

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Laboratoire de Commande des Processus



Département d'automatique

MEMOIRE DE MAGISTER

Option : Automatique des systèmes industriels

Présenté par

BOUARROUDJ Noureddine

Ingénieur d'Etat en Automatique

Thème

**Hybridation des Techniques de Commande Floue-Mode
de Glissement Optimisées par Algorithme d'Essaim de
Particules. Application au système TRMS**

Soutenu publiquement le 26 /06 / 2011 devant le jury composé de :

BOUDJEMA. F	Professeur à l'ENP	Président
BOUKHETALA. D	Professeur à l'ENP	Rapporteur
BERKOUK. M	Professeur à l'ENP	Examineur
NEZLI. L	Maitre de conférence à l'ENP	Examineur

Année 2010/2011

*Laboratoire de Commande des Processus
Ecole Nationale Polytechnique, 10, AV. Hassen Badi, El-Harrach, Algérie*

ملخص :

هذا العمل يقدم مقارنة بين تقنية التحكم المنزلق وإستراتيجية التحكم الهجين بين النموذج المنزلق و المنطق الغامض و التي استعملت من أجل التحكم في وضعية مقلد طائرة الهليكوبتر. من أجل كل مسار محدد تم استخدام خوارزمية سحابة الجزيئات للبحث عن القيم المثلى لتقنية التحكم المنزلق الغامض و هذا باستخدام دالة كفاءة معطاة. للمقارنة بين تقنية التحكم المنزلق الغامض المثلى مع مختلف التقنيات الأخرى تم الاعتماد على دالتين تتعلقان بطاقة الخطأ و طاقة التحكم مع نسبة R بينهما. في الأخير نتائج المحاكاة تبين أن تقنية التحكم المنزلق الغامض المثلى هي أفضل من التقنيات الأخرى المطبقة على المقلد.

كلمات مفتاحيه :

مقلد طائرة الهليكوبتر, التحكم المنزلق, التحكم المنزلق الغامض, خوارزمية سحابة الجزيئات, محاكاة .

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 TRMS (Twin Rotor Mimo System), en mode couplé. Pour une trajectoire donnée, les paramètres de la commande flou- glissante ont été optimisés par algorithme d'essaim de particules en utilisant le critère RBEEC (Référence Basé sur l'Erreur avec l'Effort de la Commande). Afin de comparer la commande flou-glissante optimisée avec les différentes techniques de commande synthétisées, nous avons définis deux fonctions objectives (l'énergie de l'erreur et l'énergie de la commande), et un rapport R (l'énergie de l'erreur/ l'énergie de la commande). Les résultats de simulation prouvent que la commande flou-glissante optimisée par algorithme d'essaim de particules présente de meilleures performances en terme de poursuite de trajectoire et de robustesse par rapport aux autres techniques de commande.

Mots clés :

TRMS, la commande par mode de glissement, la commande flou-glissante, optimisation par essaim de particule, simulation

Abstract:

This work presents a comparison between a conventional sliding mode control and a fuzzy-sliding mode strategy used for the attitude's control of the TRMS (Twin Rotor Mimo System), in the coupled mode. For a given trajectory, the parameters of the fuzzy-sliding mode controller were optimized by the particle swarm optimization algorithm using RBEEC (Reference Based Error with Control Effort) criterion. In order to compare the optimized fuzzy-sliding mode controller with the different synthesized controllers, we were defined two objective functions (error's and control's energy), and a ratio R (error's energy/control's energy).

The simulation results show that the fuzzy-sliding mode controller optimized by the particle swarm optimization algorithm present the better performances in term of trajectory tracking and robustness, compared with the other controllers.

Key words:

TRMS, Sliding mode control, fuzzy sliding mode control, particle swarm optimization, simulation

Remerciement

Ce travail a été effectué sous la direction de mes deux promoteurs **Mr D. BOUKHETALA** et **Mr F. BOUDJEMA** aux quels je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements pour leurs précieux conseils et leur aide.

Un grand respect envers tous mes professeurs d'avoir m'assurer une bonne formation.

Dédicaces

À mes chers parents,

À mes grands-parents,

À mes frères, et sœurs,

À mes tantes,

À mes oncles,

À tous mes amis,

NOUREDDINE

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	12
CHAPITRE I : Modélisation du système TRMS	
I.1. Introduction.....	16
I.2. Familiarisation avec le système hélicoptère	16
I.2.1. Les forces agissant sur l'hélicoptère en vol	16
I.2.2. Principe de vol de l'hélicoptère	17
I.3. Modélisation du système TRMS.....	17
I.3.1. Modèle non linéaire	18
I.3.1.1. Sous système d'élévation.....	18
a. Moment gravitationnel M_{v1}	19
b. Moment de la force aérodynamique M_{v2}	20
c. Moment des forces centrifuge M_{v3}	21
d. Moment de friction M_{v4}	21
e. Moment d'inertie J_v	21
I.3.1.2. Modélisation du sous système d'azimut	22
a. Moment de la force aérodynamique M_{h1}	22
b. Moment de la force de friction M_{h2}	23
c. Moment d'inertie J_h	23
I.3.1.3. Dynamiques des propulseurs (hélices +moteurs DC)	24
I.3.2. Modèle d'état	26
I.3.3. Le modèle découplé	27
I.3.3.1. Modèle 1 DDL vertical	27
I.3.3.2. Modèle 1DDL horizontal.....	28
I.3.4. Paramètre physique du modèle	28
I.3.5. Caractéristiques non linéaires	29
I.4. Simulation	30
I.4.1. La réponse libre.....	30
I.4.1.1. Modèle 1 DDL vertical	30
I.4.1.2. Modèle 1DDL horizontal.....	31
I.4.1.3. Modèle 2 DDL	31
I.4.2. La réponse en boucle ouverte	32
I.4.2.1. Modèle 1 DDL vertical	32
I.4.2.2. Modèle 1DDL horizontal.....	32
I.4.2.3. Modèle 2 DDL	33
I.5. Conclusion	33
CHAPITRE II : Rappels théoriques	
II.1. introduction.....	35
II.2. Commande par logique floue	35
II.2.1. Introduction	35

