.	J_{tr}	2.65 10	$kg \ m^2$
Longueur du bras coté du moteur principal.	l_m	0.24	m
Longueur du bras coté du moteur de queue.	l_t (m)	0.25	m
Constante du temps du moteur principal.	T_{mr}	1.432	-
Constante du temps du moteur secondaire.	T_{tr}	0.3842	-
Le gain statique du moteur principal.	K_{mr}	1	-
Le gain statique du moteur secondaire.	K_{tr}	1	-
Constante de frottements due à l'élévation.	K_v	0.00545371	$N \ m/rad \ s^{-1}$
Constante de frottements due à l'azimut.	K_h	0.0095	$N \ m/rad \ s^{-1}$
A	-	0.0947	-
B	-	0.1105	-
C	-	0.011702	-
D	-	0.048814	-
E	-	0.0016087	-
F	-	0.006225	-

Tableau I.1 paramètres du modèle.

On a choisi comme caractéristiques non linéaires des moteurs, les fonctions suivantes:

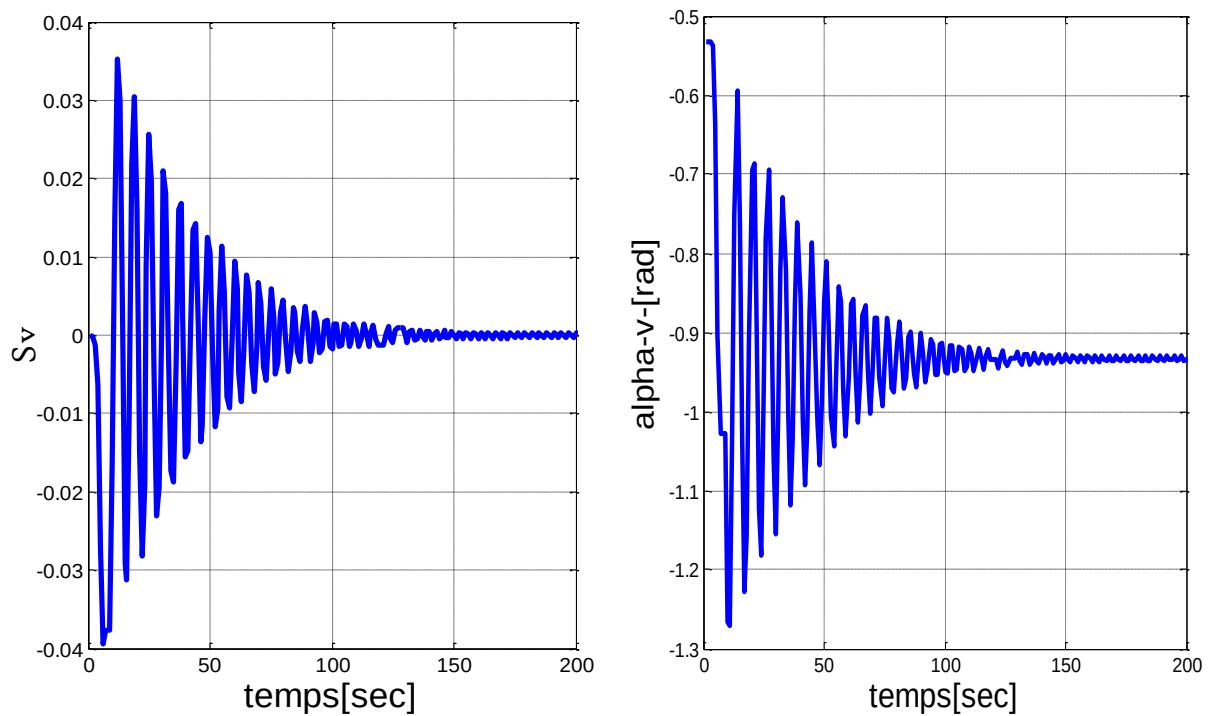
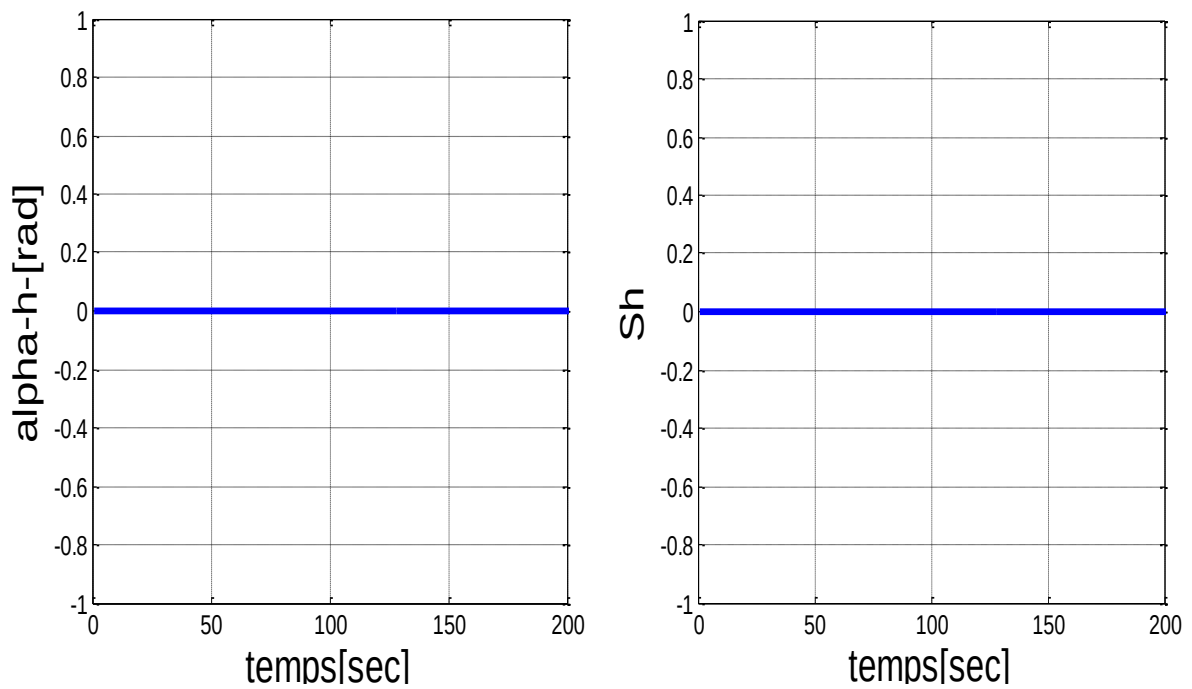
$$\begin{cases} P_v(u_{vv}) = \text{atan}(3u_{vv}) \\ P_h(u_{hh}) = \text{atan}(u_{hh}) \end{cases} \quad (I.36)$$

Et comme fonctions aérodynamiques les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} F_v(\omega_m) = 0.072183\omega_m^3 - 0.0027708\omega_m^2 + 0.019151\omega_m \\ F_h(\omega_t) = 0.07254\omega_t^3 - 0.075899\omega_t^2 + 0.037587\omega_t \end{cases} \quad (I.37)$$

I.6.6. Simulation

Les réponses du système en boucle ouverte (réponse libre et réponse à un échelon), sont représentées par les figures ci-dessous :

I.6.6.1. La réponse libre**a. Modèle 1 DDL vertical****Figure I.22** Réponse libre du système en mode vertical découplé.**b. Modèle 1DDL horizontal****Figure I.23** Réponse libre du système en mode horizontal découplé.

c. Modèle 2 DDL

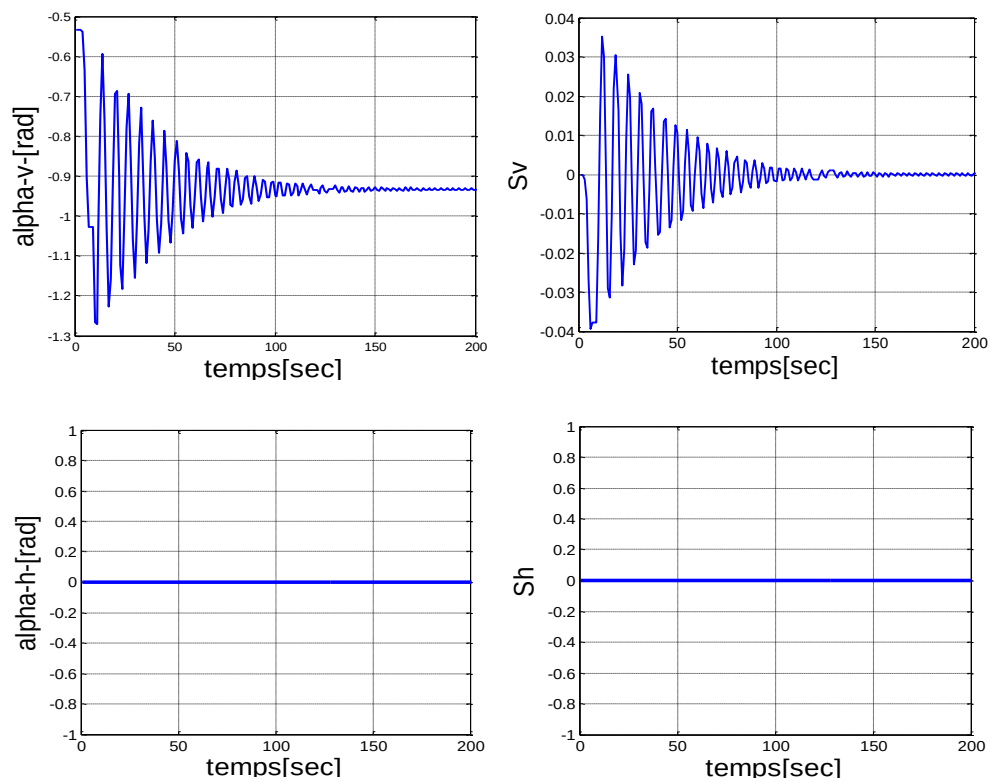


Figure I.24 Réponse libre du système en mode couplé.

I.6.6. 2. La réponse en boucle ouverte

a. Modèle 1 DDL vertical

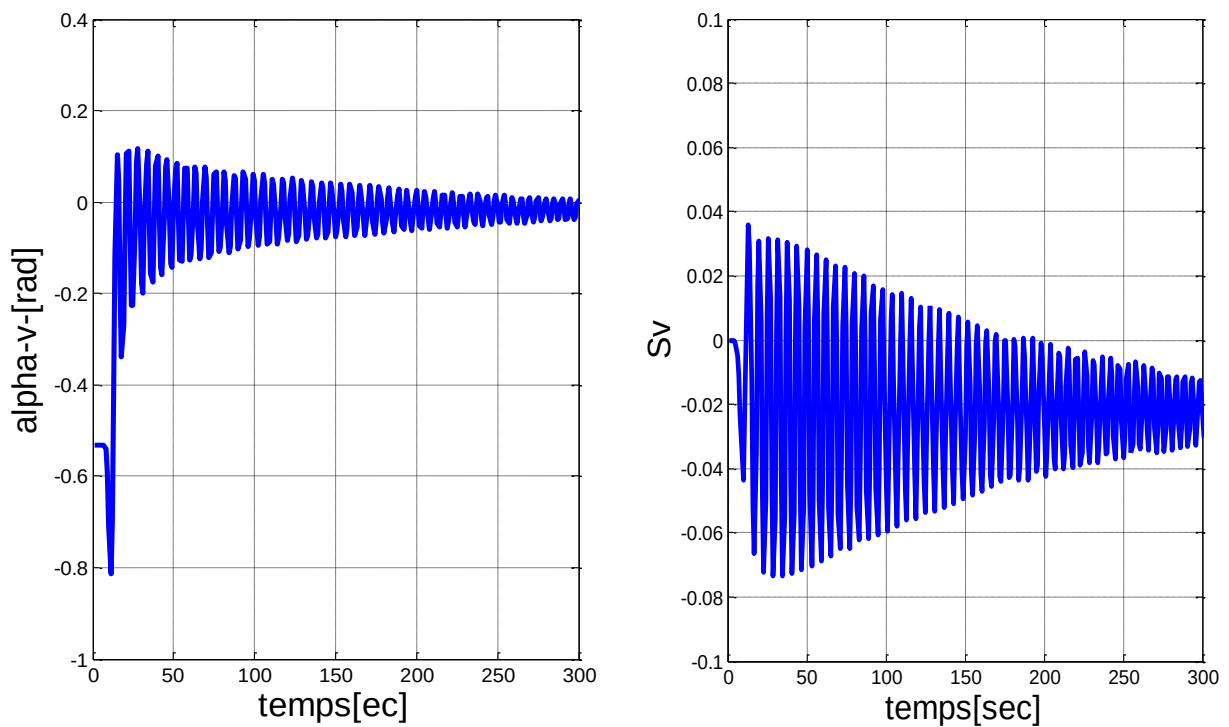


Figure I.25 Réponse du système en boucle ouverte en mode vertical découplé pour un échelon 1v.

b. Modèle 1DDL horizontal

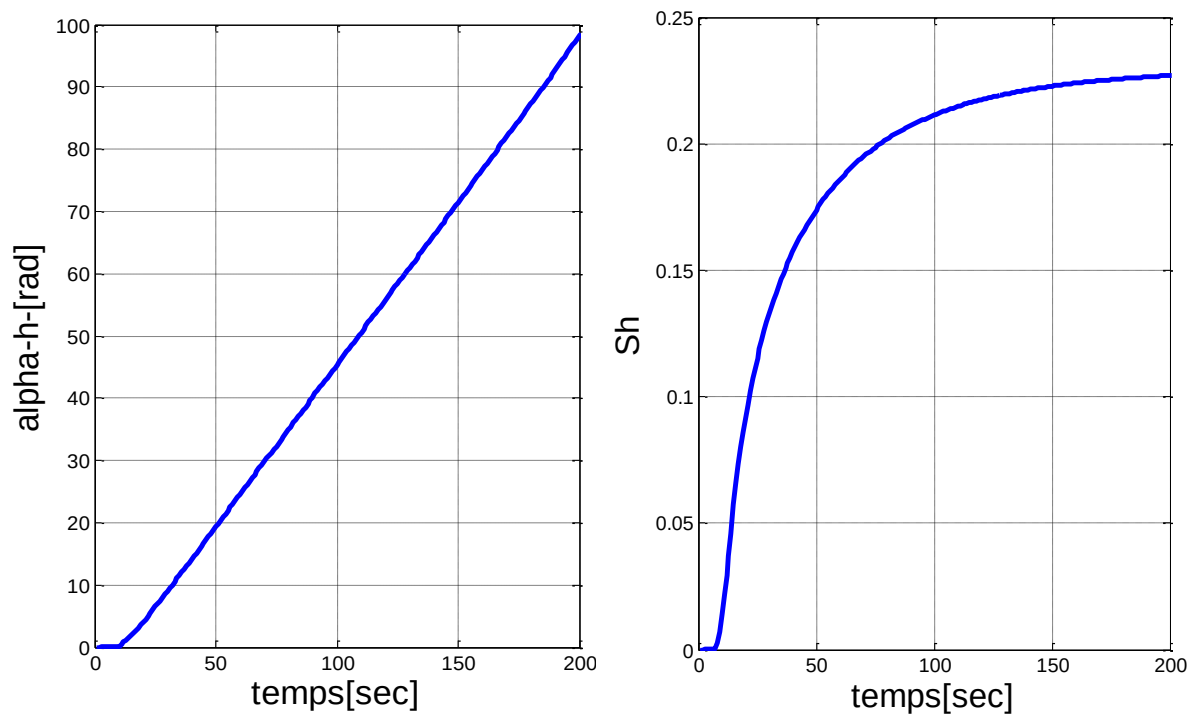


Figure I.26 Réponse du système en boucle ouverte en mode horizontal découplé pour un échelon 1v.

c. Modèle 2 DDL

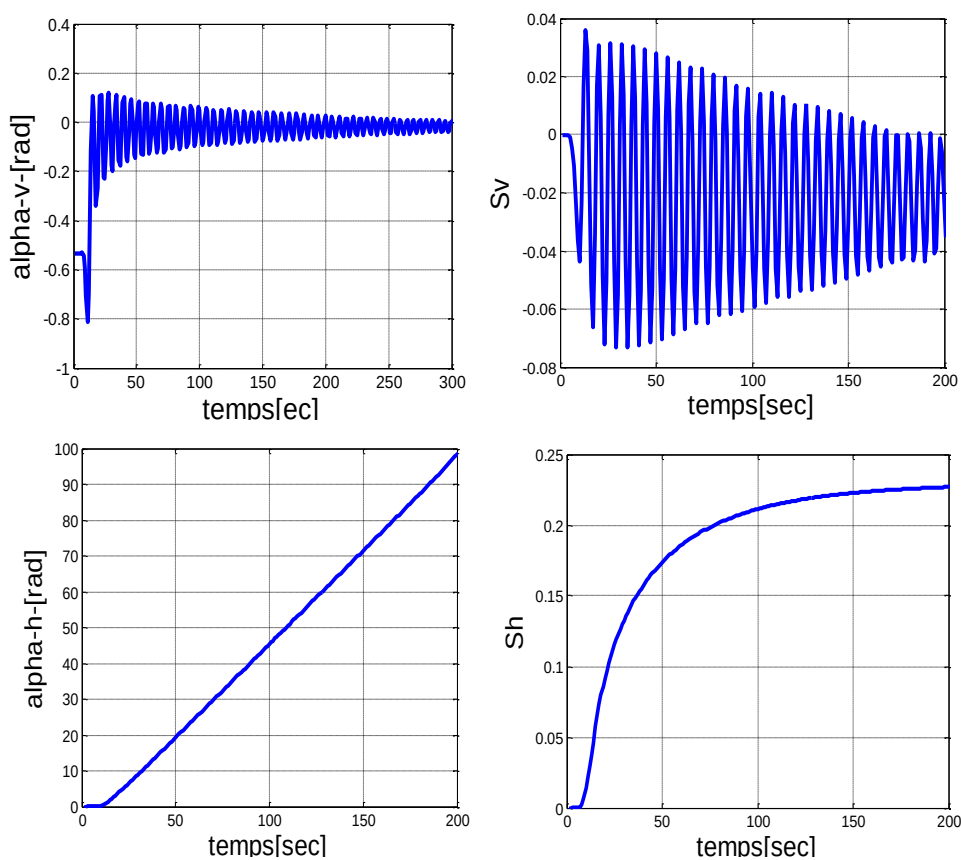


Figure I.27 Réponse du système en boucle ouverte dans le mode couplé pour un échelon 1v.

La réponse libre du sous-système d'élévation est oscillatoire amortie, dont l'origine est le moment gravitationnel, ce dernier n'agit que dans le plan vertical. L'amortissement quant à lui est dû aux forces de frictions qui forcent le système à se stabiliser à un point d'équilibre ($\alpha_{v0} = -0.93$ rad). Quant au sous système d'azimut, il reste à sa position initiale tant qu'il n'est pas excité. Lorsqu'on excite le système, le sous système vertical tend vers un nouveau point d'équilibre qui dépendra de l'excitation appliquée, de même pour le sous système horizontal.

I.7.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une généralité sur l'hélicoptère bi rotor réel. En suite nous avons fait une brève description du simulateur « TRMS ». En fin, nous avons introduit le modèle mathématique décrivant le comportement dynamique du système TRMS . Ce modèle est non linéaire et fortement couplé. Le modèle établi montre la nature couplée, complexe, non linéaire et multi-variable Le modèle obtenu être utilisé, dans les chapitres suivants, pour mettre en œuvre les différentes lois de commande.

CHAPITRE II

Rappels théoriques

**Commande par mode glissant - Commande par
logique floue**

II.1.Introduction

Un système commandé est un ensemble d'équations (différentielles par exemple) décrivant l'évolution temporelle des variables constitutives du système sous l'action d'un nombre fini de variables indépendantes appelées entrées ou variables de commande, ou simplement commandes, que l'on peut choisir librement pour réaliser certains objectifs [19].

Dans ce chapitre nous allons introduire des rappels théoriques sur la commande par logique floue, et la commande par mode de glissement.

II.2.Commande par mode glissant

II.2.1. Introduction

La théorie des systèmes à structure variable fait l'objet de multiples études depuis une cinquantaine d'années. Les premiers travaux sur ce type de systèmes sont ceux des chercheurs dans l'ancienne URSS, ou ceux en France, sur la commande à relais. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années soixante-dix lorsque Utkin [13], introduit la théorie des modes glissants.

L'algorithme de commande par mode de glissement est classifié dans les systèmes de contrôle à structure variable VSS (Variable Structure System dans la littérature anglosaxonne). Cette technique est basée sur le principe qu'il est plus facile de commander un système de 1^{er} ordre que de commander un système du 2^{ème} ordre, qu'il soit linéaire ou non. Cette commande consiste à amener la trajectoire d'état du système à partir d'une condition initiale quelconque vers une surface de glissement (dans un temps fini) et la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de la surface jusqu'au point d'équilibre, d'où la notion de régime de glissement. [4][3][16].

Ce chapitre est consacré dans un premier temps aux quelques éléments de la théorie et une présentation générale des concepts de base de la commande par mode glissant (SMC). Tout d'abord, nous expliquons brièvement le principe de cette commande, et le choix de la surface de glissement, puis nous présenterons les différentes structures de contrôle par les modes glissants. Nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, et nous consacrons à le problème majeur de la commande par modes glissants ; le chattering, et les méthodes classiques permettant d'en réduire les effets. Et finalement nous terminons par une application sur la simulateur TRMS.

II.2.2. Généralités sur la théorie de contrôle par mode glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par les modes de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente".