II.2.2. Notions de base de la logique floue.....	35
II.2.2.1. Fonction d'appartenance.....	35
II.2.2.2. Variables linguistiques	36
II.2.2.3. Opérateurs de la logique floue.....	37
II.2.3. La structure de base d'un régulateur flou.....	37
II.2.3.1. Opération de fuzzification	38
II.2.3.2. Les règles floues	39
II.2.3.3. Mécanisme d'inférence flou	40
II.2.3.4. Opération de défuzzification	41
a. Méthode du maximum.....	41
b. Méthode de la moyenne des maximums	41
c. Méthode du centre de gravité	41
II.2.4. Avantages et désavantages du réglage par logique floue	41
II.3. La commande par mode glissant	42
II.3.1. Introduction	42
II.3.2. Système à structure variable	43
II.3.3. Le mode glissant.....	44
II.3.3.1. Choix de la surface de glissement	44
II.3.3.2. Condition de convergence et d'existence	45
a. La fonction de commutation.....	45
b. La fonction de Lyapunov	45
II.3.3.3. Calcul de la commande.....	46
a. La commande u_{eq}	47
b. La commande discontinue u_n et phénomène de broutement "chattering"	47
II.4. Conclusion	50
CHAPITRE III : Synthèse de la commande flou-glissante	
III.1. Introduction	52
III.2. Commande par mode de glissement.....	52
III.2.1. Surface de glissement.....	52
III.2.2. Calcul de la commande équivalente.....	53
III.2.3. Etude de la dynamique réduite	54
III.2.4. Résultats de simulation.....	55
III.2.4.1. La commande discontinue.....	55
a. Test de stabilisation	56
b. Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale	57
c. Test de poursuite d'une trajectoire carrée	59
III.2.4.2. La commande continue	60
a. Test de stabilisation	60
b. Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale	62
c. Test de poursuite d'une trajectoire carrée	63
III.2.5. Interprétation des résultats.....	65
III.3. La commande flou-glissante	65
III.3.1. Propriétés de régulateur flou	66
III.3.1.1. Fuzzification.....	66

III.3.1.2.Les règles d'inférences	67
III.3.1.3.La défuzzification.....	67
III.3.2.Résultats de simulation et commentaires	67
III.3.2.1.Test de stabilisation	68
III.3.2.2. Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale	69
III.3.2.3.Test de poursuite d'une trajectoire carrée	71
III.3.3.Test de robustesse de la commande flou-glissante.....	72
III.3.3.1. Stabilisation avec perturbation externe	72
III.3.3.2. Poursuite d'une trajectoire carrée avec perturbation externe	74
III.4.interprétation des résultats.....	75
III.5.Conclusion.....	75
<u>CHAPITRE IV</u> : Optimisation par essaims de particules	
IV. 1. Introduction	77
IV.2.Origines	77
IV.3.Formalisation	78
IV.3.1.Nombre de particules	79
IV.3.2.Initialisation de l'essaim	79
IV.3.3.Equation de mouvement.....	79
IV.3.3.1.Vitesse maximale et coefficient de constriction	81
IV.3.3.2.Facteur d'inertie	81
IV.3.4.Confinement d'intervalle	82
IV.4.Structure de l'Algorithme	82
IV.5.Simulation	83
IV.5.1.Test de stabilisation.....	84
IV.5.2.Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale.....	86
IV.5.3.Test de poursuite d'une trajectoire carrée	88
IV.6.Conclusion	90
<u>CHAPITRE V</u> : Optimisation des régulateurs flou-glissants par essaim de particules (PSO)	
V.1.Introduction	92
V.2.Rappel sur l'algorithme OEP (PSO)	92
V.3.Taille de l'essaim.....	93
V.4.Choix du critère d'optimisation.....	93
V.5.Paramètres de réglage des régulateurs flou-glissants	93
V.6.Critère d'arrêt	95
V.7.Simulation	95
V.3.1.Test de stabilisation	95
V.3.2.Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale	98
V.3.3.Test de poursuite d'une trajectoire carrée	102
V.4.interprétation des résultats.....	105
V.5.Superposition des résultats et étude comparative.....	106
V.6.Conclusion.....	108
<u>CONCLUSION GENERALE</u> :	110
<u>BIBLIOGRAPHIE</u> :	112

Liste des figures

CHAPITRE I :

Figure I.1. Forces agissant sur l'hélicoptère	16
Figure I.2. Principe de vol de l'hélicoptère.....	17
Figure I.3. Système TRMS.....	17
Figure I.4. forces de gravités agissantes sur le TRMS.....	19
Figure I.5. Moments de la force aérodynamique et de friction.....	20
Figure I.6. Moment de la force aérodynamique dans le plan horizontal.....	23
Figure I.7. Circuit d'un propulseur du TRMS.....	25
Figure I.8. Schéma bloc des propulseurs	26
Figure I.9. Approximation par des <i>atan</i> des caractéristiques non linéaires des moteurs	30
Figure I.10. Réponse libre du système en mode vertical découplé	30
Figure I.11. Réponse libre du système en mode horizontal découplé.....	31
Figure I.12. Réponse libre du système en mode couplé.....	31
Figure I.13. Réponse du système en boucle ouverte en mode vertical découplé pour un échelon 1v	32
Figure I.14. Réponse du système en boucle ouverte en mode horizontal découplé pour un échelon 1v	32
Figure I.15. Réponse du système en boucle ouverte dans le mode couplé pour un échelon 1v	33

CHAPITRE II:

Figure II.1. Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	36
Figure II.2. Exemple de variable linguistique définie comme $\{V, X, T_v = \{F, M, E\}\}$	36
Figure II.3. Schéma général d'un régulateur flou	38
Figure II.4. Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance.....	39
Figure II.5. Différents mode pour la trajectoire dans le plan de phase.....	43
Figure II.6. Convergence du système glissant	45
Figure II.7. Représentation de la commande discontinue.....	48
Figure II.8. La surface de glissement et la commande discontinue	48
Figure II.9. Loi de commande par bande continue au voisinage de surface de glissement....	49
Figure II.10. Loi de commande continue de lissage au voisinage de la surface de glissement	50

CHAPITRE III:

Figure III.1. Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	56
Figure III.2. Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	56
Figure III.3. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	57

Figure III.4. Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	57
Figure III.5. Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $k \text{ sign}(s)$	58
Figure III.6. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	58
Figure III.7. Réponses du système pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	59
Figure III.8. Signaux de commande pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	59
Figure III.9. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$	60
Figure III.10. Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	60
Figure III.11. Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	61
Figure III.12. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	61
Figure III.13. Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	62
Figure III.14. Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	62
Figure III.15. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	63
Figure III.16. Réponses du système pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	63
Figure III.17. Signaux de commande pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	64
Figure III.18. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$	64
Figure III.19. Schéma synoptique de la commande flou-glissante.....	65
Figure III.20. Fuzzification de l'entrée	66
Figure III.21. Fuzzification de la sortie	66
Figure III.22. Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante	68
Figure III.23. Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante	68
Figure III.24. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante	69
Figure III.25. Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante	69
Figure III.26. Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante	70