II.2.2.1. Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure II.1 :

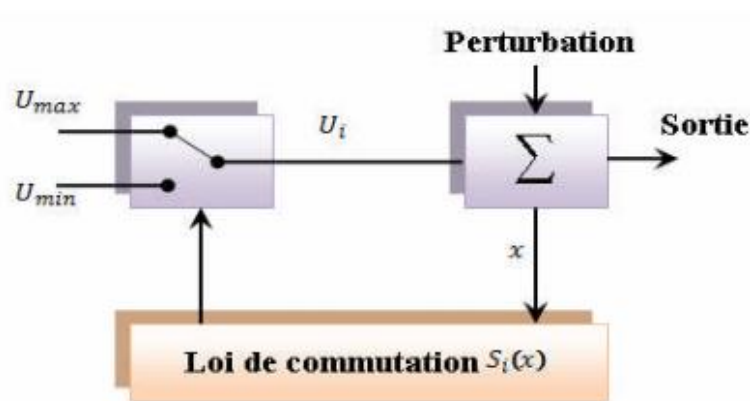


Figure II.1 Structure de régulateur par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

II.2.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Cette structure (figure II.2) est utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents. Le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

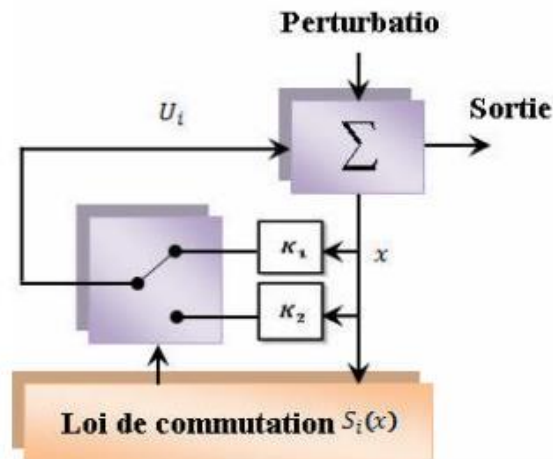


Figure II.2 Structure de régulateur par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

II.2.2.3. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montrée sur la figure II.3, présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais la commande est plus dépendante des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente.

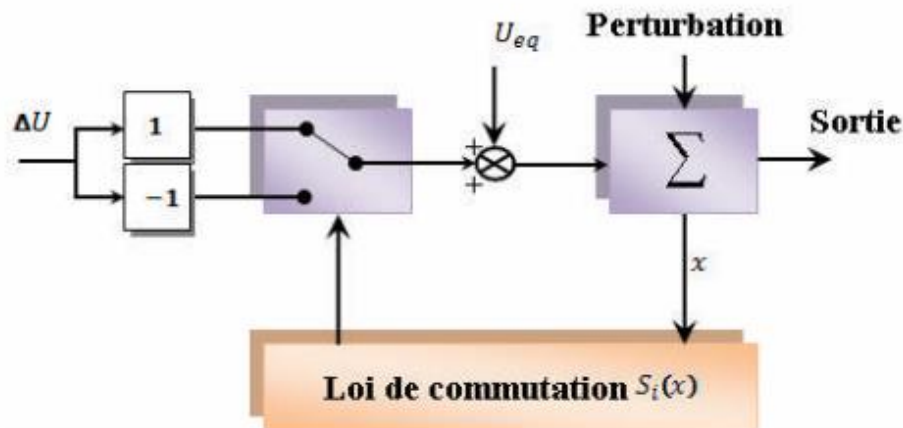


Figure II.3 Structure de réglage par ajout de la commande équivalente.

II.2.3. Principe de La commande à structure variable en mode glissant

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global [14][15].

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n = 2$).

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } (x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } (x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Les champs de vecteur u^+ et u^- sont définis par :

$$\dot{u} = \begin{cases} u^+ & \text{si } (x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } (x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où $s(x, t)$ est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation s_0 est définie comme suite :

$$s_0 = \left\{ \frac{x(t)}{s(x, t)} = 0 \right. \quad (\text{II.3})$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. [15]

En général la variété de commutation est de dimension égale à « n » moins le nombre de fonction de commutation disponible (dans le cas de la commande c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation.
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).
- La troisième configuration (Figure II.4) [9] représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation, et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé « mode de glissement ».

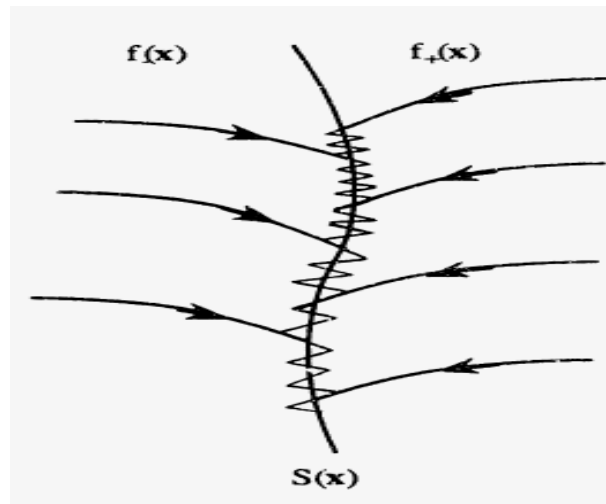


Figure II.4 Trajectoires de f^+ et f^- de pour le mode de glissement.

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire.

La caractéristique principale des systèmes à structure variable consiste en une loi de commande basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement.

Le but de cette commande est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant.

Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [11][12].

II.2.4.1. Conception de la commande à structure variable

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes. Ces étapes concernent [2]:

- Le choix des surfaces.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence
- La détermination de la loi de commande.

II.2.4.1.1. Choix de la surface de glissement

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Pour un système défini par l'équation (II.4), le vecteur de surface a la même dimension que le vecteur de commande [2][4.]

Soit le système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{II.4})$$

Avec : $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ vecteur d'état du système.

$u = [u_1, u_2, \dots, u_n]^T$ vecteur de commande.

f: Fonction non linéaire

g : le gain de command

Il faut choisir m surfaces de glissement pour un vecteur u de dimension m. En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état, pour ce dernier, on trouve la méthode connue par « loi de commutation par retour d'état ». Celle-ci utilise les concepts de la commande par retour d'état pour synthétiser la loi de commutation, la loi de commutation est donnée par la forme suivante :

$$S(x, t) = \begin{bmatrix} s_1(x, t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ s_m(x, t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Avec : $x \in \mathbb{R}^n$ Vecteur d'état du système.

$T \in \mathbb{R}^{m \times n}$ Matrice des gains définissant la dynamique de la surface de glissement, donc :

$$s_i(x, t) = \sum_{j=1}^n T_{ij} x_j \quad (\text{II.6})$$

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi la surface S(x) représente le comportement dynamique désiré du système.

J.J Slotine [9] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable x à sa valeur de consigne.

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.7})$$

X : variable à commander.

e(x) : l'erreur de poursuite $e(x) = x - x_d$.

λ_x : Une constante positive qui interprétera la dynamique de la surface

R : le degré relatif de système.

On aura donc :

Pour $r = 1$ $s(x) = e(x)$

Pour $r = 2$ $s(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$ $s(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x)=0$ Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$, pour un choix convenable du gain λ_x . La linéarisation exacte de l'erreur consiste à forcer sa dynamique d'être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre r [9].

II.2.4.1.2. Conditions de convergence et d'existence

Les conditions de convergence sont réalisées afin de contraindre les points représentatifs de la trajectoire de convergence vers les surfaces de glissement. Nous retenons dans ce présent travail la fonction directe de commutation proposée par Emilianov et Utkin, et qui peut être formulée par la condition suffisante suivante:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (II.8)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauches et à droites de commutation [3] [8].

II.2.4.1.3. Calcul de loi de commande

Une fois, la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la condition nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre. Tout ceci en maintenant la condition d'existence des modes glissants effective. La structure de contrôleur comprend deux parties, une partie concernant la linéarisation exacte et une autre dite stabilisante. Nous posons donc:

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (II.9)$$

Est déterminée à partir de la condition de convergence. U_n est calculée pour garantir l'attractivité de la variable d'état à contrôler vers la surface de commutation.

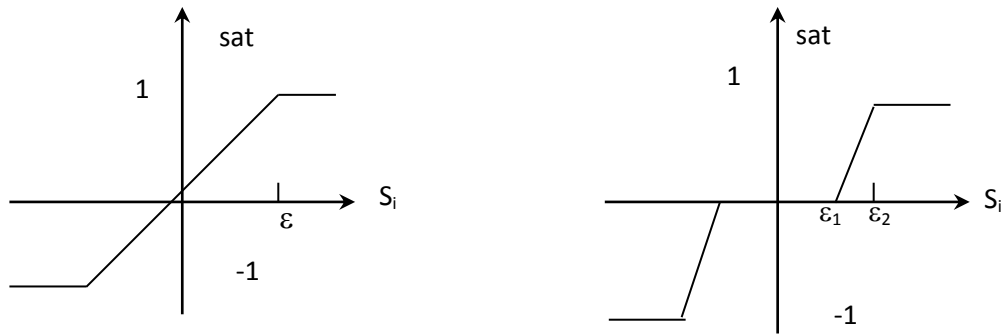
$$U_n = -kgnS(x) \quad (II.10)$$

Le choix de la constante k est très influent. Car si la constante k est très petite, le temps de réponse est trop long et si elle est trop grande, des oscillations de très hautes fréquences appelées phénomène de chattering, apparaissent dans le mode de glissement et qui sont éliminées par une des solutions qui consistent à imposer une variation de la valeur de la commande en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement [3][8][9][10].

II.2.4.2. Elimination du phénomène de chattering

Le problème des régimes glissants est que la commande est discontinue sur la surface de glissement et par conséquent, elle va commuter régulièrement ceci à chaque traversée de cette surface, ceci à une fréquence infinie, une telle commande, en plus d'être difficile à réaliser en pratique, peut ne pas être directement applicable au système. Pour remédier à ce problème, la

fonction discontinue est remplacée par une fonction continue. Ceci au voisinage de la surface de glissement puis on procédera à un lissage de la commande. [2].



a) Fonction SAT avec un seuil

b) Fonction SAT avec deux seuils (zone morte)

Figure II.5 Fonction « SAT » [2].

Ces deux fonctions sont définies par :

a) :

$$sat(S) = \begin{cases} -1 & si \ S < -\epsilon \\ \frac{S}{\epsilon} & si \ |S| < \epsilon \\ \epsilon & si \ S > \epsilon \end{cases}$$

b):

$$sat(S) = \begin{cases} 0 & si \ |S| < \epsilon_1 \\ \frac{S - \epsilon_1}{\epsilon_2 - \epsilon_1} & si \ \epsilon_1 < |S| < \epsilon_2 \\ sign(S) & si \ |S| > \epsilon_2 \end{cases}$$

On peut aussi donner la fonction de Smooth ou sigmoïde :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

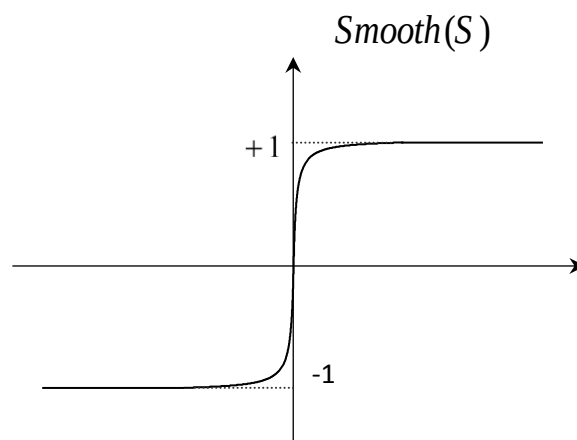


Figure II.6 Fonction « Smooth » [2].

II.2.5 .A avantages et inconvénients de la commande par mode glissant

Il est reconnu que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort d'une commande par mode glissant. Contrairement à une loi de commande classique, les performances dynamiques sont maintenues.

De plus, la réduction de l'ordre du système constitue un autre point fort de ce type de commande, car elle permet de simplifier la complexité du système.

Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients :

Un phénomène de Chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.

Le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes on peut citer la commande par mode glissant à bande limite qui consiste à remplacer la fonction de commutation dans la commande par une fonction de saturation (hystérésis, arc tangente, etc.). [9] [38]

II.3.Commande par logique floue

II.3.1.Introduction

La logique floue est un axe de recherche important car elle utilise la méthodologie du raisonnement humain, à la résolution des problèmes sans avoir besoin d'une modélisation mathématique.

En 1965 le professeur L.Zadeh a fondé les bases théoriques de la logique floue.

La logique floue est une technique pour le traitement de connaissances imprécises basées, sur des termes linguistiques; elle donne les moyens de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain, en une commande automatique, permettant ainsi la commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie.

Dans le domaine du génie électrique, la commande à logique floue a fait l'objet de plusieurs travaux : dans la commande des convertisseurs statiques et dans la commande des machines électriques [31] [32] [33], dans la navigation de robots mobiles [34] [35]. Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur à logique floue est plus robuste qu'un régulateur conventionnel [32] [36].

L'application de cette théorie sur la régulation n'a eu lieu qu'à partir des années soixante dix [20]. Dans la théorie des ensembles classique, un élément ne peut avoir que deux

états différents $\{0,1\}$ alors qu'en logique floue, il peut admettre les deux propositions avec un degré de vérité pour chacune [19].

L'idée est de remplacer l'ensemble binaire $\{0,1\}$ par un intervalle $[0, 1]$ ceci permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une situation, ce qui permet la modélisation de l'observation humaine exprimée par des expressions linguistiques [20][21][19].

II.3.2. Notions de base de la logique floue

Cette section n'a pas pour but de donner un état de lieux complet de la logique floue, mais uniquement fournir les quelques notions de base de la logique floue d'une manière abrégée.

II.3.2.1. Fonction d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa « fonction d'appartenance », qui correspond à la notion de « fonction caractéristique » en logique classique. Elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_A(x)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné [22][23].

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

➤ Fonction triangulaire

Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$, qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{II.11})$$

➤ Fonction trapézoïdale

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{II.12})$$

➤ Fonction gaussienne

Elle est définie par deux paramètres $\{\sigma, m\}$

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{II.13})$$

➤ Fonction sigmoïde

Une fonction sigmoïde est définie par deux paramètres $\{a, c\}$

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x-c))} \quad (\text{II.14})$$

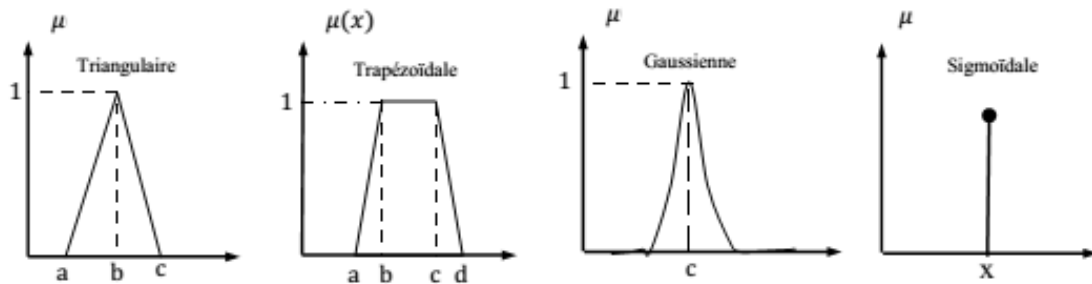


Figure II.7 Différentes formes des fonctions d'appartenance [24].

II.3.2.2. Variables linguistiques

Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres.

Une variable linguistique est définie par un triplé (V, X, T_v) , où V est une variable définie sur un ensemble de références X . T_v est un ensemble fini ou infini de sous-ensembles flous de X qui caractérisent V .

Par exemple la variable « Taille » peut appartenir aux ensembles flous " Petit, Moyen, Grand ".

La variable linguistique peut être représentée par un triplé $(x, T(x), U)$, dans lequel x est le nom de la variable linguistique, $T(x)$ l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x être : $T(\text{Vitesse}) = [\text{Faible}, \text{Moyenne}, \text{Elevée}, \dots]$ où chaque terme dans $T(\text{Vitesse})$ est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U = [0, 100]$. [30]

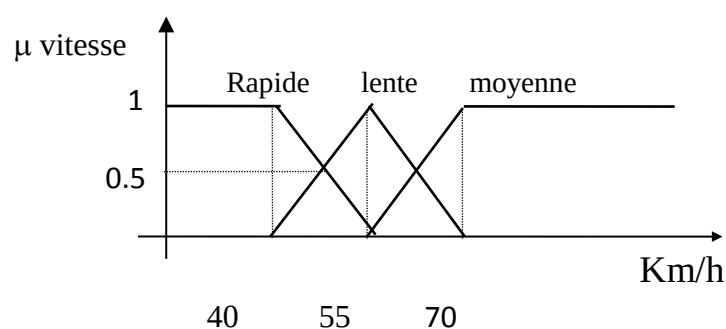


Figure II.8 Représentation floue de la variable Vitesse.

II.3.2.3. Opérateurs de la logique floue

Ces opérateurs permettent d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues, c'est à-dire de faire des calculs sur des degrés de vérité. Comme pour la logique classique, on peut définir des opérateurs ET, OU, négation.

Soit A et B deux ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont $\mu_A(x)$, $\mu_B(Y)$ respectivement.

Le tableau suivant résume quelques fonctions utilisées pour réaliser les différentes opérations floues de base [19] [22] [23].

Appellation	ET	OU	NON
Zadeh	$\min(\mu_A(x), \mu_B(Y))$	$\max(\mu_A(x), \mu_B(Y))$	$1 - \mu_A(x)$
Probabilistique	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(Y)$	$\mu_A(x) + \mu_B(Y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(Y)$	$1 - \mu_A(x)$
Lukasiewicz	$\max(\mu_A(x) + \mu_B(Y) - 1, 0)$	$\min(\mu_A(x) + \mu_B(Y), 1)$	$1 - \mu_A(x)$
Hanacher ($\beta > 0$)	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(Y) / [\beta + (1 - \beta)(\mu_A(x) + \mu_B(Y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(Y))]$	$(\mu_A(x) + \mu_B(Y) - (1 - \beta) \cdot \mu_A(x) \cdot \mu_B(Y)) / (1 - (1 - \beta) \cdot \mu_B(Y))$	$1 - \mu_A(x)$
Weber	$\mu_A(x)$ si $\mu_B(Y) = 1$, $\mu_B(Y)$ si $\mu_A(x) = 1$ 0 sinon	$\mu_A(x)$ si $\mu_B(Y) = 0$, $\mu_B(Y)$ si $\mu_A(x) = 0$ 1 sinon	$1 - \mu_A(x)$

Tableau II.1 Opérateurs de base de la logique floue.

II.3.3. La structure de base d'un régulateur floue

La conception des régulateurs basés sur la logique floue a montré pour être une méthodologie faisable et efficace. Les régulateurs de logique floue sont considérés comme les régulateurs les plus actifs dans l'application de la théorie des ensembles floue depuis l'application de Mamdani au secteur de contrôle automatique. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies [19] [22][25][26].

Le régulateur par logique flou est composé de quatre éléments de base suivants : [1]

- Interface de fuzzification,
- Base de connaissances,
- Moteur d'inférence floue,
- Interface de défuzzification.

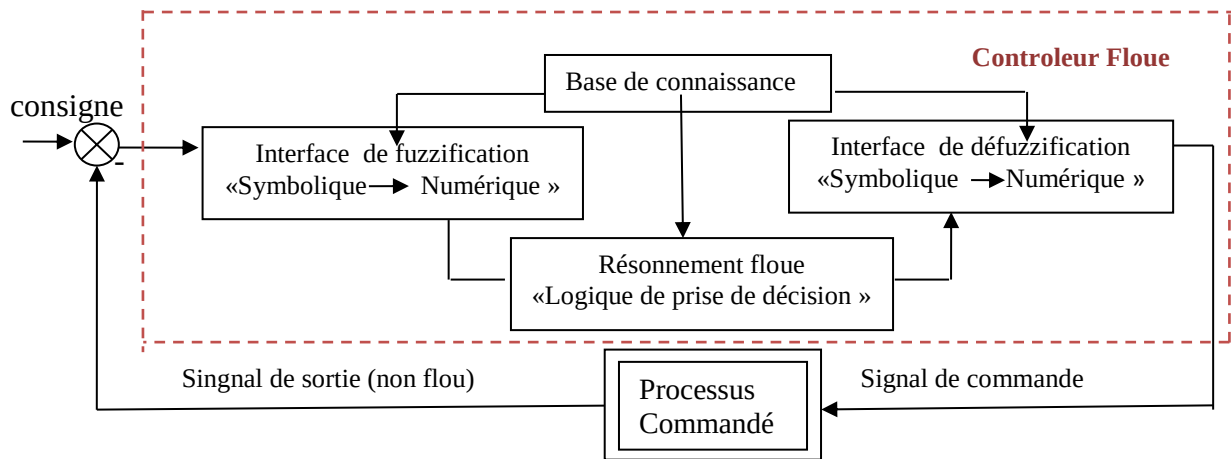


Figure II. 9 Structure de base d'un régulateur flou [1].

a) Fuzzification

L'opération de fuzzification représente le passage des grandeurs réelles (ou physiques) aux valeurs floues. Cette étape nécessite souvent une conversion analogique/digitale, ainsi que le traitement des grandeurs mesurées et leur transformation en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance. [30]

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

Dans ce but, les grandeurs physiques (par exemple l'erreur et la dérivée de la grandeur à réguler) sont réduites à des grandeurs normalisées [31]. On suppose que ces dernières varient normalement dans le domaine : $-1 \leq x \leq 1$.

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

En général, on introduit pour une variable x trois, cinq ou sept ensembles flous, représentés par des fonctions d'appartenance, comme le montre la figure (II-10). Le nombre des ensembles dépend de la résolution et de l'intervention du réglage désiré [37].

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

Les différents ensembles flous sont caractérisés par des désignations standards: la signification des symboles est indiquée au tableau (II-2).

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

Tableau II.2 Désignation standard des ensembles flous.