Figure III.27. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante	70
Figure III.28. Réponses du système pour une référence carrée avec la commande flou-glissante.....	71
Figure III.29. Signaux de commande pour une référence carrée avec la commande flou-glissante.....	71
Figure III.30. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec la commande flou-glissante.....	72
Figure III.31. Réponses du système pour une stabilisation avec perturbation externe avec la commande flou-glissante.....	72
Figure III.32. Signaux de commande pour une stabilisation avec perturbation externe avec la commande flou-glissante.....	73
Figure III.33. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation avec perturbation externe avec la commande flou-glissante	73
Figure III.34. Réponses du système pour une référence carrée avec perturbation externe avec la commande flou-glissante.....	74
Figure III.35. Signaux de commande pour une référence carrée avec perturbation externe avec la commande flou-glissante.....	74
Figure III.36. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec perturbation externe avec la commande flou-glissante	75

CHAPITRE IV:

Figure IV.1.A) Etudes du comportement des abeilles dans une ruche (teste sur 5000 abeilles grâce à un repérage par des étiquettes numérotées) B.C.D) groupements naturels	78
Figure IV.2. Schéma de principe du déplacement d'une particule.....	80
Figure IV.3. Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs PIDs optimaux.....	85
Figure IV.4. Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs PIDs optimaux.....	85
Figure IV.5. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs PIDs optimaux.....	86
Figure IV.6. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une stabilisation en (0,0)	86
Figure IV.7. Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs PIDs optimaux.....	87
Figure IV.8. Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs PIDs optimaux.....	87
Figure IV.9. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs PIDs optimaux	88
Figure IV.10. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une référence sinusoïdale.....	88
Figure IV.11. Réponses du système pour une référence carrée avec les régulateurs PIDs optimaux.....	89

Figure IV.12. Signaux de commande pour une référence carrée avec les régulateurs PID optimaux.....	89
Figure IV.13. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec les régulateurs PID optimaux	90
Figure IV.14. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une référence carrée...	90

CHAPITRE V:

Figure V.1. Codages des fonctions d'appartenances de : (a) L'entrée S(h), (b) La sortie Un(h).	93
Figure V.2. Codages des fonctions d'appartenances de : (c) L'entrée S(v), (d) La sortie Un(v).	94
Figure V.3. Fonctions d'appartenances du régulateur flou-glissant optimal du sous système horizontal pour une stabilisation en (0,0).....	95
Figure V.4. Fonctions d'appartenances du régulateur flou-glissant optimal du sous système vertical pour une stabilisation en (0,0).	96
Figure V.5. Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs flou-glissants optimaux	96
Figure V.6. Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs flou-glissants optimaux	97
Figure V.7. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs flou-glissants optimaux	97
Figure V.8. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une stabilisation en (0,0)	98
Figure V.9. Fonctions d'appartenances du régulateur flou-glissant optimal du sous système horizontal pour une référence sinusoïdale.....	99
Figure V.10. Fonctions d'appartenances du régulateur flou-glissant optimal du sous système vertical pour une référence sinusoïdale.	99
Figure V.11. Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs flou-glissants optimaux	100
Figure V.12. Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs flou-glissants optimaux	100
Figure V.13. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec le régulateur flou-glissants optimaux.....	101
Figure V.14. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une référence sinusoïdale	101
Figure V.15. Fonctions d'appartenances du régulateur flou-glissant optimal du sous système horizontal pour une référence carrée.	102
Figure V.16. Fonctions d'appartenances du régulateur flou-glissant optimal du sous système vertical pour une référence carrée.	103
Figure V.17. Réponses du système pour une référence carrée avec les régulateurs flou-glissants optimaux	103
Figure V.18. Signaux de commande pour une référence carrée avec les régulateurs flou-glissants optimaux	104

Figure V.19. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec les régulateurs flou-glissants optimaux	104
Figure V.20. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une référence carrée ..	105
Figure V.21. Superposition des résultats pour une stabilisation en (0 ,0)	106
Figure V.22. Superposition des résultats pour une référence sinusoïdale.....	107
Figure V.23. Superposition des résultats pour une référence carrée	107

Liste des tableaux

CHAPITRE I :

Tab I.1. Paramètres physiques du système TRMS	28
Tab I.2. Constantes de frottement de temps et gains statiques du système TRMS	29

CHAPITRE II :

Tab II.1. Opérateurs de base de la logique floue.....	37
Tab II.2. Méthodes usuelles de l'inférence floue.....	40

CHAPITRE IV :

Tab IV.1. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs PIDs pour une stabilisation en (0,0).	84
Tab IV.2. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs PIDs pour un signal de référence sinusoïdale	86
Tab IV.3. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs PIDs pour un signal de référence carrée	88

CHAPITRE V :

Tab V.1. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs flou-glissants pour une stabilisation en (0,0).	95
Tab V.2. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs flou-glissants pour une référence sinusoïdale	98
Tab V.3. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs flou-glissants pour une référence carrée	102
Tab V.4. Comparaison des performances pour la stabilisation en (0 ,0).....	106
Tab V.5. Comparaison des performances pour une trajectoire sinusoïdale	107
Tab V.6. Comparaison des performances pour une trajectoire carrée.....	108

INTRODUCTION GENERALE

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 [1],[2],[4],[5],[6],[7]. 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 [10],[11],[12]. 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, 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.

Pour remédier à cet inconvénient, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. Dans [10], 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 [13],[14],[15],[16],[17] 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 .

Il est à noter que le majeur problème de ce type de régulateurs est qu'il n'existe pas de méthodes systématiques pour la synthèse et le choix de leurs paramètres. Leur conception et synthèse se basent sur l'expertise et les connaissances a priori sur le processus à commander. Pour remédier à ce problème plusieurs techniques ont été développées. Parmi ces méthodes, on trouve les différents algorithmes d'optimisation.

L'étude des phénomènes réels est une source d'inspiration en ingénierie informatique, où l'étude et la modélisation des systèmes complexes sont très présentes. Dans le domaine de l'optimisation, de nombreuses méthodes sont inspirées de telles études [18],[19],[20],[21],[22]. Parmi ces domaines d'inspiration, la biologie est particulièrement prisée par les chercheurs en optimisation. En effet, la modélisation des systèmes « intelligents » rencontrés dans la nature peut servir à créer une « intelligence artificielle », à même de résoudre des problèmes d'optimisation. Un tel exemple d'inspiration est la méthode d'optimisation par essaim de particules OEP (en anglais, particle swarm optimization) qui est une inspiration directe du comportement des animaux qui vivent en essaims (abeilles, oiseaux...).

Ces algorithmes constituent une approche originale : il ne s'agit pas de trouver une solution analytique exacte, ou une bonne approximation numérique, mais de trouver des solutions satisfaisantes au mieux à différents critères, souvent contradictoires. S'ils ne permettent pas de trouver à coup sûr la solution optimale de l'espace de recherche, du moins peut-on constater que les solutions fournies sont généralement meilleures que celles obtenues par des méthodes plus classiques, pour un même temps de calcul.