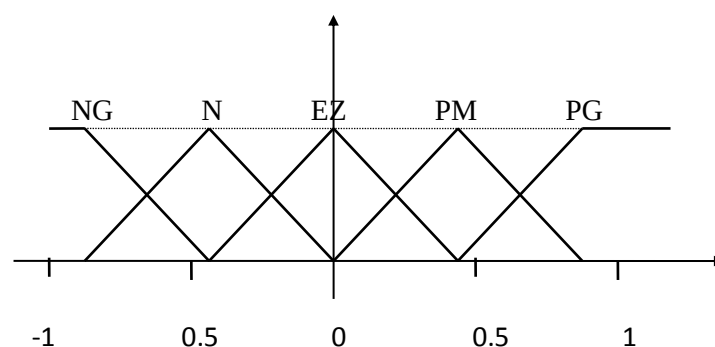


Figure II.10 Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance.

b) Base de connaissances

La conception d'une base de connaissances représente la phase dans la conception des systèmes experts. Elle comprend la base de données et la base des règles floues. [1]

➤ La base de données

Contient la définition des ensembles flous, les facteurs d'échelle pour la normalisation des ensembles de référence et la partition de l'espace flou d'entrée et sortie.[1]

➤ La base des règles floues

Elle rassemble l'ensemble des règles floues de type « Si-Alors » décrivant en termes linguistiques basés sur la connaissance d'un expert le comportement dynamique du système.[1]

$R1: si X_1 \text{ est } A_1^1 \text{ et } \dots \dots Et X_n \text{ est } A_n^1$

$Alors: u_1 \text{ est } B_1$

$[X_1 \dots \dots X_n]$: Les entrées du régulateur.

u_1 : La sortie du régulateur.

Chaque régulateur activé donne un sous-ensemble flou de sortie. [1]

c) Moteur d'inférence floue

C'est un mécanisme de décision. Il permet à partir d'un fait observé de la base des règles floues une décision en exploitant le raisonnement approximatif. Dans les inférences de régulateur par logique floue interviennent les opérateurs ET et OU. L'opérateur ET s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance à savoir : [26]

➤ Méthode d'inférence max-min (Mamdani)

Au niveau de la condition : ET → MIN OU → MAX

Au niveau de la conclusion : OU → MAX ALORS → MIN

➤ Méthode d'inférence max-prod (Larsen)

Au niveau de la condition : ET → MIN OU → MAX

Au niveau de la conclusion : OU → MAX ALORS → PROD

➤ Méthode d'inférence somme-prod (Sugeno)

Il ne s'agit pas de la somme « normale » mais de la valeur moyenne :

$$\mu_{A+B}(X, Y) = \frac{\mu_A(X) + \mu_B(Y)}{2} \quad (\text{II.15})$$

Au niveau de la condition : ET → PROD OU → SOMME

Au niveau de la conclusion : OU → SOMME ALORS → PROD

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue « *Et, Ou et Alors* ».

	Opérateurs sur Prémisses		Opérateur Implication	Opérateur Agrégation
	Ou	Et	Imp	
Max-min	Max	Min	Min	Max
Max-prod	Max	Min	Prod	Max
Som-prod	Som	Prod	Prod	Som

Tableau II.3 Méthodes usuelles de l'inférence floue [30].

d) défuzzification

Le rôle de la défuzzification est de transformer la partie floue issue de l'inférence en une grandeur numérique. Malheureusement, il n'y a pas une procédure systématique pour choisir la stratégie de défuzzification. Comme on s'intéresse à l'application de la logique floue en commande, un critère de choix d'une méthode de défuzzification est la simplicité du calcul. [1]

Plusieurs stratégies de défuzzification sont utilisées [29]:

➤ **Méthode du maximum :**

La commande est égale à la valeur dont le degré d'appartenance est le plus fort.

➤ **Méthode de la moyenne des maxima :** La commande sera égale à la moyenne des valeurs dont le degré d'appartenance est maximal.

➤ **Méthode du centre de gravité:** C'est la méthode la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Dans celle-ci la commande sera égale au centre de gravité de l'ensemble flou de sortie, on obtient donc pour :

✓-Univers de discours discret

$$C = \frac{\sum_{i=1}^n X_i \mu_A(x_i)}{\sum_{j=1}^n \mu_A(x_i)} \quad (\text{II.16})$$

✓-Univers de discours continu

$$C = \frac{\int x \mu_A dx}{\int \mu_A dx} \quad (\text{II.17})$$

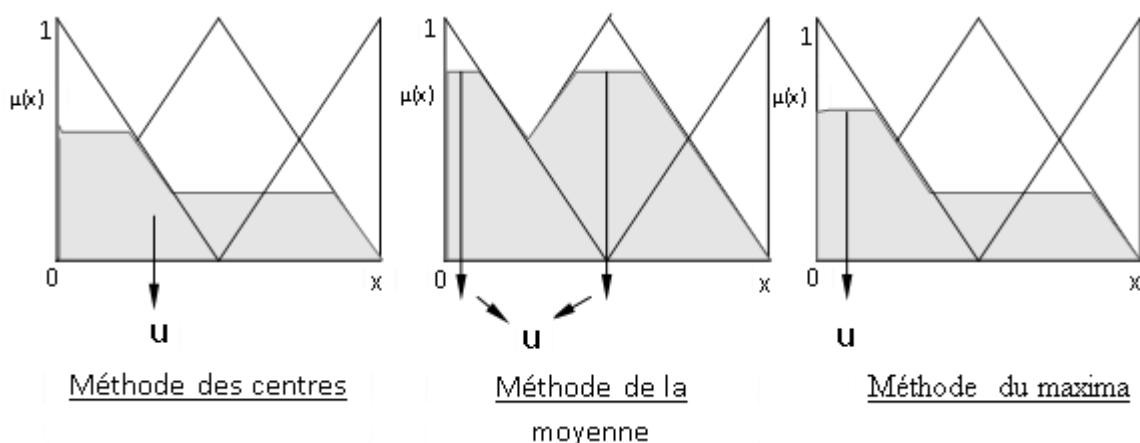


Figure II.11 Principe des différentes méthodes de défuzzification [30].

II.3.4 Types de régulateurs flous

Il existe plusieurs types de régulateurs flous, qui diffèrent selon le mécanisme d'inférence utilisé. On cite: régulateur de Mamdani, de Sugeno, ... etc.

II.3.4.1 Régulateur de type Mamdani

Mamdani fut le premier à utiliser la logique floue pour la synthèse de commande. Il utilise le minimum comme opérateur de jonction et l'implication pour représenter le graphe flou associé à chaque règle et l'opérateur maximum pour l'agrégation.

Dans la règle i : Si x_1 est A_1 et x_n est A_n Alors y est B_i

Où B_i sont des sous-ensembles flous. Les B_i forment en général une partition de l'univers de sortie [29].

II.3.4.2 Régulateur de type Sugeno

Dans les régulateurs de ce type, les conclusions des règles ne sont pas symboliques (i.e. représentées par des sous-ensembles flous) mais une fonction des entrées, par exemple :

$b_i = f(x_1, \dots, x_n)$ où $f(\cdot)$ est généralement une fonction polynomiale. Et la sortie du régulateur est donnée par :

$$y = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha_i(x) * b_i}{\sum_{j=1}^n \alpha_j(x)} \quad (\text{II.18})$$

où les α_i sont les valeurs de vérité de chaque règle pour $i=1$ à n .

Notons que la sortie donnée par le régulateur est en effet la variation du signal de commande [29].

II.3.5 Principe d'un régulateur floue

Un régulateur flou permet de déterminer la commande à appliquer à un processus à partir de la valeur s de la variable de sortie de ce contrôleur ; celle-ci est elle-même déterminée à partir des valeurs des variables d'entrée e , Δe du régulateur par des relations floues, ou règles floues. [1]

Théoriquement, le nombre d'entrée n'est pas limité. En pratique, cependant, il n'est pas rationnel d'utiliser plus de trois variables d'entrée puisque la détermination des règles devient trop complexe. Pour le régulateur décrit par la figure I.11, nous n'avons intervenir que deux variables d'entrée :

$e(k) = y_d(k) - y(k)$: Écart entre la consigne $y_d(k)$ et le signal de sortie du processus $y(k)$.

$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$: Variation du signal d'écart à l'instant k .

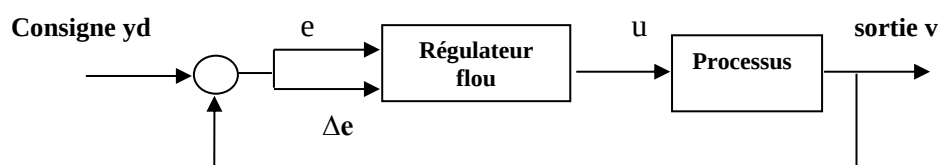


Figure II.12 Schéma d'un système asservi par un régulateur floue [1].

II.3.6 Avantages et désavantages du réglage par logique floue

Les avantages principaux des régulateurs flous sont les suivants :

- Il n'est pas nécessaire de faire un modèle mathématique du système à régler.
- On peut implémenter des connaissances de l'opérateur du processus.

On peut maîtriser les systèmes non linéaires et difficiles à modéliser.

- Grâce à des processus dédiés, On peut régler des processus rapides.

Les désavantages sont les suivants :

- Manque de directives précises pour la conception d'un régulateur.
- Approche artisanale et non systématique (il est souvent très difficile d'implémenter les connaissances de l'opérateur).

• Impossibilité de démontrer la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en absence d'un modèle valable).

- Précision du réglage en général peu élevée.
- Cohérence des inférences non garantie a priori (possible apparition de règles

d'inférence contradictoire). [28]

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons vu la théorie de la commande par modes glissants (Les conditions d'attractivité, d'existence et de stabilité du régime glissant...etc) qui se base sur le concept de changement de structure du régulateur avec l'état du système afin d'obtenir une réponse désirée. Le phénomène de chattering, ainsi que les solutions proposées pour l'éliminer ont été étudiées.

Nous avons donné également un rappel théorique sur la logique floue et le principe de fonctionnement d'un régulateur flou. Ainsi, nous avons cité les avantages et les inconvénients de cette technique de commande.

CHAPITRE III

Synthèse De la commande flou-glissante

III.1.Introduction

L'objectif de ce chapitre est de synthétiser des lois de commandes afin d'asservir l'angle d'élévation et d'azimut du TRMS en se basant sur la théorie présentée dans le chapitre précédent. Nous abordons d'abord la commande à structure variable, puis nous développons une loi de commande hybride (flou-glissante).

Dans la commande des systèmes complexes interconnectés, nous avons à choisir entre deux structures de commande. La commande centralisée et la commande décentralisée. Le choix entre les deux doit répondre aux critères de complexité de la loi de commande et de la réalisabilité de cette dernière.

L'utilisation de la commande centralisée aboutit généralement à des lois de commande complexes et difficile à implémenter. Par contre l'utilisation de la commande décentralisée facilite la synthèse et donne des lois de commandes non gourmandes en temps de calcul.

Le système global sera décomposé en deux sous-systèmes (vertical et horizontal), chacun d'eux est commandé indépendamment. Les interconnexions seront considérées comme étant des perturbations pour chaque sous-système.

III.2.Commande par mode de glissement

Dans cette partie nous proposons d'appliquer la « commande par mode de glissement ».

Sa théorie a été exposée dans la partie « Rappel théorique ».

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales :

1. Le choix de la surface de glissement.
2. L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

La stratégie de commande utilisée, est la commande décentralisée, chaque sous-système est commandé par un régulateur.

III.2.1. Surface de glissement [9] :

Considérons les modèles Σ_v (III.1) et Σ_h (III.8), représentant les sous-systèmes d'élévation et d'azimut à un degré de liberté.

III.2.1.1. Calcul du Degré relatif

a- Modèle vertical

$$\Sigma_v \begin{cases} \dot{x}_1 = a_v x_2 \\ \dot{x}_2 = f_v(x_3) - g_v(x_1) - b_v x_2 \\ \dot{x}_3 = -c_v x_3 + d_v u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (III.1)$$

Avec

$$\begin{cases} f_v(x_3) = l_m F_v(P_v(x_3)) \\ g_v(x_1) = g((A - B) \cos(x_1) - c \sin(x_1)) \\ a_v = \frac{1}{J_v} \\ b_v = \frac{k_v}{J_v} \\ c_v = \frac{1}{T_{mr}} \\ d_v = \frac{k_{mr}}{T_{mr}} \end{cases} \quad (III.2)$$

Dérivons y jusqu'à l'apparition de la commande

$$\dot{y} = \dot{x}_1 = a_v x_2 \quad (III.3)$$

$$\ddot{y} = a_v \dot{x}_2 = a_v (f_v(x_3) - g_v(x_1) - b_v x_2) \quad (III.4)$$

$$\ddot{y} = a_v \left(\frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} \dot{x}_3 - \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} \dot{x}_1 - b_v \dot{x}_2 \right) \quad (III.5)$$

Remplaçons $\dot{x}_1$ et $\dot{x}_3$ par leurs valeurs

$$\ddot{y} = a_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} [-c_v x_3 + d_v u] - a_v^2 \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v \dot{x}_2 \quad (III.6)$$

Puisque la commande apparaît dans la 3^{ème} dérivée de y. le sous-système vertical a par conséquent un degré relatif égal à 3. Ceci nous permet de conclure que le sous-système vertical Σ_v est complètement linéarisable.

$$r_v = 3 \quad (III.7)$$

b- Modèle horizontal

$$\Sigma_h \begin{cases} \dot{x}_4 = a_h x_5 \\ \dot{x}_5 = f_h(x_6) - b_h x_5 \\ \dot{x}_6 = -c_h x_6 + d_h u \\ y = x_4 \end{cases} \quad (III.8)$$

Tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_h(x_6) = l_t F_h(P_h(x_6)) \\ a_h = \frac{1}{J_h(\alpha_{v0})} \\ b_h = \frac{k_h}{J_h} \\ c_h = \frac{1}{T_{tr}} \\ d_h = \frac{k_{tr}}{T_{tr}} \end{array} \right. \quad (III.9)$$

On procède de la même manière que pour le vertical,

$$\dot{y} = \dot{x}_4 = a_h x_5 \quad (III.10)$$

$$\ddot{y} = a_h \dot{x}_5 = a_h (f_h(x_6) - b_h x_5) \quad (III.11)$$

$$\ddot{y} = a_h \left(\frac{\partial f_h(x_6)}{\partial x_3} \dot{x}_3 - b_h \dot{x}_2 \right) \quad (III.12)$$

$$\ddot{y} = a_h \frac{\partial f_h(x_6)}{\partial x_6} [-c_h x_6 + d_h u] - a_h b_h \dot{x}_5 \quad (III.13)$$

De(III.13), on conclut que Σ_h a un degré relatif égal à 3

$$r_h = 3 \quad (III.14)$$

Le sous-système horizontal Σ_h est aussi complètement linéarisable

La surface de glissement choisie est celle proposée par J.J.E Slotine, sa forme générale est :

$$S = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (III.15)$$

Avec

λ : Constante positive caractérisant la dynamique de la surface de glissement.

r : Degré relatif.

e : Erreur de poursuite ($e = x - x_d$) avec x_d est le trajectoire désiré.

$s = 0$ Représente une équation différentielle, dont la solution est de la forme

$$e = p(t) \exp(-\lambda t) \quad (III.16)$$

Les objectifs de poursuite sont bien réalisables sur cette surface, puisque

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0 \quad (III.17)$$

Donc

$$x \rightarrow x_d \quad (III.18)$$

Pour notre système, on a deux surfaces

$$S_v = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_v\right)^{r-1} e_v \quad (III.19)$$

$$S_h = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_h\right)^{r-1} e_h \quad (III.20)$$

Comme le degré relatif est 3 pour les deux sous-systèmes (III.7) et (III.14), on obtient

$$S_v = \lambda_v^2 e_v + 2\lambda_v \dot{e}_v + \ddot{e}_v \quad (III.21)$$

$$S_h = \lambda_h^2 e_h + 2\lambda_h \dot{e}_h + \ddot{e}_h \quad (III.22)$$

III.2.2. Calcul de la commande équivalente

Calculons d'abord $\dot{S}$

$$\dot{S} = \lambda^2 \dot{e} + 2\lambda \ddot{e} - \ddot{x}_{1d} + \ddot{x}_1 \quad (III.23)$$

Remplaçons la valeur de $\ddot{x}_1$ dans (III.23)

➤ **On aura Pour Σ_v :**

$$\dot{S}_v = \lambda_v^2 \dot{e}_v + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} + a_v \left[\frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} \dot{x}_3 - \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} \dot{x}_1 - b_v \dot{x}_2 \right] \quad (III.24)$$

Remplaçons $\dot{x}_3$ et $\dot{x}_1$ par leurs valeurs dans (III.24), on trouve

$$\dot{S}_v = \lambda_v^2 \dot{e}_v + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} - a_v c_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_v d_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} u_v - a_v^2 \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v \dot{x}_2 \quad (III.25)$$

Sur la surface de glissement, on a $\dot{S}_v = 0$, par con

Séquent la commande équivalente est :

$$u_{veq} = \frac{-1}{a_v d_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3}} \left[\lambda_v^2 \dot{e}_v + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} - a_v c_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_v^2 \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v \dot{x}_2 \right] \quad (III.26)$$

➤ **Pour Σ_h on a:**

$$\dot{S}_h = \lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \ddot{x}_{4d} + a_h \left[\frac{\partial f_h(x_6)}{\partial x_6} \dot{x}_6 - b_h \dot{x}_5 \right] \quad (III.27)$$

De même que précédemment on aura :

$$\dot{S}_h = \lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \ddot{x}_{4d} - a_h c_h \frac{\partial f_h(x_6)}{\partial x_6} x_6 - a_h d_h \frac{\partial f_h(x_6)}{\partial x_6} u_h - a_h b_h \dot{x}_5 \quad (III.28)$$

Et la commande équivalente est :

$$u_{heq} = \frac{-1}{a_h d_h \frac{\partial f_h(x_6)}{\partial x_6}} \left[\lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \ddot{x}_{4d} - a_h c_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} x_6 - a_h b_h \dot{x}_5 \right] \quad (\text{III.29})$$

III.2.3. L'attractivité

La condition de convergence est :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.30})$$

Soit la commande :

$$u_\eta = -K_u \text{signe}(S) \quad (\text{III.31})$$

La loi de commande globale est alors :

$$u = u_{eq} - K_u \text{signe}(S) \quad (\text{III.32})$$

Injectons u dans l'équation (III.23)

$$\dot{S} = -K_u \text{signe}(S) \quad (\text{III.33})$$

Multiplions (III.33) par S

$$\dot{S}(x)S(x) = -S(x)K_u \text{signe}(S(x)) < 0 \quad (\text{III.34})$$

Ce qui vérifie la condition de convergence (III.32)

En somme, Les lois de commandes finales sont :

➤ Pour Σ_v

$$u_v = \frac{-1}{a_v d_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3}} \left[\lambda_v^2 \dot{e}_v + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} - a_v c_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_v^2 \frac{\partial g(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v \dot{x}_2 \right] - K_{uv} \text{signe}(S_v) \quad (\text{III.35})$$

➤ Pour Σ_h

$$u_h = \frac{-1}{a_h d_h \frac{\partial f_h(x_6)}{\partial x_6}} \left[\lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \ddot{x}_{4d} - a_h c_h \frac{\partial f_h(x_6)}{\partial x_6} x_6 - a_h b_h \dot{x}_5 \right] - K_{uh} \text{signe}(S_h) \quad (\text{III.36})$$

III.2.4. Simulation

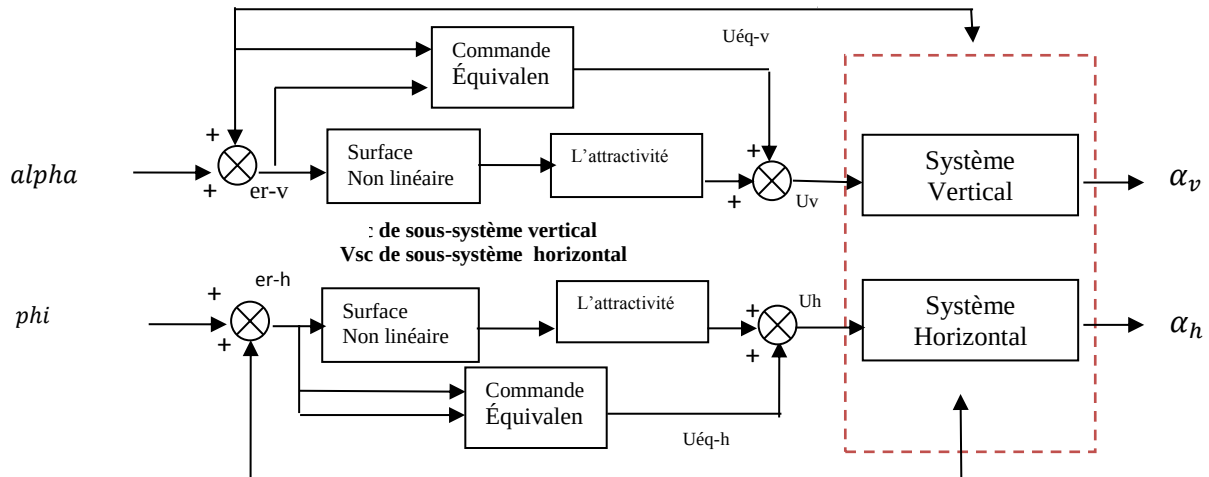


Figure III. 1 Schéma bloc de la commande VSC appliquée au système TRMS.

III.2.5. Résultats de simulation

Pour réaliser ces simulations, on a injecté les deux commandes, synthétisées sur les modèles découplés (vertical et horizontal), dans le modèle couplé.

On a commencé par une stabilisation des angles d'élévation et d'azimut avant de réaliser des poursuites de trajectoires sinusoïdales et carrées.

III.2.5.1. La commande discontinue

Les figures suivantes représentent les résultats obtenus avec une fonction d'attractivité $(-k \cdot \text{signe}(s))$, cette dernière est à l'origine du phénomène de chattering, qui apparaît au niveau des commandes sous forme d'oscillations à haute fréquence.

Pour satisfaire la condition d'attractivité de la surface et de robustesse de la commande on a choisi les gains suivants : $k_1=0.5$; $\lambda_v = 1.5$; $k_2=0.045$; $\lambda_h = 1$;

a) Test de stabilisation :

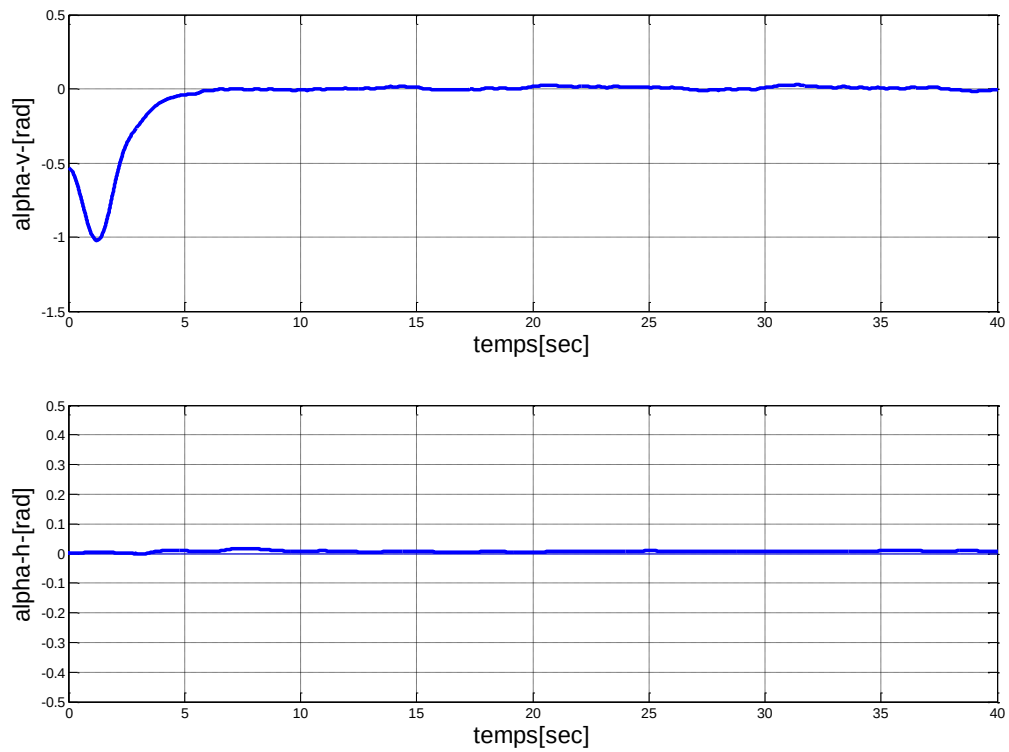


Figure III. 2 Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$.

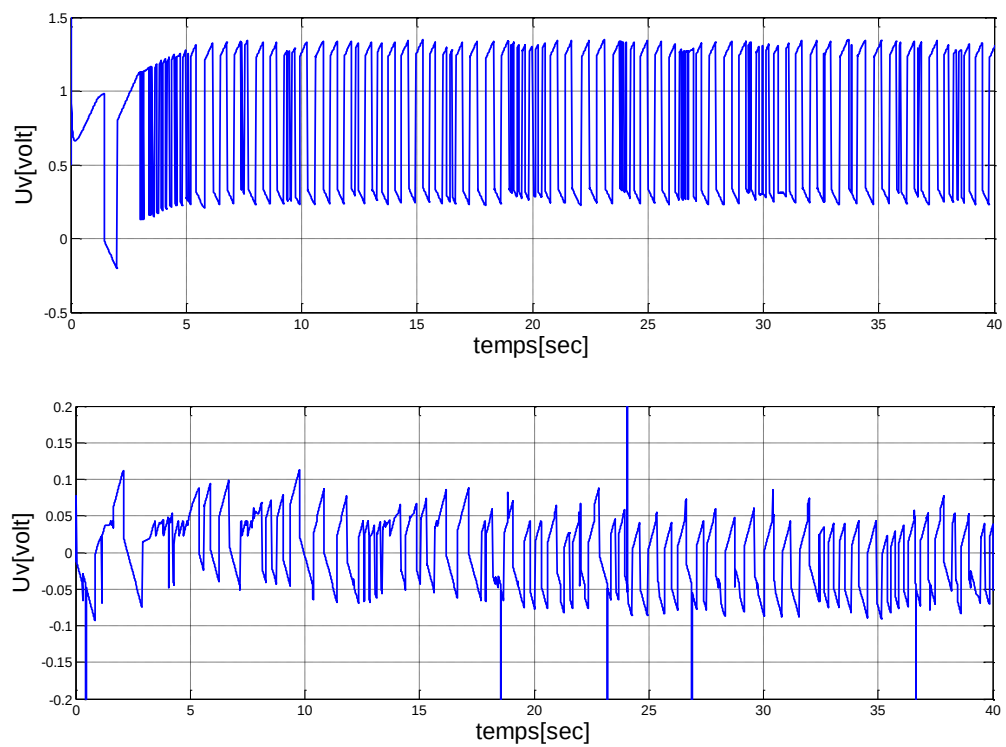


Figure III. 3 Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

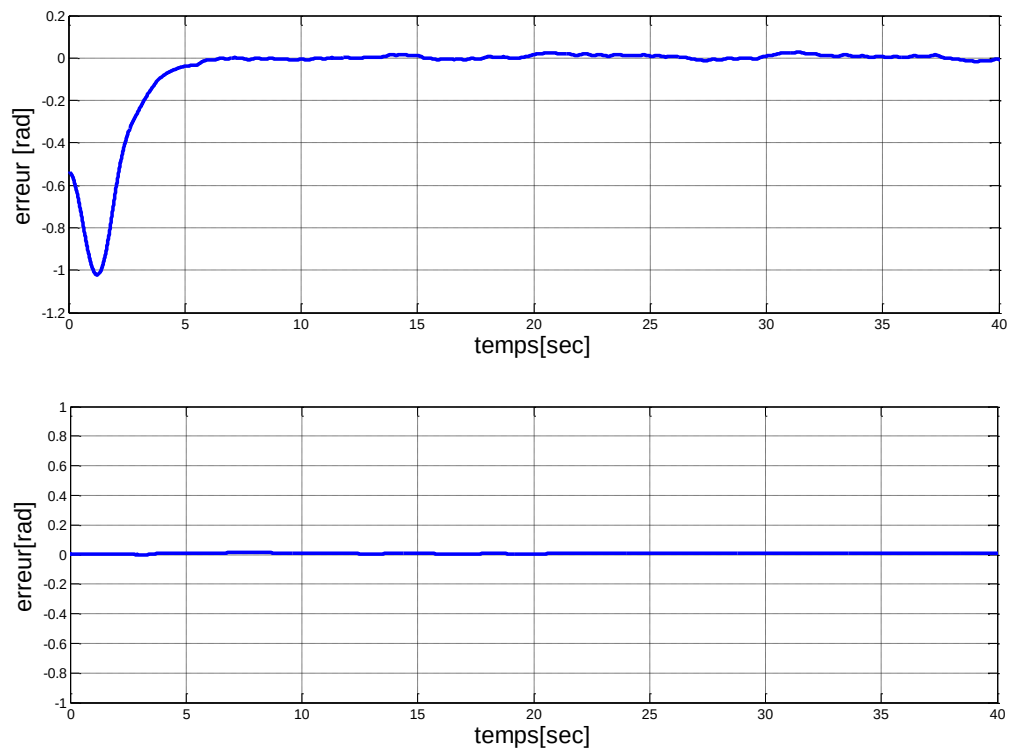


Figure III. 4 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

b) Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale

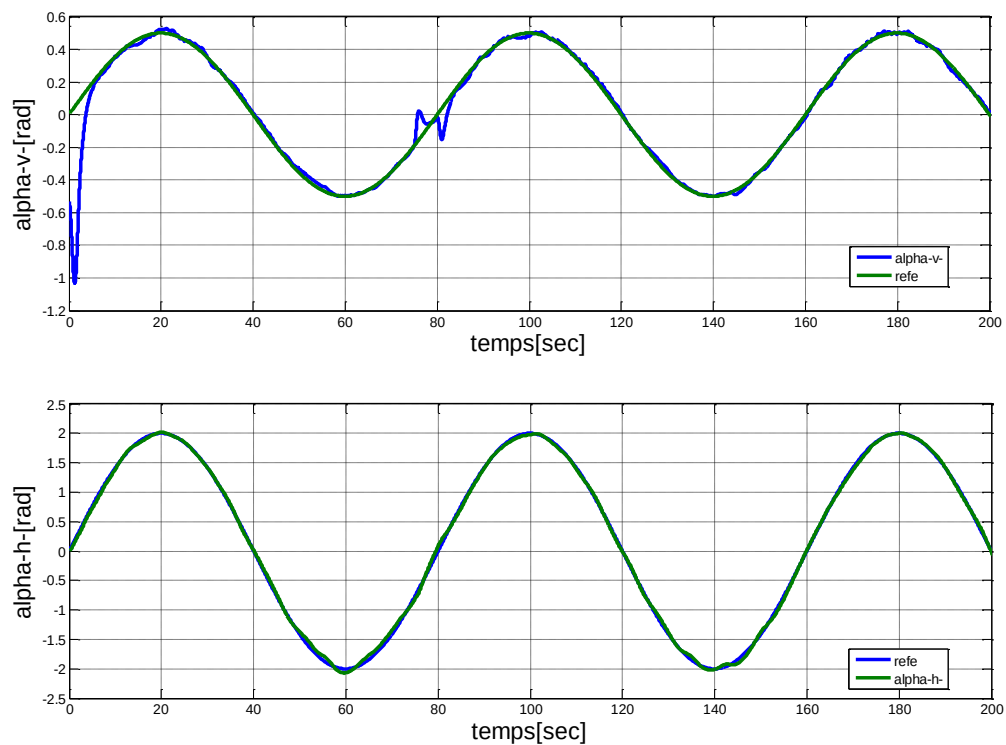


Figure III5 . Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

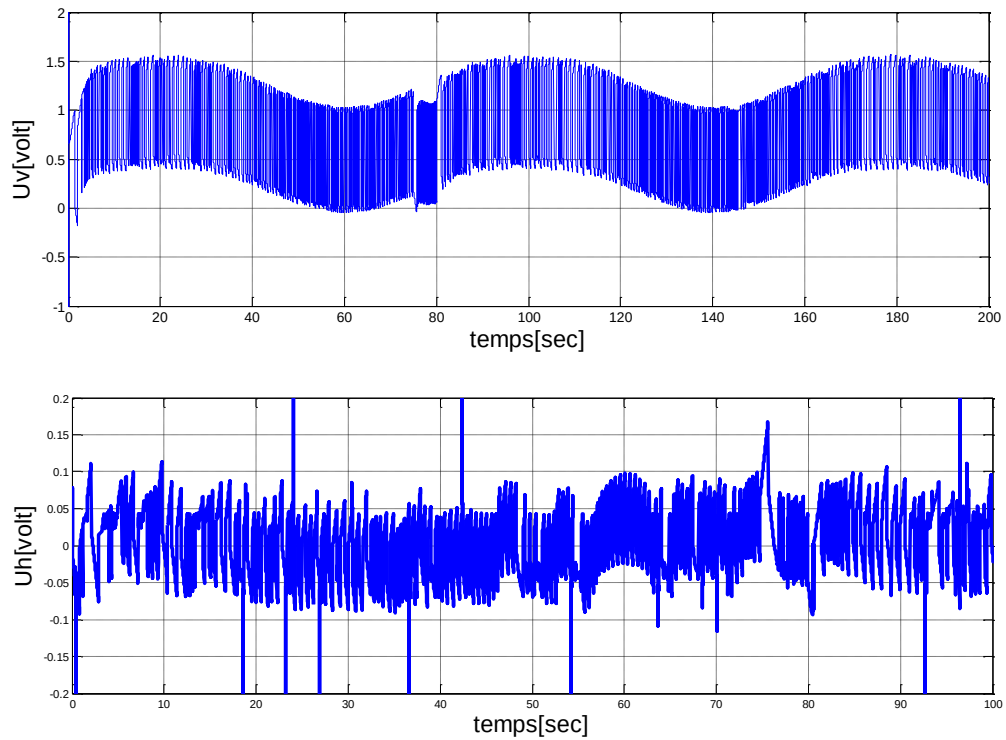


Figure III. 6 Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$.

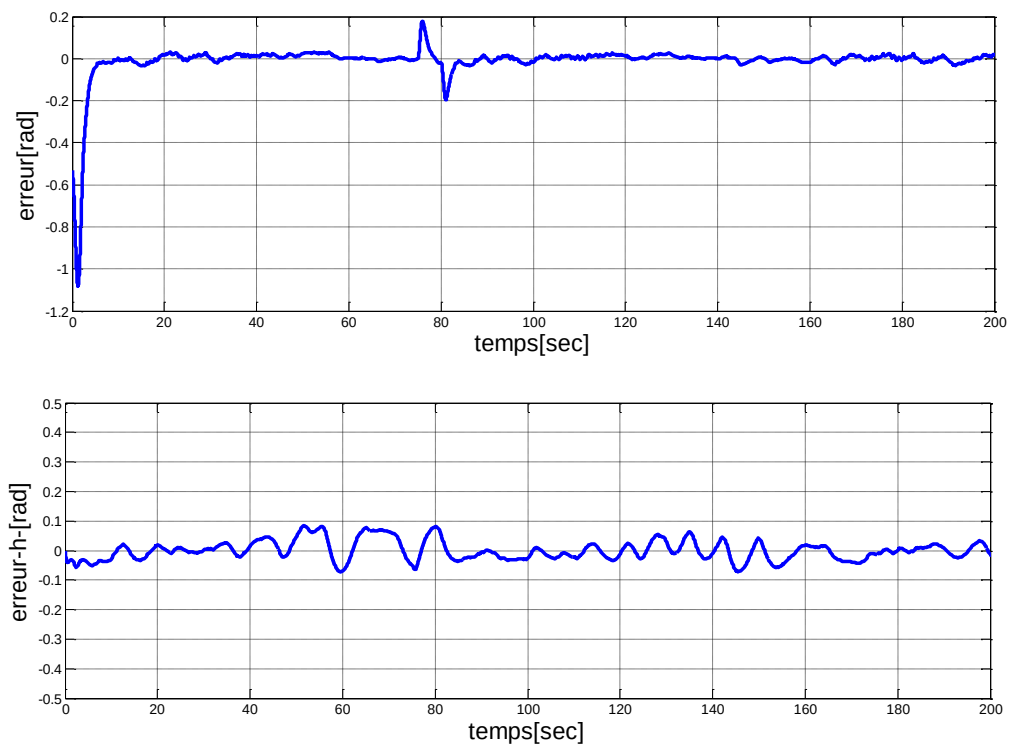


Figure III. 7 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

c) Test de poursuite d'une trajectoire carrée

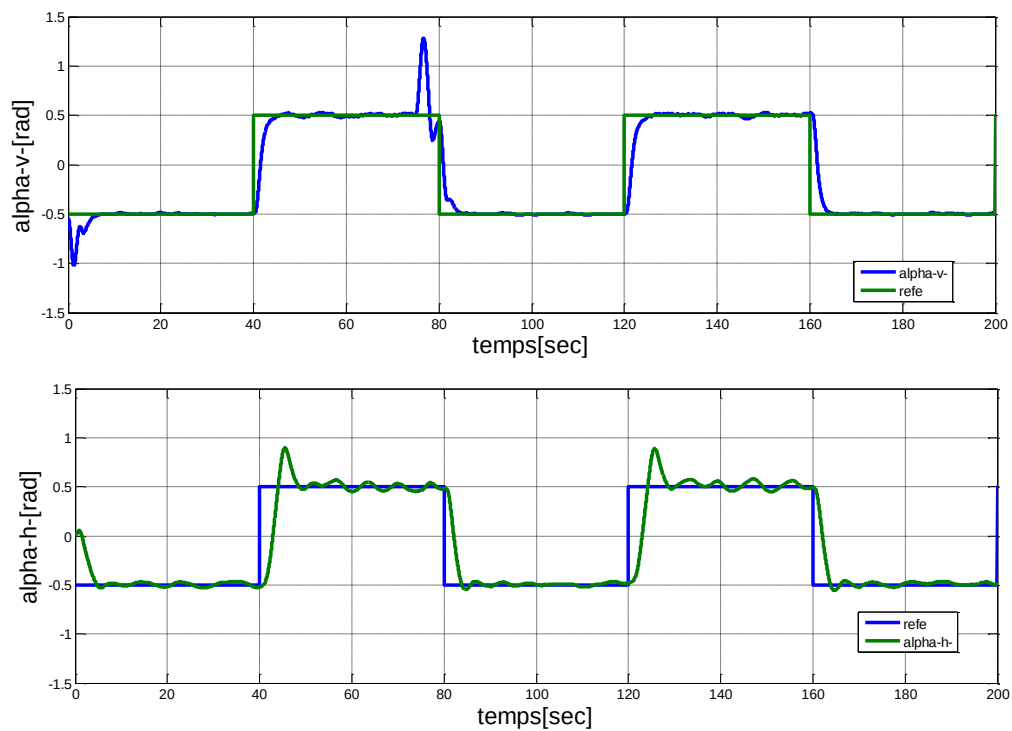


Figure III. 8 Réponses du système pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

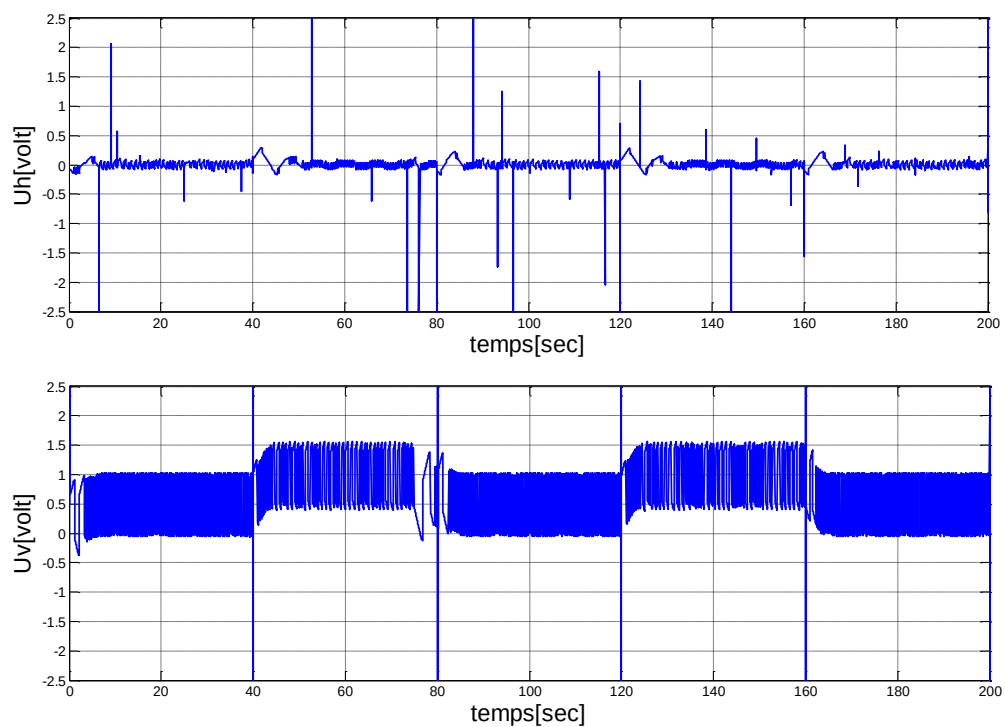


Figure III. 9 Signaux de commande pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

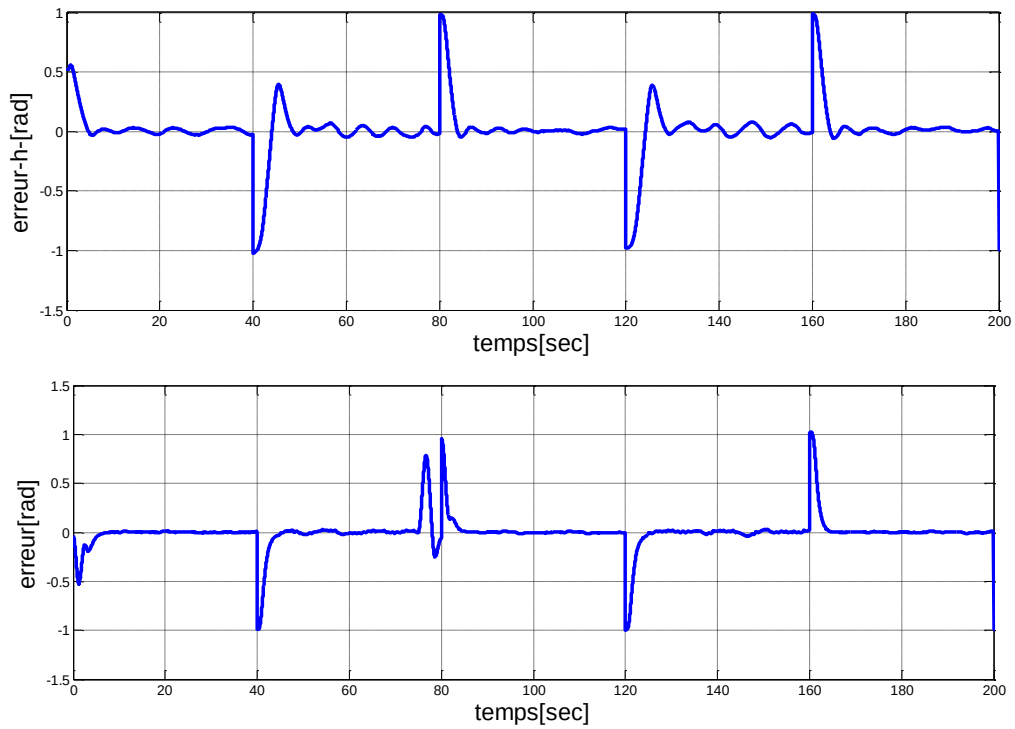


Figure III. 10 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

III.2.5.2. La commande continue

L'utilisation d'une fonction d'attractivité plus lisse ($\text{sat}(s)$), a permis l'élimination du chattering et l'adoucissement de la commande, qui est devenue admissible par les actionneurs. L'évolution des sorties, commandes et erreurs de poursuites sont représentées sur les figures suivantes.