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, cinq chapitres et une conclusion :

- Le premier chapitre 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.
- Le quatrième chapitre est consacré à la présentation de la méthode d'optimisation par essaims de particules (Particle Swarm Optimization) comme étant un outil récent d'optimisation inspiré du comportement psycho-sociale des animaux et insectes vivant en groupes.
- Le dernier chapitre est consacré à l'application de la méthode d'optimisation pour la synthèse des régulateurs flou-glissants pour la commande du système TRMS, ainsi, on présente les résultats de l'optimisation en les comparants avec les premières commandes données dans le troisième chapitre.

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

CHAPITRE I

Modélisation du systeme TRMS

I.1. Introduction :

Pour effectuer l'analyse et la synthèse dynamique d'un système, il est nécessaire de connaître les relations entre les grandeurs d'entrées et de sorties. L'ensemble de ces relations constitue le modèle mathématique du système.

La construction d'un modèle mathématique peut s'effectuer par application des lois usuelles de la physique, ce modèle est alors dit « modèle de connaissance ». Cependant, en automatique, il arrive que, pour un manque d'informations disponibles sur le système, on se contente de reproduire le comportement entrée/sortie du système à partir de données expérimentales en considérant ce dernier comme une boîte noire. On parle alors d'identification.

Dans le présent chapitre, nous abordons la modélisation dynamique du système, et nous présenterons des simulations en boucle ouverte du modèle.

I.2. Familiarisation avec le système hélicoptère :

I.2.1. Les forces agissant 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.1**) :

- 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.

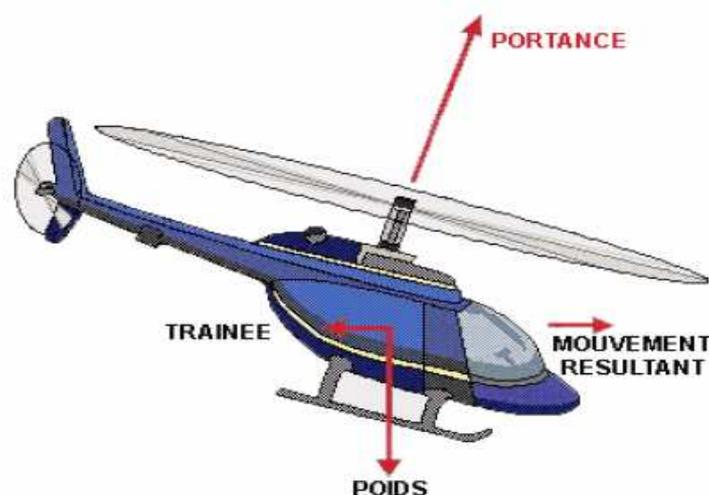


Figure I.1 Forces agissant sur l'hélicoptère

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 stabilisé : 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.

I.2.2.Principe de vol de l'hélicoptère :

Le principe de vol de l'hélicoptère peut paraître simple et compliqué à la fois, tout dépend du niveau de sophistication de l'explication. Regardons dans les grandes directions le principe du vol de l'hélicoptère est le suivant : L'hélice de l'avion assure une traction, elle tire l'avion en se vissant dans l'air comme une vis dans le bois, lorsqu'au décollage l'avion va assez vite son aile génère une portance qui lui permet de voler. (**Figure I.2**)

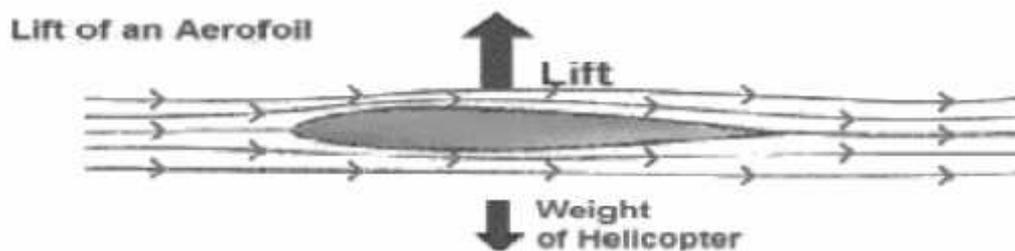


Figure I.2 Principe de vol de l'hélicoptère

I.3. Modélisation du système TRMS :

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 réel. De point de vue commande, il présente un système non linéaire multi variable fortement couplé.

La **figure I.3** illustre la photographie du système TRMS :



Figure I.3 Système TRMS [2]

I.3.1. Modèle non linéaire:

Le modèle mathématique est développé, en prenant en considération quelques simplifications. Ainsi, on peut supposer que la dynamique du sous-système de propulseur peut être décrite par des équations du premier ordre. De plus, on suppose que le frottement dans le système est de type visqueux. Et que le sous-système hélices-air pourrait être décrit par les postulats de la théorie d'écoulement aérodynamique. [3] Les développements ci-dessus nous permettent de définir le problème clairement.

I.3.1.1. Sous système d'élévation :

D'abord, nous considérons la rotation de la poutre dans le plan vertical c.-à-d. autour de l'axe horizontal [3].

À partir de la seconde loi du mouvement de Newton nous obtenons :

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

Avec :

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

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

L'équation (I.1) peut être écrite sous la forme :

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

Où :

M_v : Somme des moments dans le plan vertical

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

α_v : 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.4)

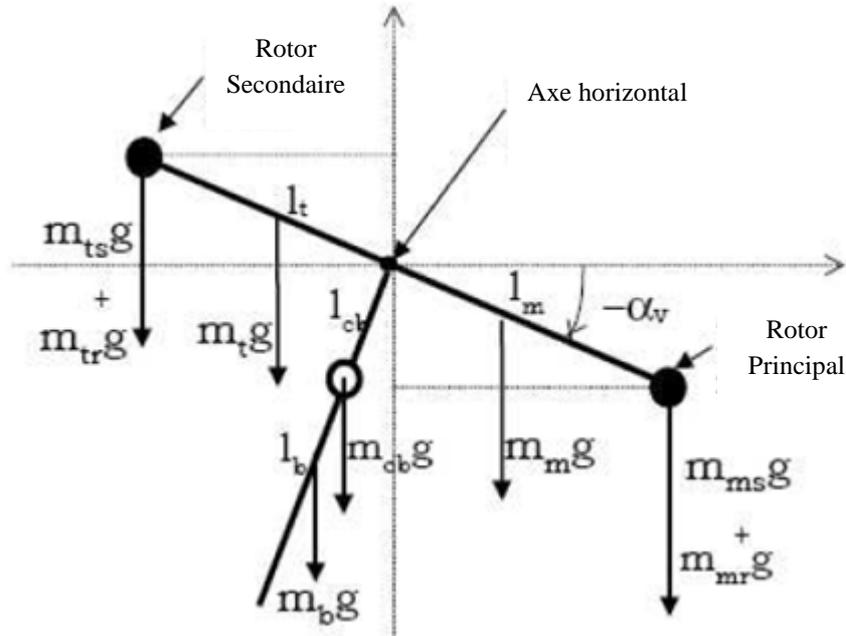


Figure I.4 forces de gravités agissantes sur le TRMS. [3]