On a choisi les gains suivants : $k_1, k_2 = 0.7$; $\lambda_v, \lambda_h = 1.2$.

a) Test de stabilisation

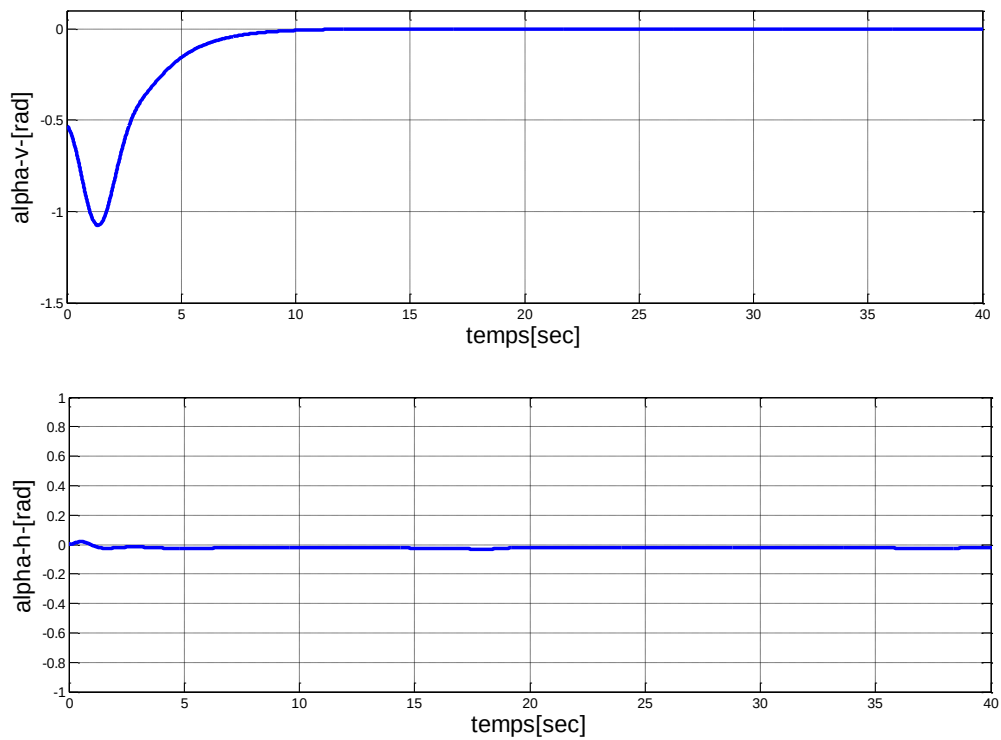


Figure III. 11 Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

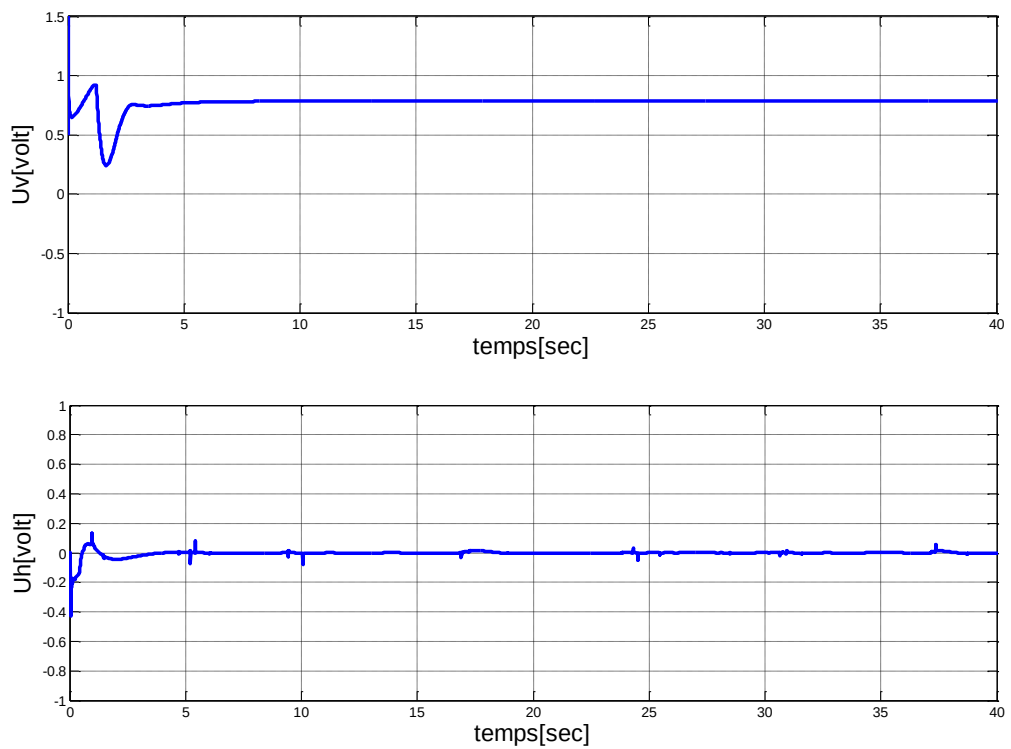


Figure III. 12 Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

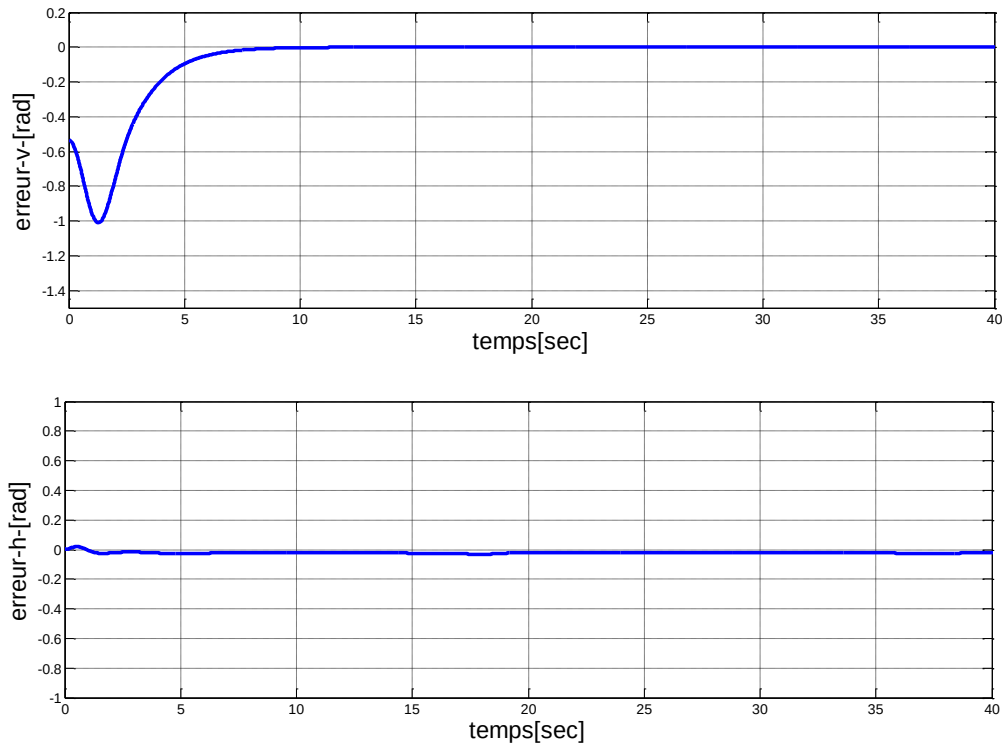


Figure III. 13 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

b) Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale

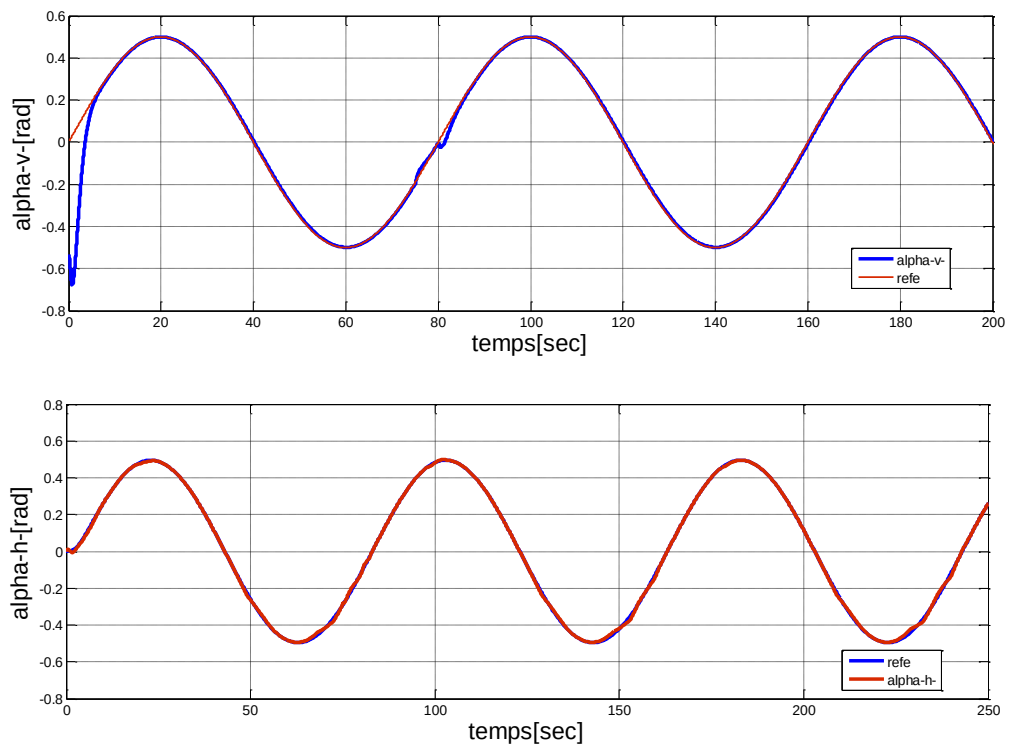


Figure III. 14 Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

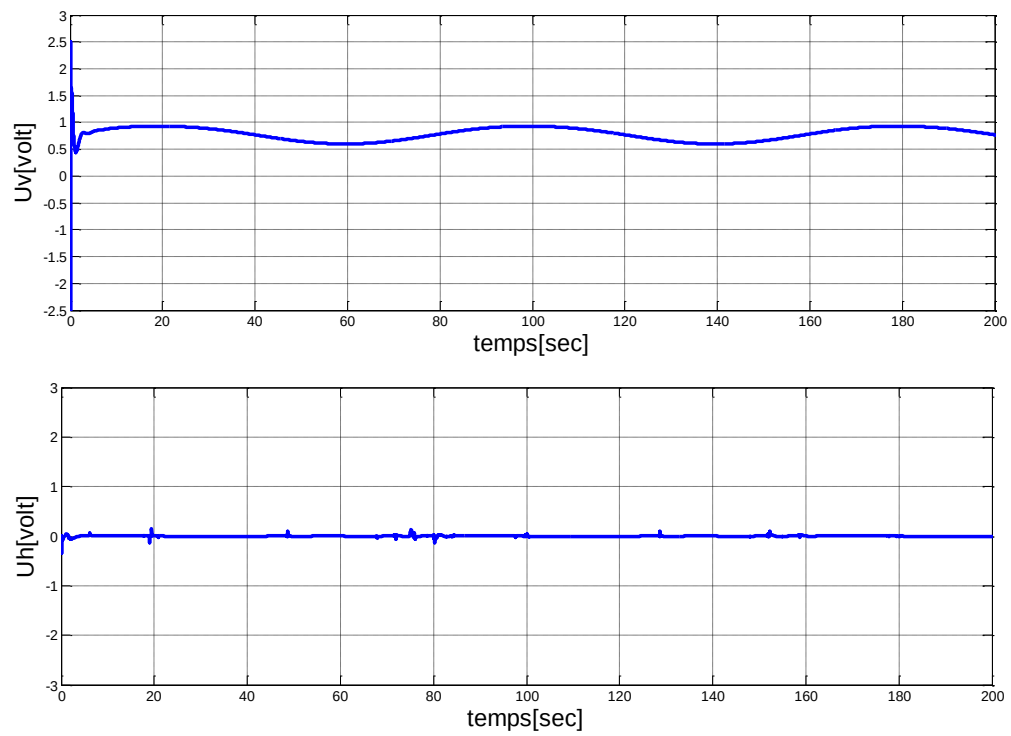


Figure III. 15 Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

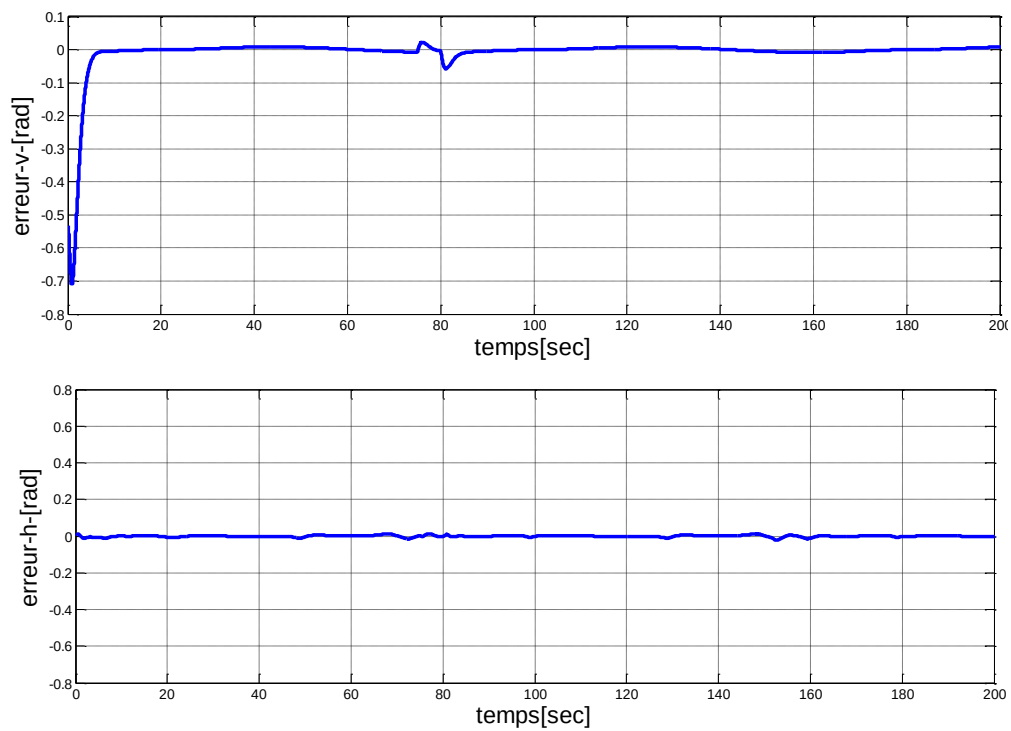


Figure III. 16 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

c) Test de poursuite d'une trajectoire carrée

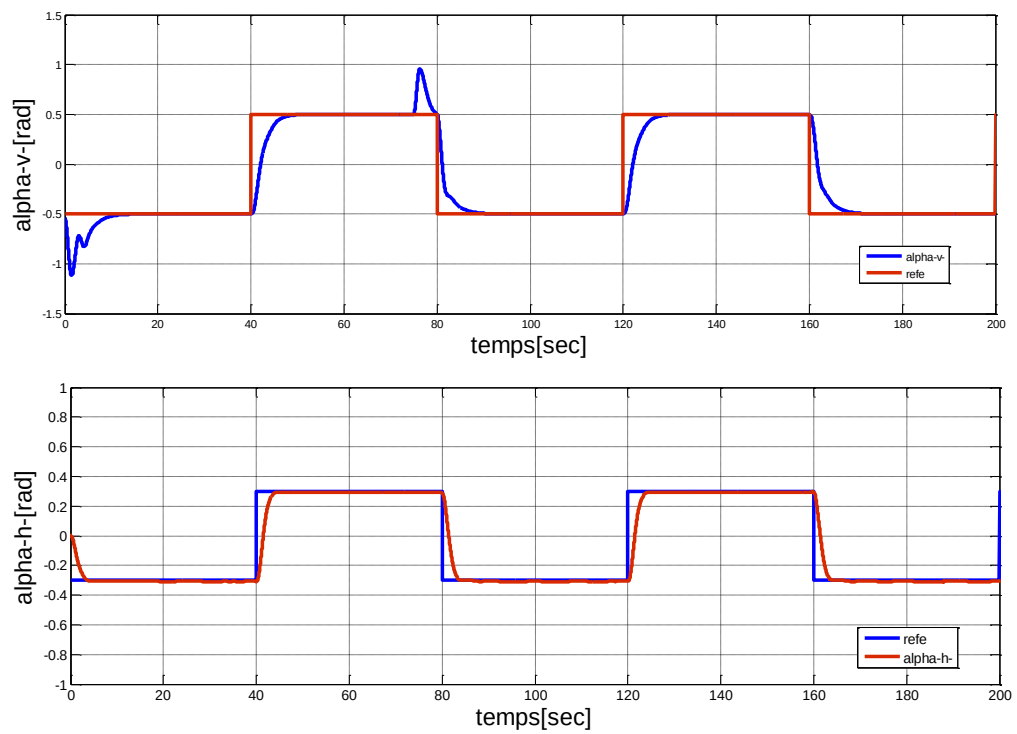


Figure III. 17 Réponses du système pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

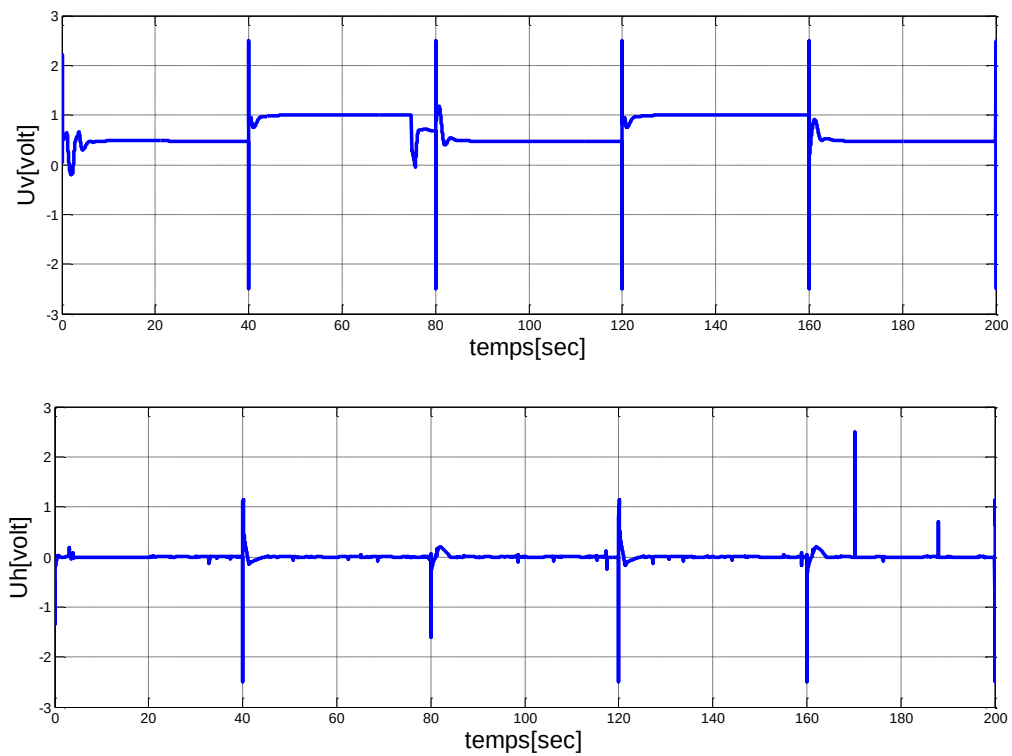


Figure III. 18 Signaux de commande pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

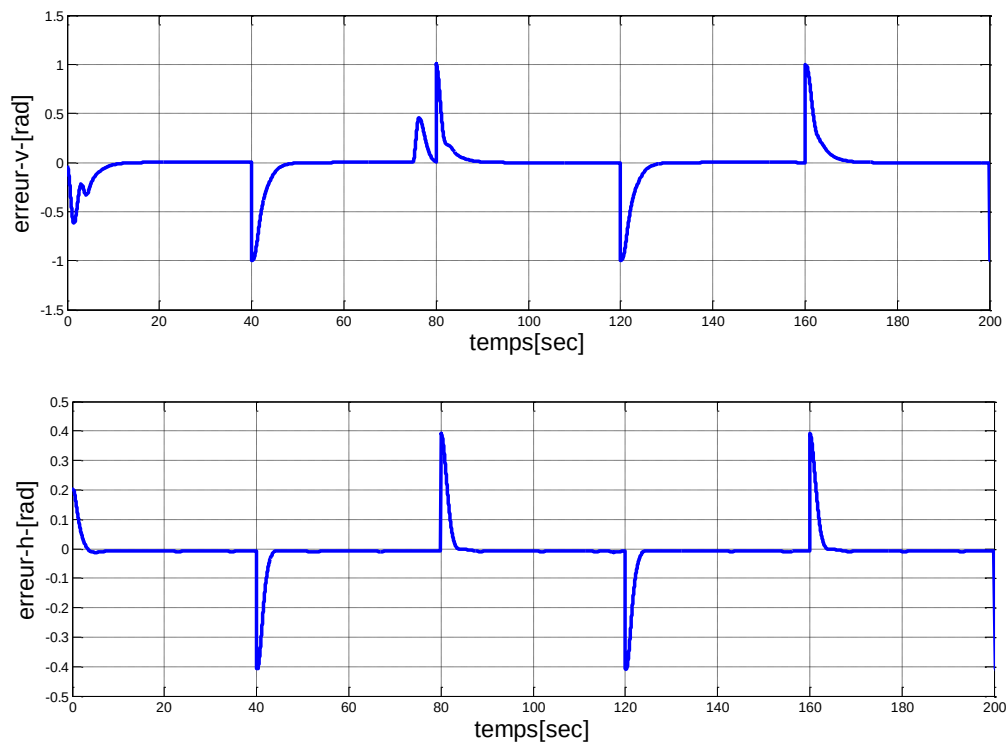


Figure III.19 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

III.2.5.3. Interprétation des résultats

On constate que la commande par mode de glissement force le système à suivre le signal de référence. Cette poursuite s'effectue en minimisant l'erreur de poursuite d'une part et en assurant la stabilité du système d'une autre part. Mais la commande appliquée oscille avec une haute fréquence de commutation (chattering) qui peut être inacceptable en pratique car le signal de commande a une signification physique comme la force ou le couple moteur.