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

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_{mr} : 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 contrepois
 m_b : La masse de la tige du contrepois
 m_{ms} : La masse de 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 contrepois
 l_{cb} : La distance entre le contrepois 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.5)

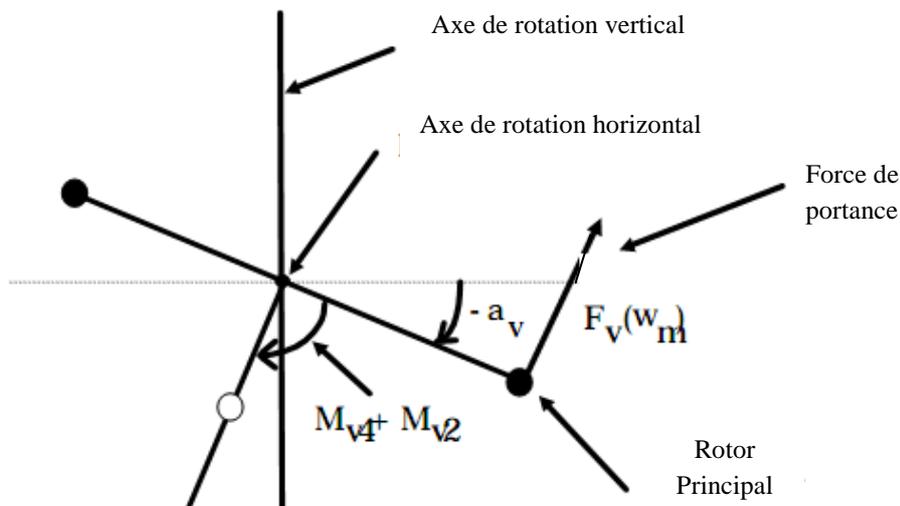


Figure I.5 Moments de la force aérodynamique et de friction. [3]

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

Où :

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

w_m : La vitesse angulaire du rotor principal

$F_v(w_m)$: Exprime la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire du moteur.

c. Moment des forces centrifuge M_{v3} :

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

Avec :

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

Avec :

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 suivante:

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

d. Moment de friction M_{v4} :

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

Avec :

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

Ω_v : La vitesse angulaire autour de l'axe horizontal.

k_v : Constante de friction.

e. Moment d'inertie J_v :

On peut alors déterminer le moment d'inertie par rapport à l'axe horizontal. On remarque que ce moment est indépendant de l'angle d'élévation.

$$\begin{cases} J_{v1} = m_{mr} l_m^2 \\ J_{v2} = m_m \frac{l_m^2}{3} \\ J_{v3} = m_{cb} l_{cb}^2 \\ J_{v4} = m_b \frac{l_b^2}{3} \\ J_{v5} = m_{tr} l_t^2 \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

$$\begin{cases} J_{v6} = m_t \frac{l_t^2}{3} \\ J_{v7} = \frac{m_{ms}}{2} r_{ms}^2 + m_{ms} l_m^2 \\ J_{v8} = m_{ts} r_{ts}^2 + m_{ts} l_t^2 \end{cases}$$

Où

r_{ms} : Le rayon de l'hélice principale

r_{ts} : Le rayon de l'hélice secondaire

I.3.1.2. Modélisation du Sous système d'azimut :

Le mouvement dans le plan horizontal est repéré par l'angle d'azimut α_h . On remarque, cependant, que la rotation de la poutre dans le plan horizontal est influencée par l'angle d'élévation α_v .

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

Où :

M_h : est la somme des moments des forces agissantes dans le plans horizontal.

J_h : est la somme des moments d'inertie par rapport à l'axe vertical.

Et

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

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

a. Moment de la force aérodynamique M_{h1} :

Pour déterminer le moment de la force aérodynamique, considérons le cas présenté dans la figure ci-dessous :

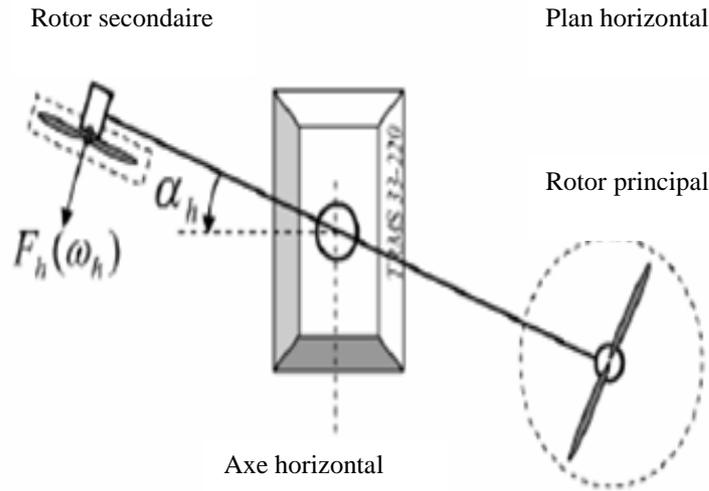


Figure I.6 Moment de la force aérodynamique dans le plan horizontal. [1]

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

Où :

ω_t : 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 la force de friction M_{h2} :

$$M_{h2} = -\Omega_h k_h \tag{I.19}$$

Avec :

k_h : Constante de friction à déterminer expérimentalement par l'identification.

c. Moment d'inertie J_h :

Les moments d'inertie par rapport à l'axe vertical sont :

$$\begin{cases} J_{h1} = \frac{m_m}{3} (l_m \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h2} = \frac{m_t}{3} (l_t \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h3} = \frac{m_b}{3} (l_b \sin \alpha_v)^2 \end{cases}$$

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

Ou sous forme suivante :

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

Où :

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

I.3.1.3. Dynamiques des propulseurs (hélices +moteurs DC) :

Le TRMS possède deux propulseurs constitué d'un moteur à courant continu et une hélice, un pour le rotor principal et l'autre pour le rotor secondaire. Les deux moteurs DC sont identique, mais avec des charges mécaniques différentes [4].

On considère le modèle simple d'une MCC avec une charge extérieure :

$$I \dot{w} = \frac{k_i}{R} (u - k_b w) - T_L \quad (I.23)$$

Avec :

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

u : Tension de commande (V).

I : Moment d'inertie.

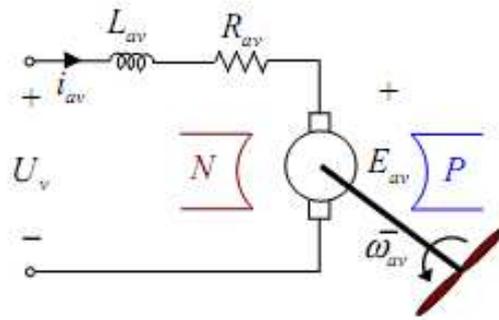


Figure I.7 circuit d'un propulseur du TRMS : [5]

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. Ensuite, il suffit de déterminer leurs caractéristiques statiques expérimentalement.