Nous avons vu déjà la solution proposée par Slotine [9] qui consiste à remplacer la loi de commande discontinue par une loi continue en x à l'extérieur d'une bande fine située au voisinage de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande.

Dans la partie suivante nous allons nous intéresser à la commande flou-glissante qui Permettra aussi d'éliminer ce problème de broutement.

III.3. La commande flou-glissante

L'inconvénient majeur de la commande par mode de glissement est le chattering au niveau de la commande. L'approximation de la fonction discontinue d'attractivité par une fonction

continue est l'une des méthodes pour remédier à ce problème. Nous proposons ici une technique alternative, qui consiste à exploiter la logique floue pour assurer l'attractivité.

Dans cette technique la fonction de commutation (sign) de la commande glissante est remplacée par un système d'inférence flou.

III.3.1. Structure du contrôleur flou glissant

Le contrôleur flou glissant est composé de deux blocs (Figure III.20). Un bloc pour le calcul de la commande équivalente et la surface de glissement. Le deuxième bloc est un régulateur flou, dont les entrées sont la surface et sa variation (variation de surface), et la commande attractante comme sortie.

La sortie du contrôleur flou glissant est la somme de la commande équivalente et la commande attractante

Le schéma synoptique de la commande utilisée est illustré dans la figure suivante :

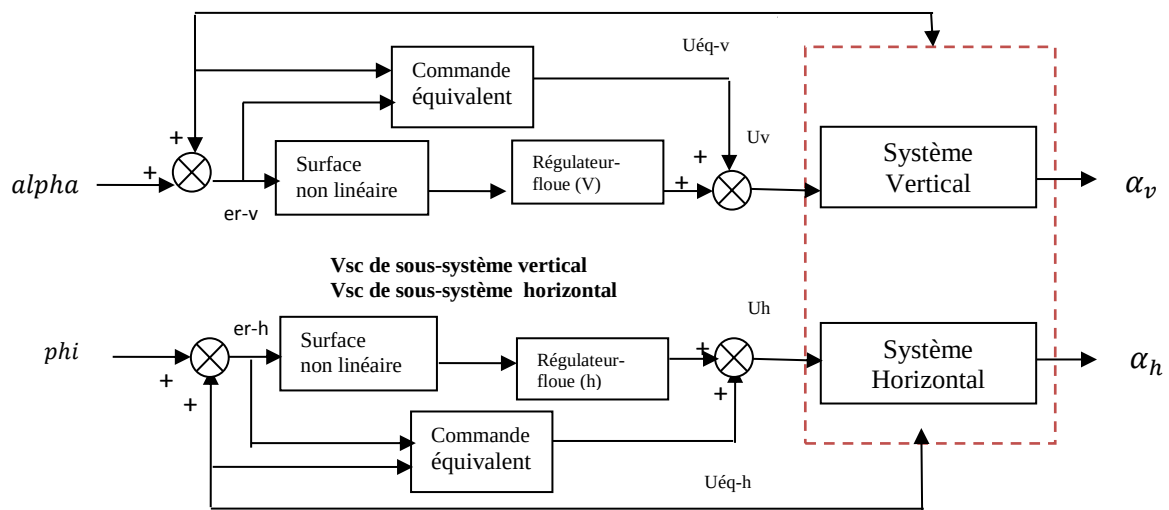


Figure III. 20 structure de la commande floue - glissante appliquée au système TRMS.

II.3.2. Propriétés de régulateur floue

III.3.2.1.Fuzzification

La fuzzification de l'entrée est réalisée à l'aide des fonctions d'appartenance triangulaire de la manière suivante :

On prend les variations de la surface de glissement entre -1 et 1 donc en va définir la plage de variation de l'entrée de régulateur flou avec les mêmes valeurs. La fuzzification est représentée dans la Figure III.20.

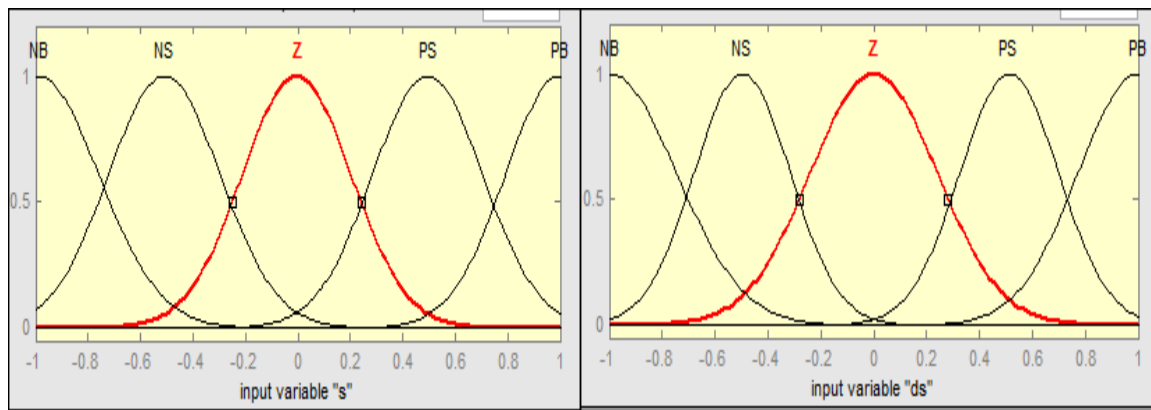


Figure III. 21 Fuzzification des l'entrées.

La fuzzification de sortie est réalisée de la même manière que l'entrée à l'aide des fonctions d'appartenance triangulaire :

On prend les variations de la sortie bornée entre -1 et 1 donc en va définir la plage de variation de la sortie de régulateur flou avec les mêmes valeurs. La fuzzification est représentée dans la Figure III.21.

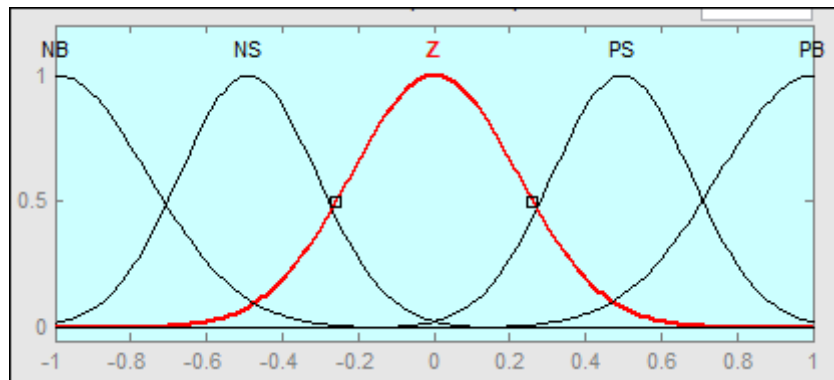


Figure III. 22 Fuzzification de la sortie.

III.3.1.2. Les règles d'inférences

En général, plusieurs valeurs de variables linguistiques, convenablement définies par des fonctions d'appartenance, sont liées entre elles par des règles. Afin de tirer des conclusions,

nous parlons alors de déductions floues, ou inférences. Pour notre application nous avons utilisé la base des règles suivante.

ds S	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	Z
NS	NB	NB	NS	Z	PS
Z	NB	NS	Z	PS	PB
PS	NS	Z	PS	PB	PB
PB	Z	PS	PB	PB	PB

Tableau III. 1 Règles d'inférence.

Avec les prédicats suivants :

NB : négatif Big ; NS : négatif Small ; Z : zéro ; PB : positif Big ; PS : positif Small.

III.3.1.3. La défuzzification

Pour la défuzzification se réalise on utilisant la méthode de MAMDANI qui calcule la sortie de régulateur à l'aide de la formule du barycentre.

III.3.2. Résultats de simulation et commentaires

Les résultats de simulation montrent l'efficacité et les performances de la commande flou-glissante. On constate que cette commande a éliminé le chattering et assuré le lissage de la commande et la stabilisation de système et les performances (temps de réponse et précision) de la commande par mode de glissement demeurent gardées. Les résultats de tests effectués sont représentés par les figures suivantes. On a commencé par une stabilisation des angles d'élévation et d'azimute avant de réaliser des poursuites de trajectoires sinusoïdales et carrée.

✓ Remarque

En mode de fonctionnement couplé, on a utilisé le même régulateur flou pour les deux sous systèmes (vertical et horizontal).avec $\lambda_v = 1.2$; $\lambda_h = 1.2$

a) Test de stabilisation

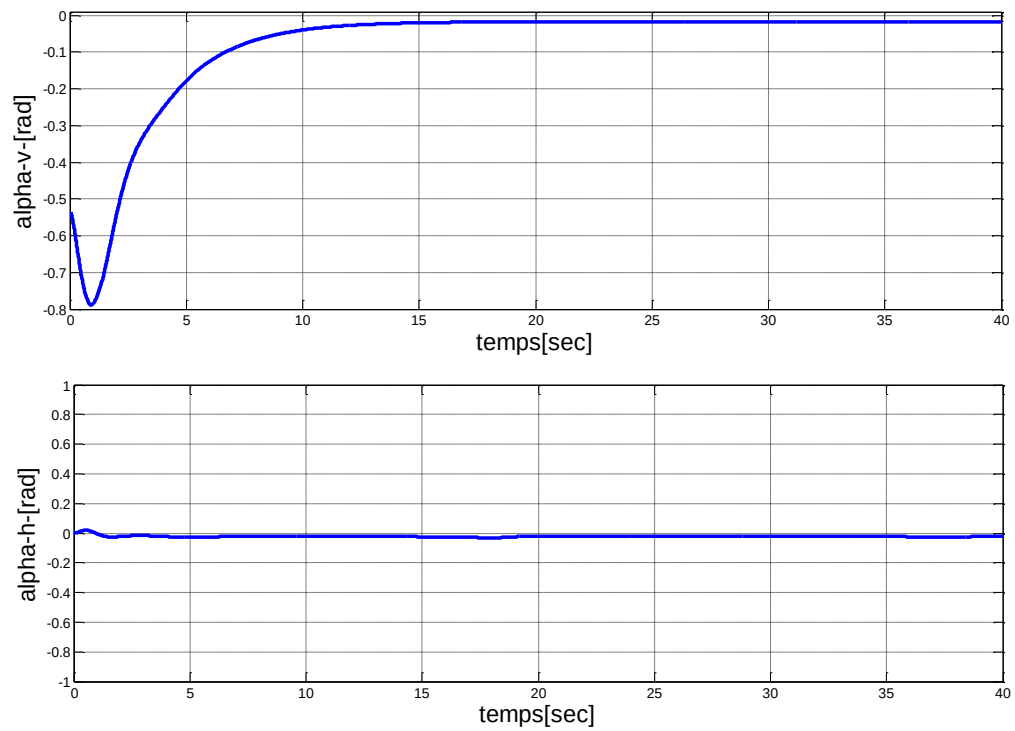


Figure III. 23 Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante.

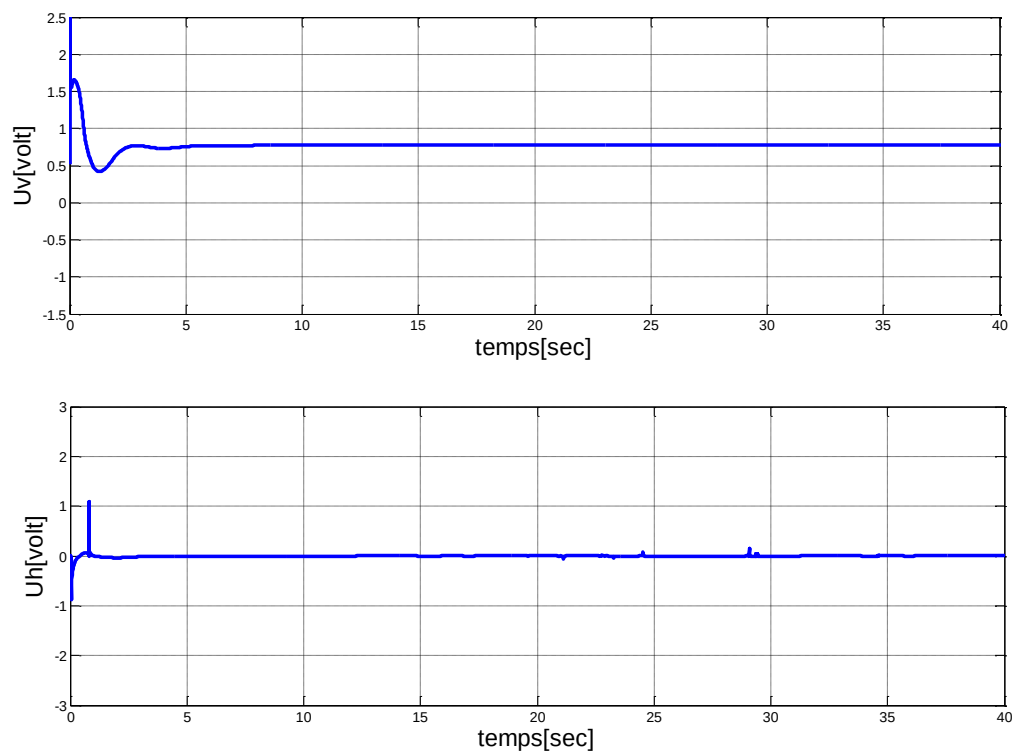


Figure III. 24 Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante.

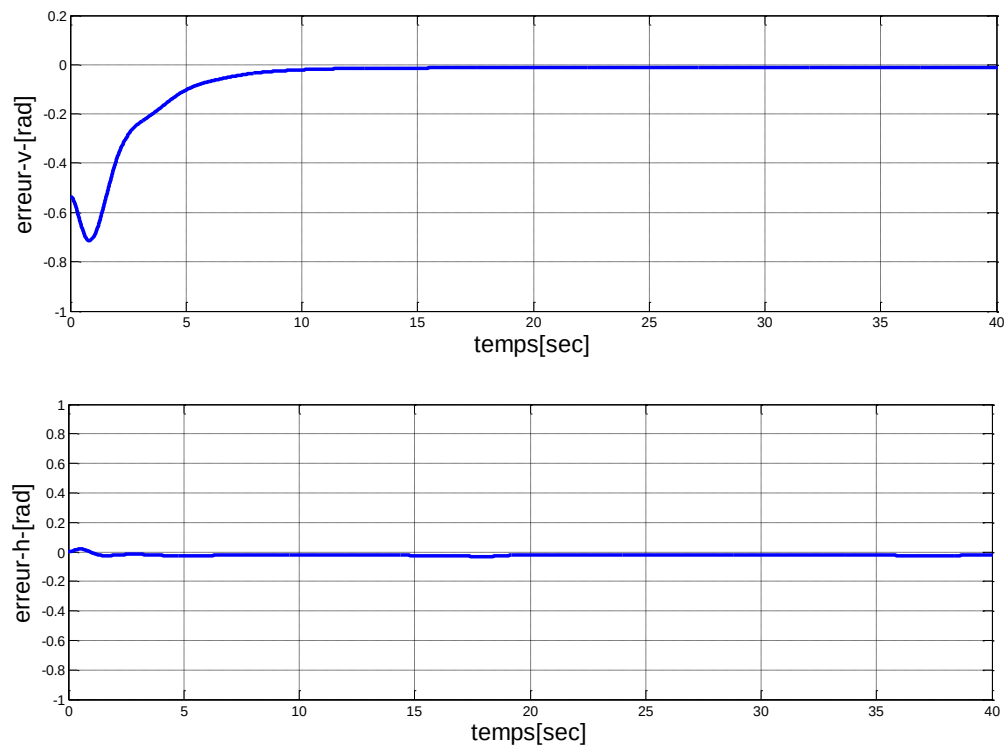


Figure III. 25 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante.

b) Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale

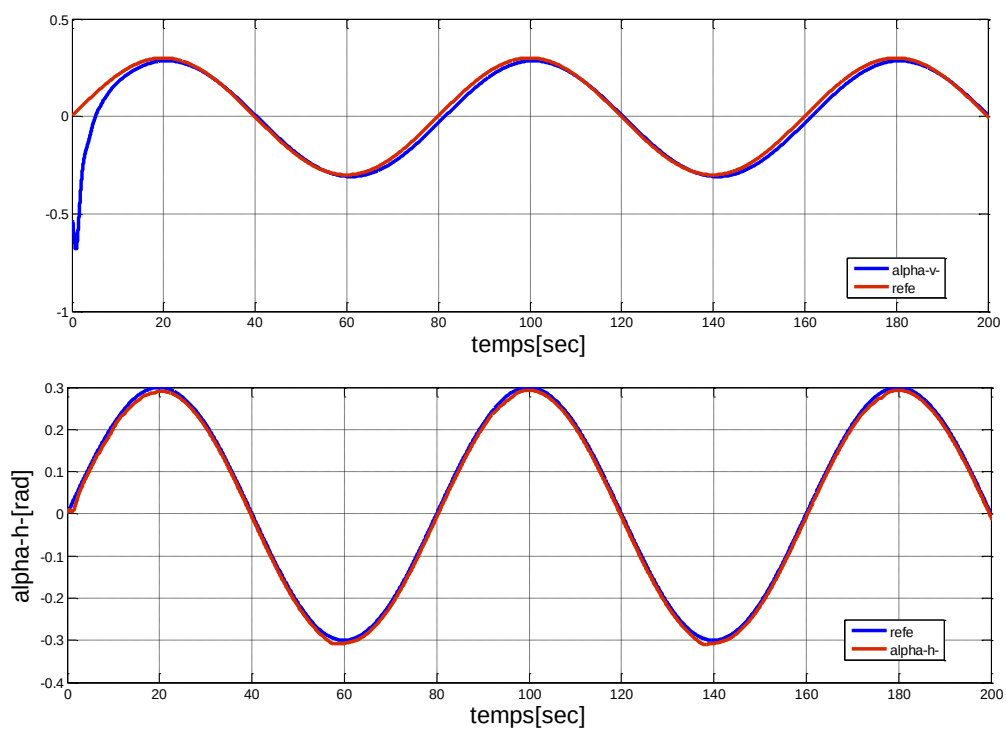


Figure III. 26 Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec la commande flou glissante.

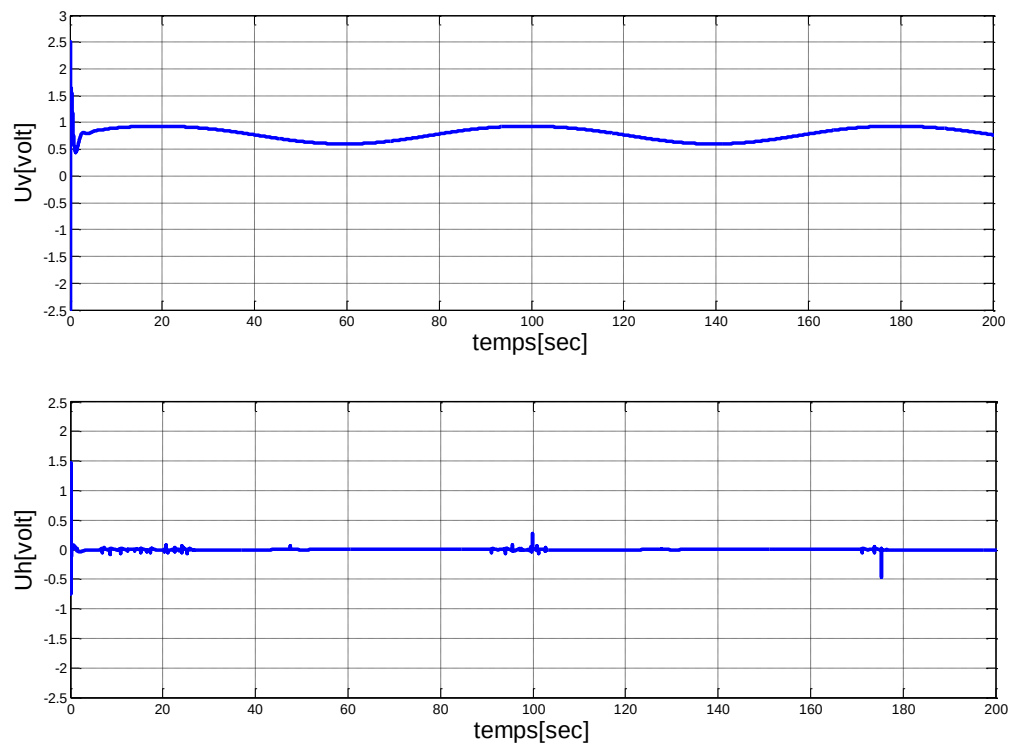


Figure III. 27 Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante.