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

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

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

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.

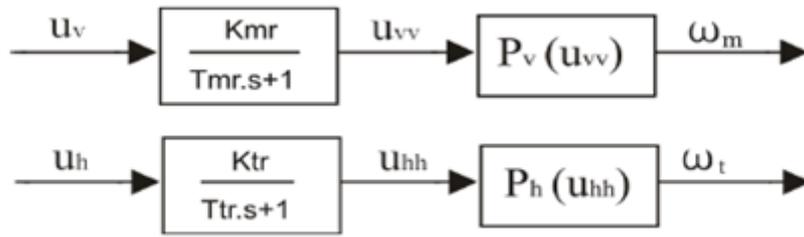


Figure I.8 Schéma bloc des propulseurs. [3]

I.3.2. Modèle d'état :

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

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

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

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

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

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

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

J_{tr} Moment d'inertie dans le moteur secondaire.

J_{mr} Moment d'inertie dans le moteur principale.

S_v Moment angulaire dans le plan vertical.

S_h Moment angulaire dans le plan horizontal.

Ainsi, en classifiant les différentes variables comme suit :

$$\text{Vecteur d'entrée } u = [u_v \quad u_h]^T$$

$$\text{Vecteur d'état } x = [\alpha_v \quad S_v \quad u_{vv} \quad \alpha_h \quad S_h \quad u_{hh}]^T$$

$$\text{Vecteur de sortie } y = [\alpha_v \quad \alpha_h]^T$$

Représentation d'état :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{x_2 + J_{tr} P_h(x_6)}{J_v} \\ \dot{x}_2 = l_m F_v(P_v(x_3)) - k_v \left[\frac{x_2 + J_{tr} P_h(x_6)}{J_v} \right] + g((A-B)\cos(x_1) - C\sin(x_1)) \\ \quad - \frac{1}{2} \left[\frac{x_5 + J_{mr} P_v(x_3)\cos(x_1)}{J_h(x_1)} \right]^2 (A+B+C)\sin(2x_1) \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{T_{mr}} (-x_3 + k_{mr} u_v) \\ \dot{x}_4 = \frac{x_5 + J_{mr} P_v(x_3)\cos(x_1)}{J_h(x_1)} \\ \dot{x}_5 = l_t F_h(P_h(x_6))\cos(x_1) - k_h \left[\frac{x_5 + J_{mr} P_v(x_3)\cos(x_1)}{J_h(x_1)} \right] \\ \dot{x}_6 = \frac{1}{T_{tr}} (-x_6 + k_{tr} u_h) \end{array} \right. \quad (I.32)$$

I.3.3. 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 ayant chacun un degré de liberté.

I.3.3.1. 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 :

$$X = [\alpha_v \ S_v \ u_{vv}]^T$$

La représentation d'état est alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{x_2}{J_v} \\ \dot{x}_2 = l_m F_v(P_v(x_3)) - \frac{k_v x_2}{J_v} + g((A-B)\cos(x_1) - C\sin(x_1)) \\ \dot{x}_3 = \frac{(-x_3 + k_{mr} u_v)}{T_{mr}} \end{array} \right. \quad (I.33)$$

✓ Remarque :

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

I.3.3.2. 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 :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{x_2}{J_h(\alpha_{v0})} \\ \dot{x}_2 = l_t F_h(P_h(x_3)) \cos(\alpha_{v0}) - \frac{k_h}{J_h(\alpha_{v0})} x_2 \\ \dot{x}_3 = \frac{(-x_3 + k_{tr} u_h)}{T_{tr}} \end{cases} \quad (I.34)$$

I.3.4. Paramètre physique du modèle :

Pour obtenir les valeurs des paramètres du modèle il est nécessaire de faire des mesures. D'abord, des dimensions géométriques et les masses mobiles de TRMS devraient être mesurées. Être suivants sont les résultats des mesures pour une installation donnée de laboratoire.[3]

Paramètre	Valeur numérique	
m_{tr}	0.206	[kg]
m_{mr}	0.228	[kg]
m_{cb}	0.068	[kg]
m_t	0.0155	[kg]
m_m	0.0145	[kg]
m_b	0.022	[kg]
m_{ts}	0.165	[kg]
m_{ms}	0.225	[kg]
J_v	0.055448	[kg.m ²]
J_{tr}	$2.65 \cdot 10^{-5}$	[kg.m ²]
J_{mr}	$1.6543 \cdot 10^{-5}$	[kg.m ²]
l_t	0.25	[m]
l_m	0.24	[m]
l_b	0.26	[m]
l_{cb}	0.13	[m]
r_{ms}	0.155	[m]
r_{ts}	0.10	[m]

Tab I.1 : Paramètres physiques du système TRMS

Il existe quelques paramètres physiques qui sont déterminés par une identification Paramétrique [3], et des constantes de temps et gains statiques, le tableau suivant illustre ces paramètres ainsi que ses valeurs numériques :

Paramètre	Valeur numérique
k_v	0.00545371
k_h	0.0095
T_{mr}	1.432
T_{tr}	0.3842
k_{mr}	1
k_{tr}	1

Tab I.2 Constantes de frottement, de temps et gains statiques du système TRMS

I.3.5. Caractéristiques non linéaires :

Il est nécessaire d'identifier les fonctions non linéaires suivantes :

Deux caractéristiques non linéaires d'entrée déterminent la dépendance de la vitesse de rotation du moteur à C.C de la tension d'entrée [3]:

$$w_m = p_v(u_{vv}), \quad w_t = p_h(u_{hh})$$

Deux caractéristiques non linéaires expriment la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire du moteur à C.C.

$$F_v = F_v(w_m), \quad F_h = F_h(w_t)$$

- **Caractéristique du moteur principal :**

$$w_m(u_{vv}) = 90.99u_{vv}^6 + 599.73u_{vv}^5 - 129.26u_{vv}^4 - 1238.64u_{vv}^3 + 63.45u_{vv}^2 + 1283.41u_{vv} \quad (I.35)$$

$$F_v(w_m) = -3.48 \cdot 10^{-12} w_m^5 + 1.09 \cdot 10^{-9} w_m^4 + 4.123 \cdot 10^{-6} w_m^3 - 1.632 \cdot 10^{-4} w_m^2 + 9.544 \cdot 10^{-2} w_m \quad (I.36)$$

- **Caractéristique du moteur secondaire :**

$$w_t(u_{hh}) = 2020u_{hh}^5 - 194.69u_{hh}^4 - 4283.15u_{hh}^3 + 262.27u_{hh}^2 + 3796.83u_{hh} \quad (I.37)$$

$$F_h(w_t) = -3 \cdot 10^{-14} w_t^5 - 1.595 \cdot 10^{-11} w_t^4 + 2.511 \cdot 10^{-7} w_t^3 - 1.808 \cdot 10^{-4} w_t^2 + 0.0801w_t \quad (I.38)$$