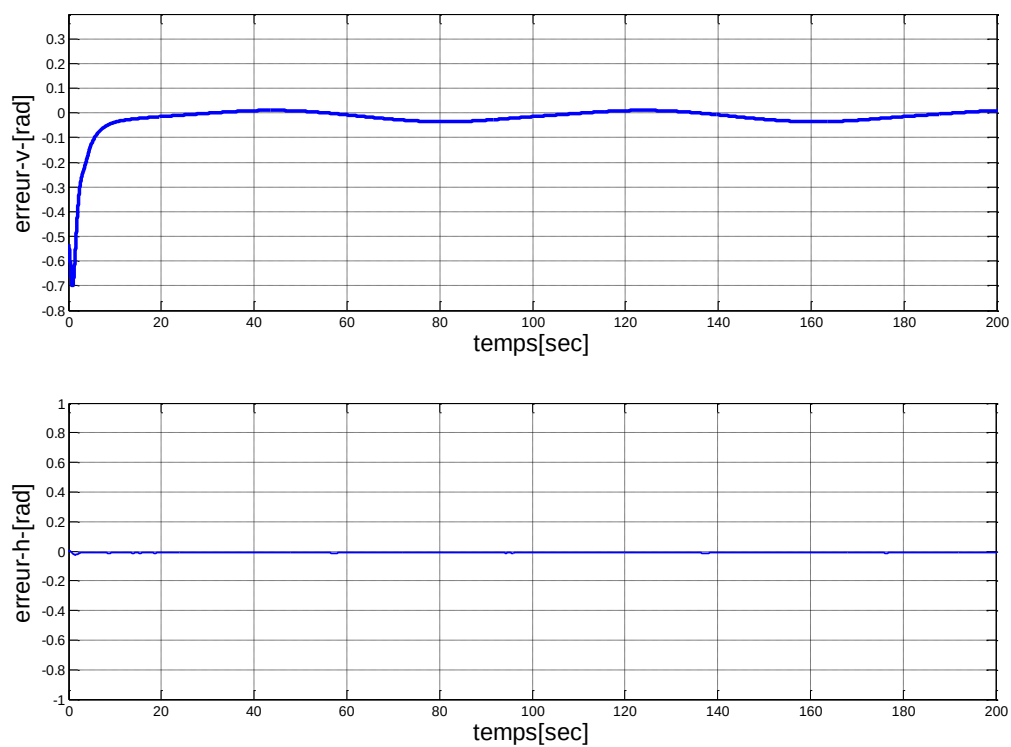


Figure III. 28 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante.

c) Test de poursuite d'une trajectoire carrée

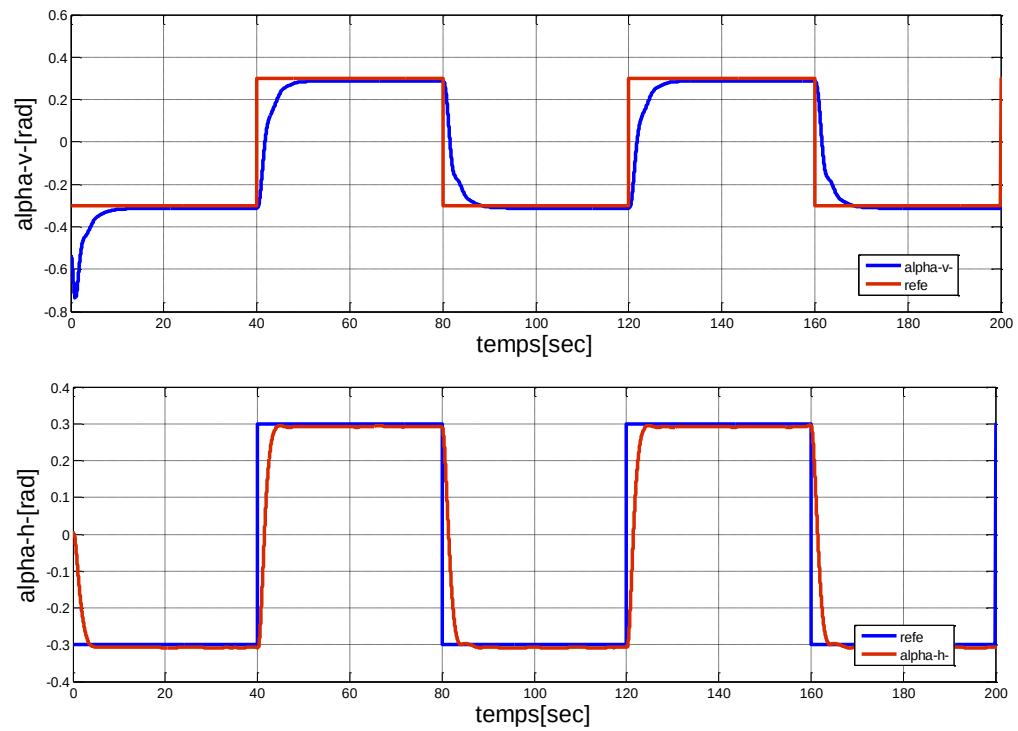


Figure III. 29 Réponses du système pour une référence carrée avec la commande floue-glissante.

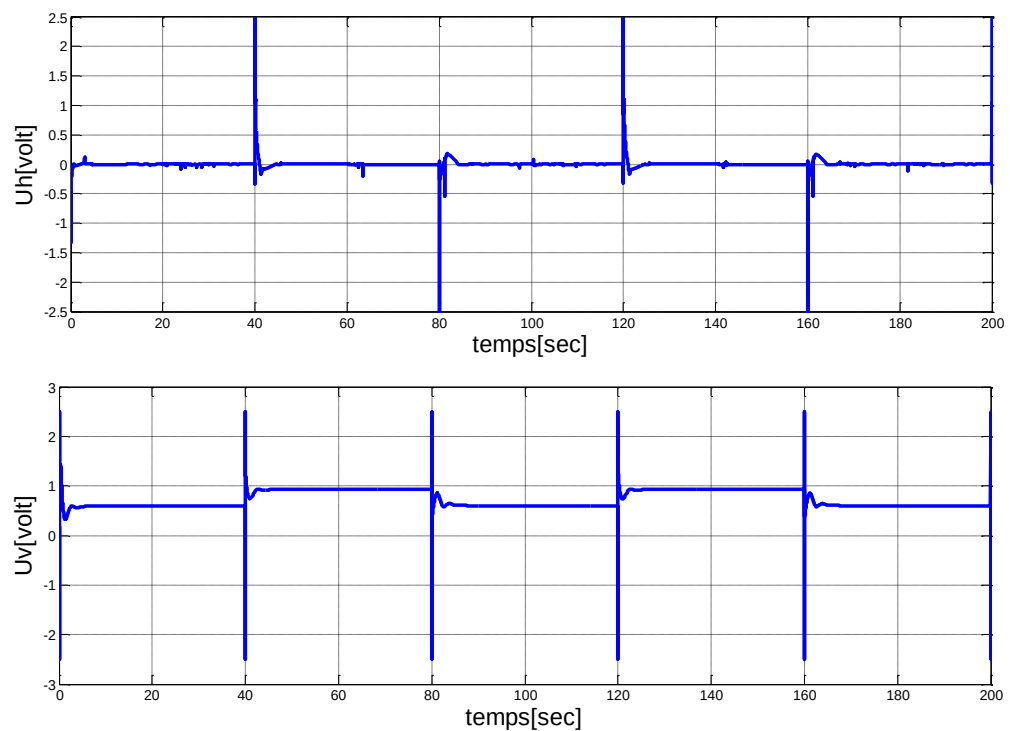


Figure III. 30 Signaux de commande pour une référence carrée avec la commande floue-glissante.

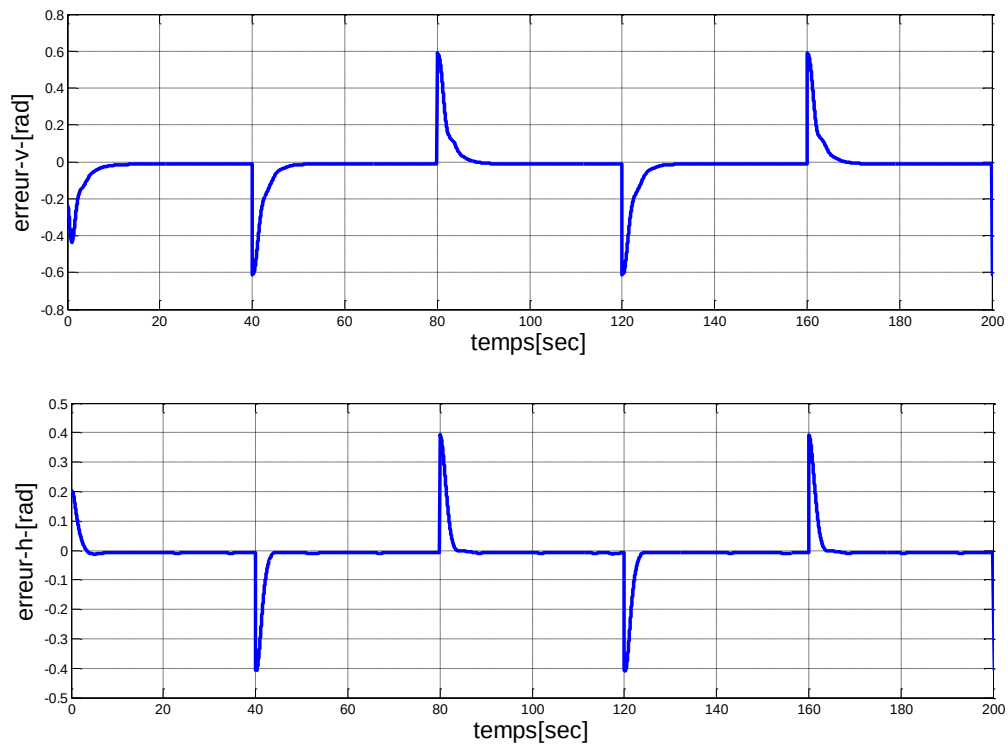


Figure III. 31 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec la commande floue-glissante.

III.3.3. Test de robustesse de la commande floue-glissante :

On a utilisé comme perturbation, une force aérodynamique appliqué sur les deux propulseurs le principal (plan vertical), et le secondaire (plan horizontal) au même temps pendant 5 sec. On observe que La commande floue-glissante a pu rejeter cette perturbation introduite au système après un temps relativement court.

III.3.3.1. Stabilisation avec perturbation externe

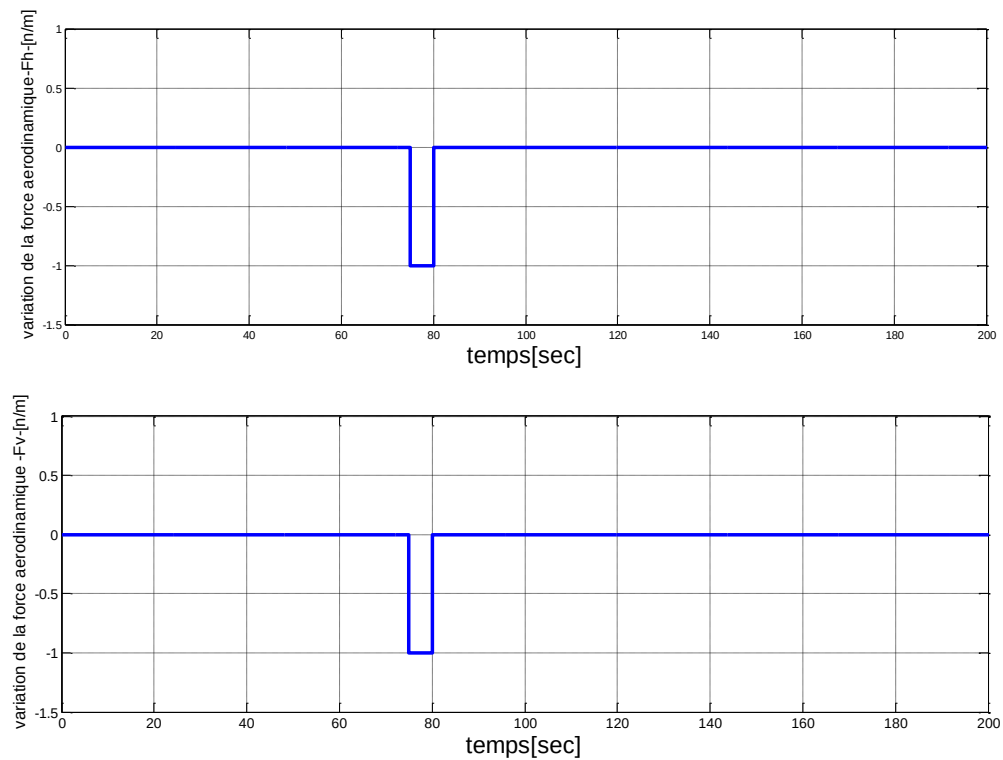


Figure III.32 variation de la force aérodynamique.

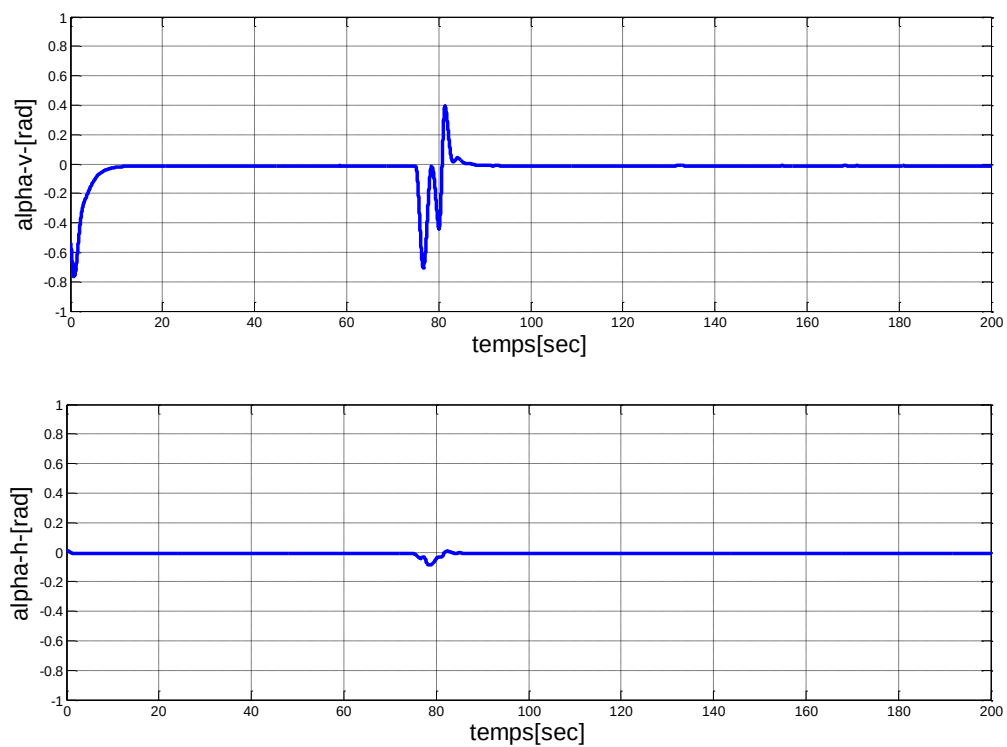


Figure III. 33 Réponses du système pour une stabilisation avec perturbation externe.

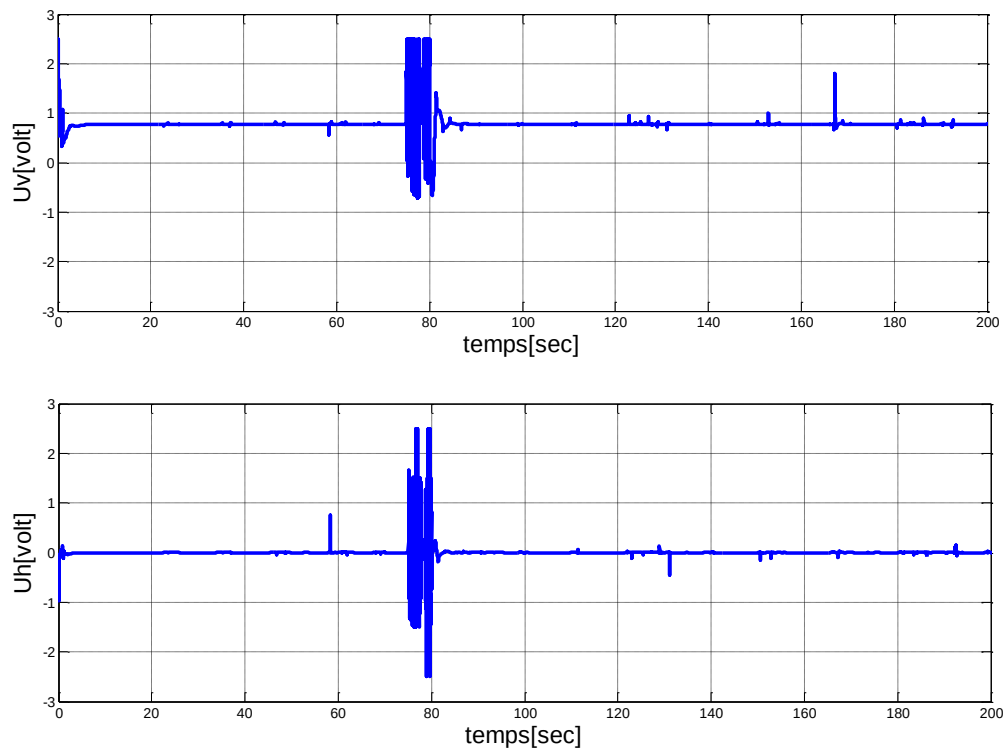


Figure III. 34 signaux de commande pour une stabilisation avec perturbation externe.

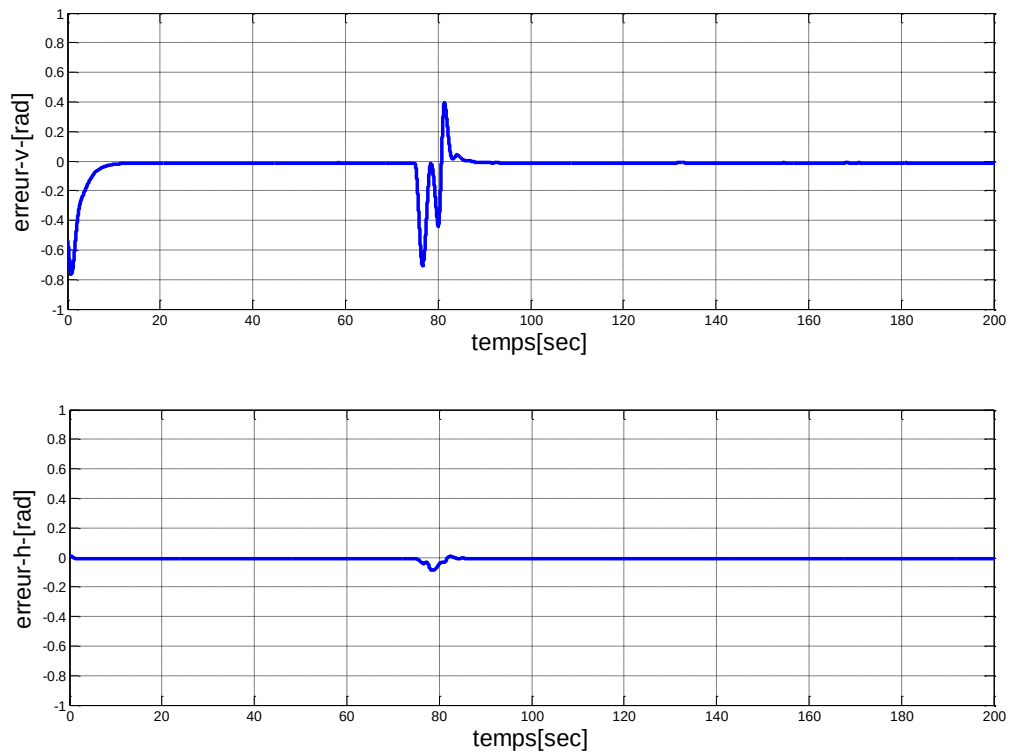


Figure III. 35 erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation avec perturbation externe.

III.3.3.2. Poursuite D'une Trajectoire Carrée Avec Perturbation Externe :

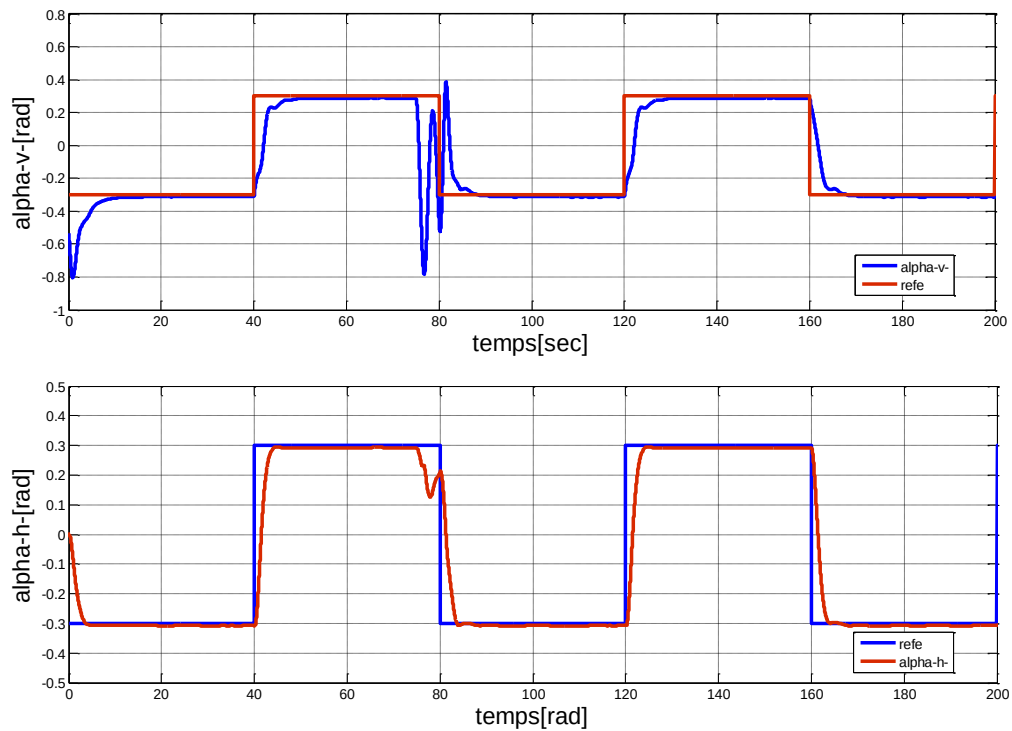


Figure III. 36 Réponses du système pour une référence carrée avec perturbation externe.

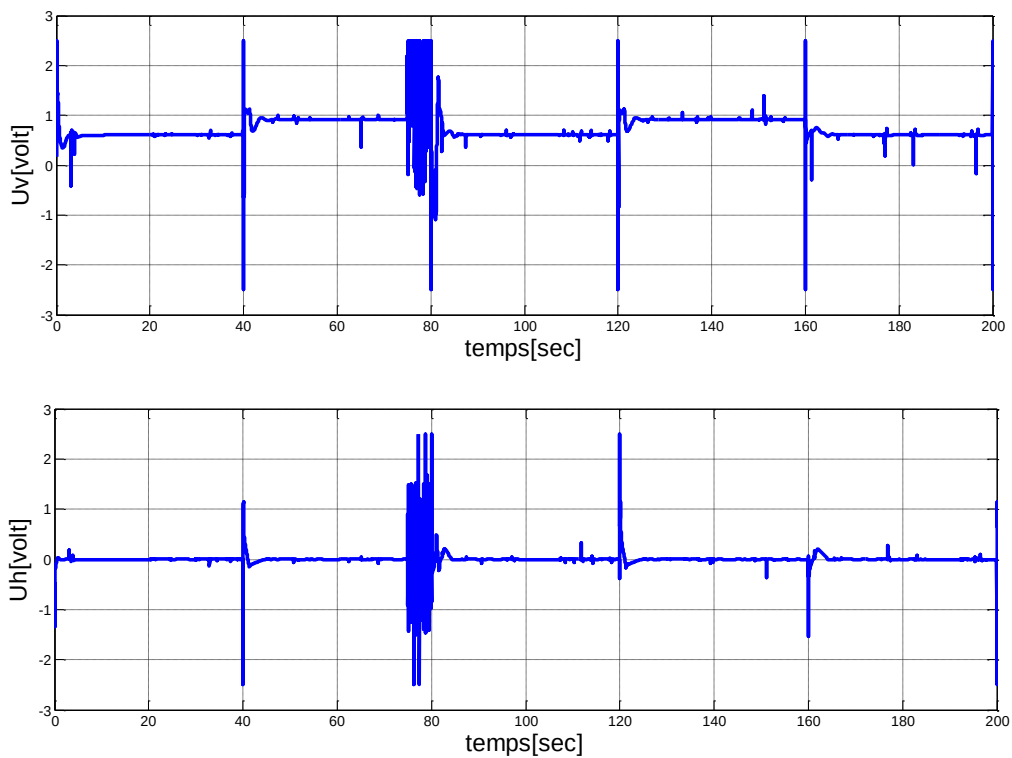


Figure III. 37 Signaux de commande pour une référence carrée avec perturbation externe.

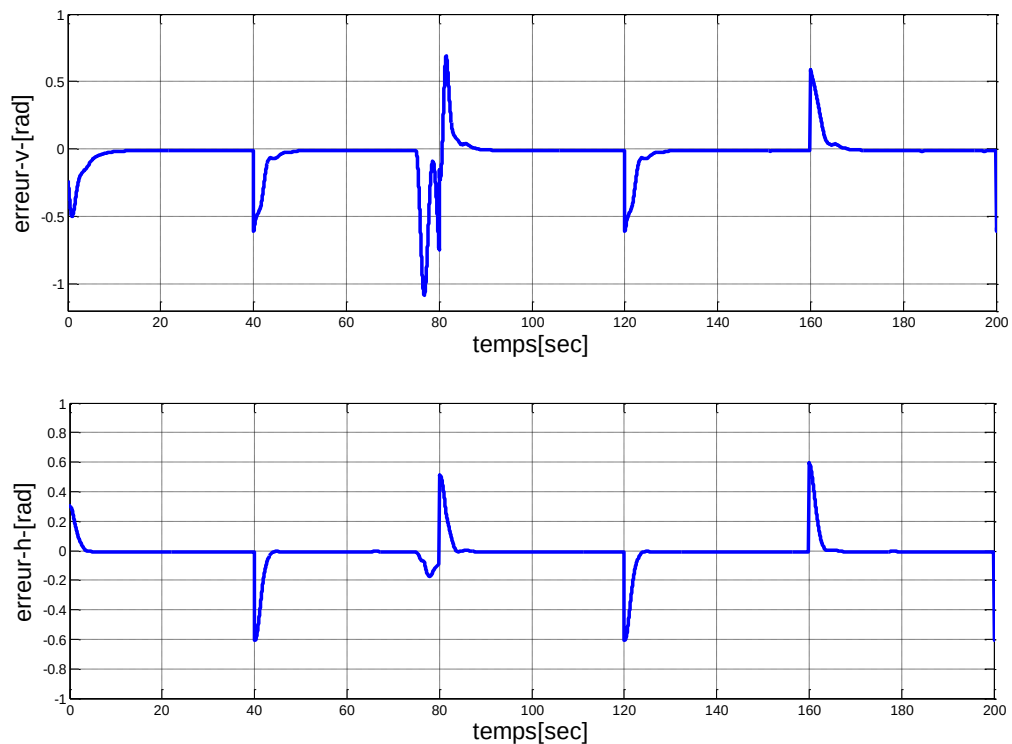


Figure III. 38 erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec perturbation externe.

III.4. Interprétations des résultats

À travers les résultats obtenus nous avons pu constater que les performances pour l'angle $\alpha-h$ sont meilleurs que celles de l'angle vertical $\alpha-v$ en terme de temps de réponse et erreur. cela est dû au comportement dynamique plus complexe du sous-système vertical à cause de la présence des forces de gravitation. cela est apparent en particulier au niveau du démarrage où les commandes sont plus sollicitées en mode vertical par rapport au mode horizontal, mais leurs valeurs restent toujours dans les limites tolérées par les actionneurs. il est à noter aussi que les erreurs en régime permanent de la commande par mode de glissement avec fonction de saturation et la commande floue-glissante sont meilleurs que celle de la commande par mode de glissement avec fonction signe.

Le rejet de perturbation est assuré par la commande floue-glissante en un temps lié à l'intensité de la perturbation et au temps de réponse du système.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés, à l'application des commandes glissantes, et la commande floue-glissante au simulateur d'hélicoptère.

Après simulation de la première loi de commande on est confronté a un phénomène qui est l'inconvénient des modes glissant appelé chattering, qui peut être éliminé, soit par l'utilisation de la fonction d'attractivité σ au lieu de la fonction sign , ou par l'utilisation de la logique floue pour adoucir la commande. Les résultats de simulation montrent aussi que les commandes synthétisées pour le modèle découplé, ont pu rejeter l'effet de couplage lors de leur application au modèle couplé.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail effectué dans ce mémoire concerne un thème d'actualité dans le domaine de la commande des systèmes complexes. nous sommes intéressé à la synthèse des techniques avancées de l'automatique telle que la commande à structure variable et la commande par logique floue qui constituent une alternative aux commandes classiques, généralement employées en automatique afin de répondre au mieux aux objectifs de performance et de robustesse pour la régulation d'un procédé. Les lois de commandes proposées sont appliquées à la stabilisation d'un TRMS.

Alors ce travail présenté qui se divise en trois chapitres contribue essentiellement à la résolution des problèmes de réglage des régulateurs flou-glissants.

Dans le premier chapitre, nous avons commencé par le principe du vol des hélicoptères, et la présentation détaillée du simulateur d'hélicoptère et en suite développer un modèle mathématique du système TRMS en se basant sur les lois fondamentales de la mécanique du processus. Le modèle obtenu régi par un système d'équations fortement non linéaires présente une dynamique instable en boucle ouverte.

Dans la deuxième chapitre, nous avons présenté les concepts des mots clés de ce travail à savoir; la commande par mode de glissement, et la commande par la logique flou.

La commande par mode glissant est par sa nature est une commande non linéaire, dont la commande varie d'une manière discontinue. Elle est caractérisée par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes. Les performances désirées du système sont utilisées pour déterminer la surface de glissement. La loi de commande est choisie dans le but d'assurer les conditions de convergence et de glissement c'est à dire, l'attractivité et l'invariance des surfaces de commutation ce qui permet au système de tendre toujours vers la surface de glissement. Son problème majeur qui a causé, au départ, son délaissement par les automaticiens est le phénomène de broutement. Ce dernier, néfaste pour les actionneurs, est dû aux oscillations de la commande.

La commande à base de la logique floue a connu un succès considérable dans la commande des systèmes non linéaires dont la commande par les méthodes conventionnelles est d'une efficacité limitée. Elle utilise les ensembles flous obtenus par partitionnement des plages de variations des entrées-sorties. Son élaboration basée surtout sur la connaissance de l'expert humain sur le procédé.

Dans la dernière chapitre, et pour remédier à l'inconvénient du chatterring on a vu la solution proposée par slotine consiste à remplacer la fonction de commutation dans la

commande par une fonction de saturation. Par la suite on a étudié une technique qui combine les avantages de la commande par mode de glissement et la commande par logique floue. La méthode étudiée permet l'atténuation des effets des perturbations externes et éliminer le phénomène de "broutement" introduit par le mode glissant classique. Concernant le régulateur flou on a utilisé un modèle de Mamdani avec une méthode de conception spécifique : pour la fuzzification de l'entrée (surface de glissement) et de sortie (la commande), on a utilisé des univers de discours symétriques avec des fonctions d'appartenances triangulaires, la méthode du centre de gravité pour l'opération de défuzzification.

Perspectives

A l'issue des travaux réalisés, ce mémoire ouvre de nouvelles perspectives de recherche parmi les quelles nous citons :

- Mise en oeuvre expérimentale des lois de commande développées sur le TRMS .
- Généraliser l'étude des lois de commande proposées pour le cas discret.
- Utilisation des algorithmes d'optimisation pour la détermination des différents paramètres de la loi de commande.
- La reformulation des méthodes développées dans un contexte adaptatif.
- Validation des commandes proposées sur d'autres types des avions sans pilote.

References Bibliographiques

- [1] **Chikh Bey Ahmed. F**
« Commande floue d'un twin rotor » ; mémoire de master académique ; Faculté des nouvelles technologies de l'information et des communication ; Département d'électronique et des télécommunications ; Université kasdi merbah ouargla (2014).
- [2] **Hachid.F , Farah.F**
« Synthèse et implementation pratique de Lois de commandes non linéaires : Application à un simulateur d'hélicoptère » ; Département du Génie Electrique ; Spécialité Automatique ; Projet de fin d'études Pour l'obtention du diplôme D'Ingénieur d'Etat en Automatique ; Laboratoire de Commande des Processus Ecole Nationale Polytechnique ; AV. Hassen Badi, El-Harrach, Algérie , (Juin 2005).
- [3] **Ms.Ghellab.M**
« Commande à structure variable appliquée au simulateur de vol d'hélicoptère » ; Mémoire de Magister ; Spécialité Automatique ; Option automatique des système industriels Ecole Nationale Polytechnique ; Département de Génie Electrique ; Laboratoire de Commande des Processus ,(2009/2010).
- [4] **Akka. W**
« Commande à structure variable d'un pendule inversé » ; mémoire de master ; Département du Génie Electrique ; Spécialité Automatique ; université Mohamed Boudiaf m'sila ,(2015) .
- [5] **Ms. Bouguerra .A**
« Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical » En vue de l'obtention du diplôme de doctorat en sciences Spécialité Electronique Département D'Electronique ; université Mohamed Boudiaf - m'sila (2015) .
- [6] **Boukhalkhal .A ; Hachemi .A**
« commande par mode glissement d'une suspension active d'un véhicule » Département du Génie Electrique ; Spécialité Automatique ; Laboratoire de Commande des Processus Ecole Nationale Polytechnique, 10, AV. Hassen Badi, El-Harrach, Algérie , (Juin 2006).
- [7] **Boudia.A**
« Commande non Linéaire d'un Hélicoptère à Deux Degré de Liberté (TRMS) Basé sur le PID à Gains Adaptatifs » ; mémoire de master ; Département du Génie Electrique ; Spécialité Automatique ; université Mohamed Boudiaf m'sila ,(2015) .
- [8] **Laribi. M**
« Application de la commande synergétique au contrôle de vitesse d'une machine asynchrone » ; Département d'Electronique ; Ecole Nationale Polytechnique B.P. 182 ; Avenue Hassen Badi, El Harrach, Alger ; Algérie Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, 'USTHB' Faculté d'Electronique, B.P. 32, El Alia, Bab Ezzouar, Alger ; Algérie (reçu le 25 Juillet 2010 – accepté le 26 Septembre 2010)
- [9] **J.J.E. Slotine ; W. Li**
« Applied nonlinear control » ; Englewood Cliffs, NJ; Prentice Hall; (1991).

- [10] **M.P. Kazmierkowski ; D.L. Sobczuk**
« Sliding Mode Feedback Linearized Control of PWM Inverter Fed Induction Motor » ; IEEE IECON; 22nd International Conference on Industrial Electronics ; Control and Instrumentation; Vol. 1, pp. 244 - 249, (1996).
- [11] **J. Yi ; N. Yubazaki**
« Stabilization fuzzy control of inverted pendulum systems » ; Artificial Intelligence in Engineering 14 (2000), pp : 153–163.
- [12] **F. Lahouazi**
« Mise en oeuvre d'une stratégie de commande neuro floue : Application à un pendule inversé » ; Mémoire de Magister en Automatique ; université Mouloud Mammeri tizi-ouzou, (2011).
- [13] **V.I. Utkin**
« Variable structure systems with sliding modes » IEEE Transactions ; Automatic Control ; vol Ac-22 No.02, pp.212-222, April (1977).
- [14] **M.C.Sosse Alaoui**
« Commande et observateur par mode glissant d'un système de pompage et d'un bras manipulateur » ; Thèse de Doctorat ; universités idi Mohammed ben Abdallah ; MAROC (08/07/2009).
- [15] **M. Manceur.**
« Commande robuste des systèmes non linéaires complexes » ; thèse de doctorat en Automatique, Université de Reims Champagne-Ardenne, France ;(12 juin 2012).
- [16] **A. Bachtarzi**
« Commande des systèmes à structure variable Applications à un générateur de vapeur » ; thèse de doctorat ; université de Constantine ; Algérie ; (2011).
- [17] **Alma. A**
« Commande à base d'observateurs d'état non linéaires d'un simulateur d'hélicoptère » ; mémoire de magister ; Département du Génie Electrique ; Spécialité Automatique ; école nationale polytechnique ; Alger ; Algérie ; (Juin 2006).
- [18] **Alouani . F**
« Commande par Logique Floue Appliquée aux pendules inversés et au Simulateur de Vol d'Hélicoptère : Simulation et Expérimentation», mémoire de magister, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université de Mohamed Boudiaf de M'sila (2006).
- [19] **Bouarroudj .N**
« Hybridation des Techniques de Commande Floue Mode de Glissement Optimisées par Algorithme d'Essaim deParticules. Application au système TRMS », Département d'automatique ;memoire de magister ;option : automatique des systèmes industriels, ecole nationale polytechnique laboratoire de commande des processus ;Année (2010/2011).
- [20] **H. Buhler,**
« Réglage Par Logique Floue », Presses Polytechniques et Universitaires Romandes CH-1015 Lausanne ; (1994).

- [21] **Aimeur Toufik**
« Commande des Systèmes Non Linéaires par Mode Glissant Flou », mémoire de magister. Université de Biskra (2009).
- [22] **Elbia Youcef**
« Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté », mémoire de magistère Batna (15 / 06 /2009).
- [23] **F. Chevrie et F. Guély**
« La logique floue », Cahier technique n° 191.
- [24] **Hamid Ouakka**
« Contribution à l'Identification et la Commande Floue d'une Classe de Systèmes Non Linéaires », thèse de doctorat nationale Université SIDI MOHAMED BEN ABDELLAH; faculté des sciences dhar el mehraz de (2009).
- [25] **Arvin Agah, Kazuo Tanie**
« Fuzzy logic controller design utilizing multiple contending software agents », fuzzy sets and system, Volume 106, Issue 2, (1 September 1999).
- [26] **Byung-Jae Choi, Seong-Woo Kwak, Byung Kook Kim,**
« Design of a single-input fuzzy logic controller and its properties », fuzzy sets and system Volume 106, Issue 3, (16 September 1999) .
- [27] **Pierre Gabriel**
« introduction à la logique floue et à la commande floue », (2000-2001).
- [28] **M. Ousaid Abdenbi , Ziadi. Z**
« Optimisation d'un Générateur Photovoltaïques par Réseaux de Neurones Artificiels, Application au Pompage Photovoltaïques », Mémoire d'ingéniorat, ENP (2008).
- [29] **Benchaabane . A**
« Commandes hybrides neuro - glissantes et neuro floues - glissantes appliquées au simulateur d'hélicoptère TRMS » ; Ingénieur d'Etat en Electronique.
- [30] **Ms. Zoglach .S**
Cours « Introduction à la Logique Floue & à la Commande Floue ».
- [31] **R.Ketata**
« Méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue » -Thèse de Docteur L.A.A.S Toulouse – (1992).
- [32] **M. Bauer**
« Application de contrôleurs à logique floue pour la commande vectorielle des machines à induction: commande en vitesse et en position » Rapport de stage ingénieur-ESIM-22 (Février 1995).
- [33] **A.Ibaliden**
« Implantation d'un régulateur de type flou sur des commandes d'onduleurs pilotant des machines alternatives : application à la détermination des correcteurs » - Rapport d'activités (1994-1995).

- [34] **B. Beaufrere**
« Application de la logique floue à la planification de trajectoires de robots mobiles dans des environnements inconnus » - Thèse de Docteur de l'université de Poitiers, Décembre (1994).
- [35] **P. Y. Gloronnec**
« Algorithme d'apprentissage pour systèmes d'inférences floues » - INSA de Rennes (IRISIA)- (1999).
- [36] **B. Demaya**
« Commande floue des systèmes à dynamiques complexes- Application à la commande d'un moteur thermique » ; Thèse de Docteur LAAS Toulouse – (17 Octobre 1994).
- [37] **H. Buhler**
« Réglage par logique floue » -Presse polytechniques et universitaires Romandes ;(1994).
- [38] **A. Bachtarzi**
« commande des systèmes à structure variable Applications à un générateur de vapeur », thèse de doctorat, université de Constantine, Algérie ; (2011).
- [39] **A. Rahideh , M.H. Shaheed , H.J.C. Huijberts**
« Dynamic modelling of a TRMS using analytical and empirical approaches », Control Engineering Practice 16 (2008) 241–259.
- [40] **T. Peng Wen**
« Time Optimal and Robust Control of Twin Rotor System », IEEE International Conference on Control and Automation Guangzhou, CHINA - (May 30 to June 1, 2007).
- [41] **A. Rahideh, M. H. Shaheed, A. H.Bajodah**
« Adaptive Nonlinear Model Inversion Control of a Twin Rotor System Using Artificial Intelligence ».
- [42] **A.Hacen et B.Leila**
« Synthèse et implémentation pratique de lois de commande hybrides multi-contrôleurs. Application au simulateur d'hélicoptère TRMS», Mémoire d'ingénieur ENP (2008).
- [43] **Peng Wen and Te-Wei Lu**
« Decoupling Control of a Twin Rotor MIMO System using Robust Deadbeat Control Technique», Faculty of engineering and Surveying, University of Southern Queensland Toowoomba 4350, QLD, Australia.
- [44] **V. I. Utkin**
« Sliding modes and their applications in variable structure systems ». Mir, Moscow. (1978).
- [45] **S.V.Emel'yanov**
« On peculiarities of variables structure control systems with discontinuous switching functions», Doklady ANSSR, vol. 153, pp. 776-778, (1963).

- [46] **H. Nobahari , S. H. Pourtakdoust**
« OptimalFuzzy CLOS Guidance Law Design Using Ant Colony Optimization», Springer-Verlag Berlin Heidelberg (2005).
- [47] **Chi-Ying Liang , Juhng-Perng Su**
« Anew approach to the design of a fuzzy sliding mode controller », Fuzzy Sets and Systems 139 (2003) 111–124 113.
- [48] **M. Roopaei, M. Zolghadri Jahromi,**
« Chattering-free fuzzy sliding mode control in MIMO uncertain systems »,Nonlinear Analysis 71 (2009) 4430-4437.
- [49] **A. Shahraz , R. Bozorgmehry Boozarjomehry**
« A fuzzy sliding mode control approach for nonlinear chemical processes», Control Engineering Practice Volume 17, Issue (5- Ma y 2009).
- [50] **J. Guo , F.C. Chiu , C.C. Huang**
« Design of a sliding mode fuzzy controller for the guidance and control of an autonomous underwater vehicle», Ocean Engineering 30 (2003) .
- [51] **Mr .Assali .k**
« Synthese des commandes robuste applique En temps reel a un simulateur de vol d'helicoptere TRMS » Ecole doctorale genie electrique ; Faculte de genie electrique ;Departement d'automatique Memoire en vue de l'obtention du diplome de magister ; Specialite automatique ;(27-01-2011).

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par : Mr. GHELLAB Mohamed zinelaabidine

Présenté par : BOUCHAALA Naouel

Thème :

**Commande robuste par mode glissant floue appliquée à la poursuite de trajectoire
du système TRMS**

Résumé :

Ce travail présente une comparaison entre la commande par mode de glissement et la stratégie de commande flou-glissante utilisés pour la commande d'attitude du système non linéaire tel que TRMS (Twin Rotor MIMO System), en mode couplé. Pour une trajectoire donnée, A cet effet nous développerons en premier lieu la présentation et modélisation analytique du TRMS, suivie de quelques simulations en boucle ouverte, ensuite en deuxième phase nous présentons un rappel théorique sur la commande par mode de glissement et la commande par la logique floue. puis en troisième phase nous ferons une synthèse des différentes lois de commandes glissante pour résoudre le problème de la stabilité et la poursuite d'une trajectoire de référence pour le TRMS , obtenu à partir de la théorie de la commande à structure variable communément désignée par la théorie des modes glissants dans un sens et par l'application de et la commande hybride flou-glissante dans un autre sens,

Mots clés : TRMS, la commande par mode de glissement, la commande flou-glissante , commande à structure variable, logique floue.

N° d'ordre : AUT_198