Les polynômes décrivant les fonctions non linéaires des moteurs peuvent être remplacés par :

- **Moteur principal:**

$$P_v(u_{vv}) = 600a \tan(2u_{vv}) \quad (I.39)$$

- Moteur secondaire:

$$P_h(u_{hh}) = 1200a \tan(3.8u_{hh}) \tag{I.40}$$

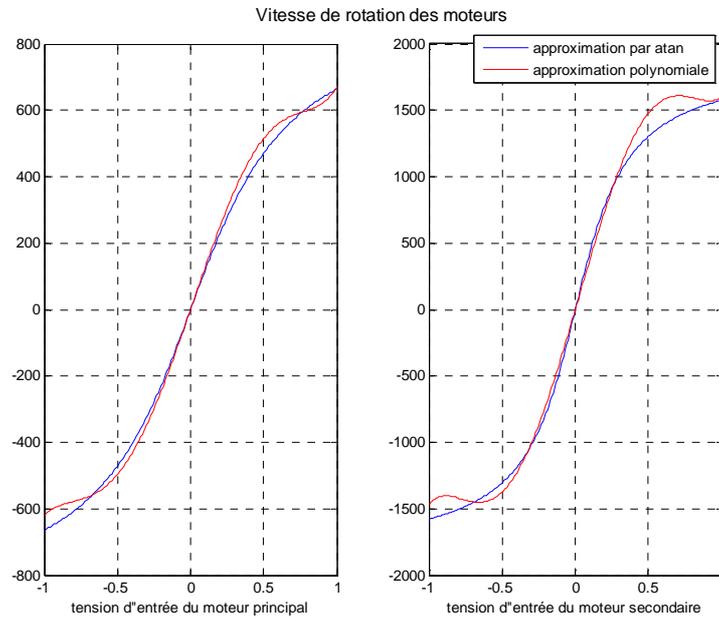


Figure I.9 approximation par des *atan* des caractéristiques non linéaires des moteurs

I.4. Simulation :

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

I.4.1. La réponse libre :

I.4.1.1. Modèle 1 DDL vertical :

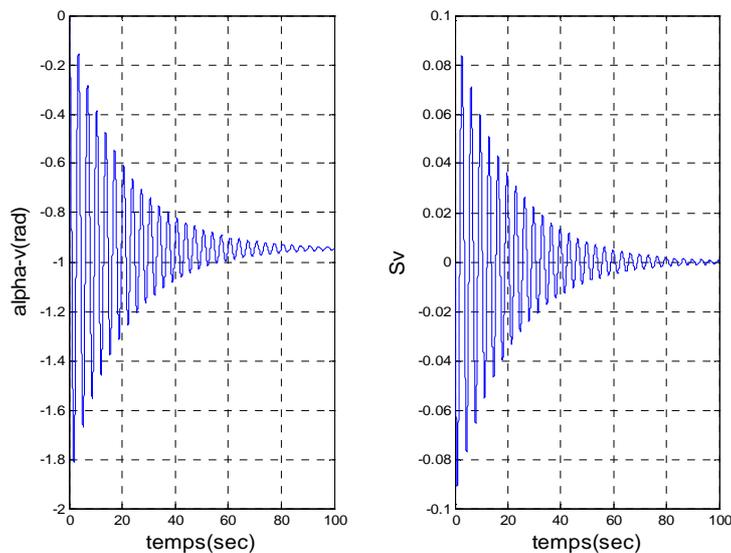


Figure I.10 Réponse libre du système en mode vertical découplé

I.4.1.2. Modèle 1DDL horizontal :

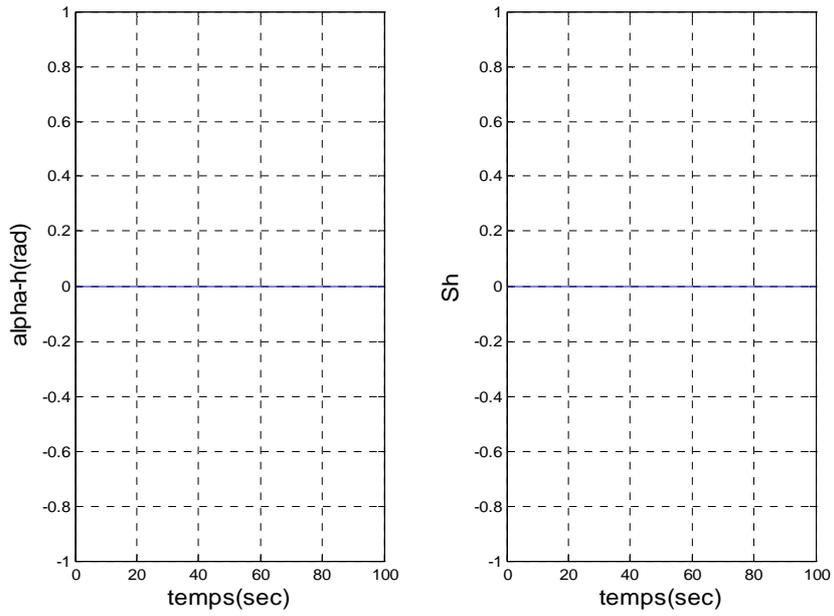


Figure I.11 Réponse libre du système en mode horizontal découplé

I.4.1.3. Modèle 2 DDL :

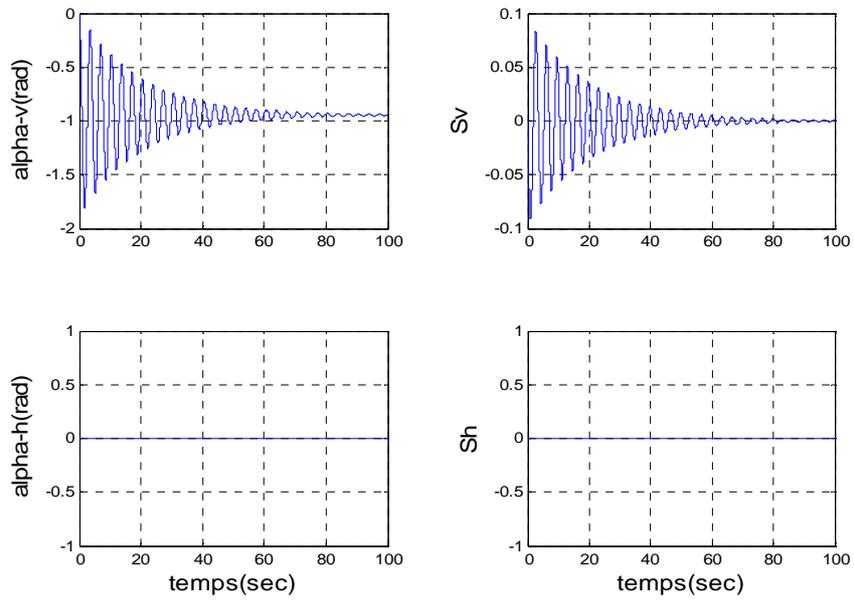


Figure I.12 Réponse libre du système en mode couplé

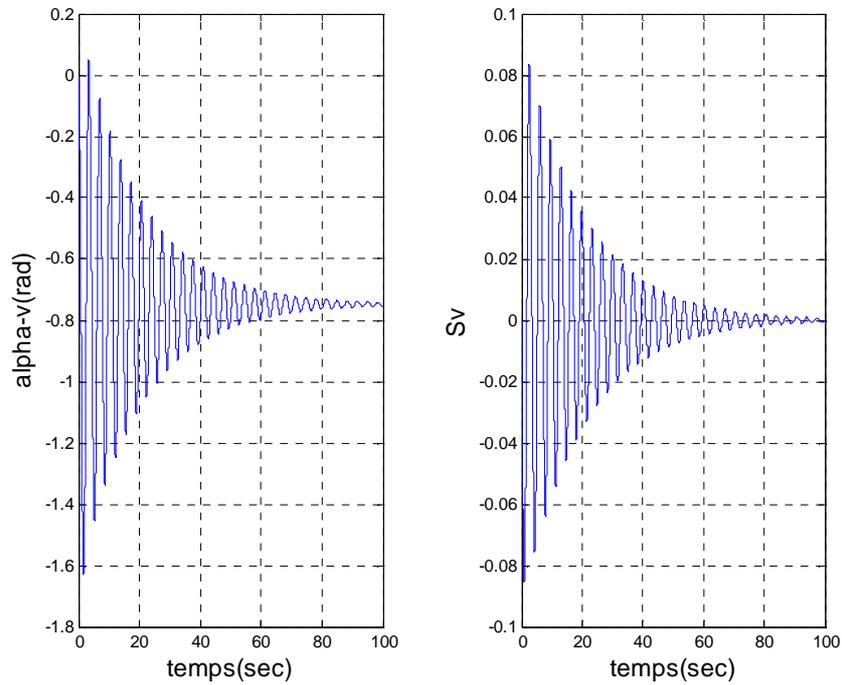
I.4.2. La réponse en boucle ouverte :**I.4.2.1. Modèle 1 DDL vertical :**

Figure I.13 Réponse du système en boucle ouverte en mode vertical découplé pour un échelon 1v

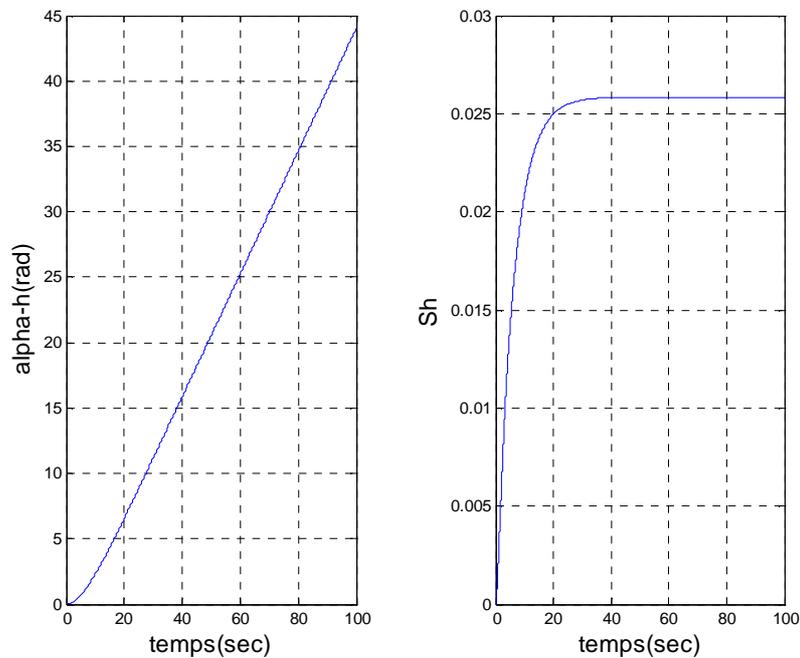
I.4.2.2. Modèle 1DDL horizontal :

Figure I.14 Réponse du système en boucle ouverte en mode horizontal découplé pour un échelon 1v

I.4.2.3. Modèle 2 DDL :

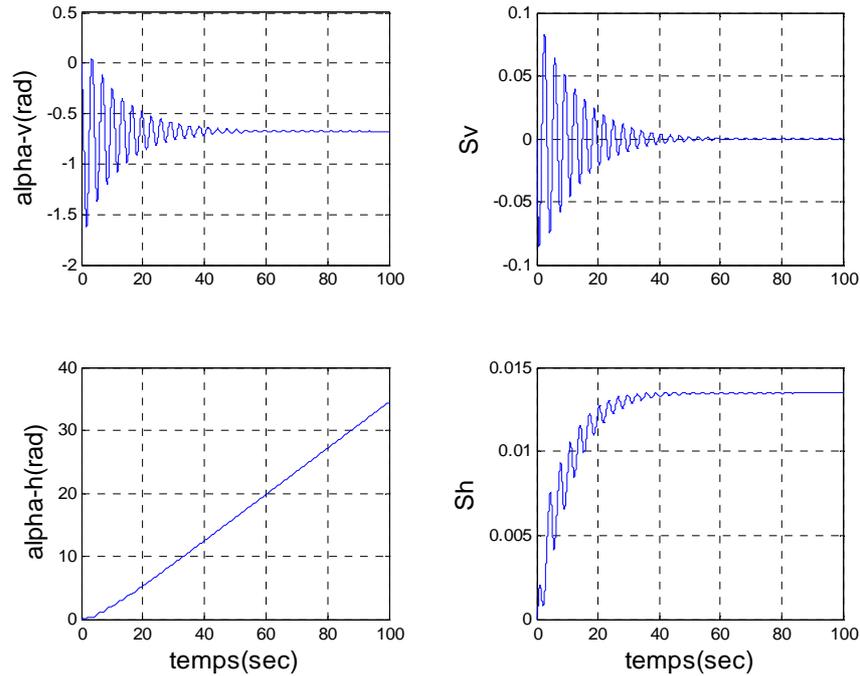


Figure I.15 Réponse du système en boucle ouverte dans le mode couplé pour un échelon 1v

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 ($\alpha_{v_0} = -0.93rad$). 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.5. Conclusion :

Ce chapitre nous a conduit à une modélisation analytique du simulateur d'hélicoptère, le modèle obtenu est non linéaire et fortement couplé, ce qui nous a poussé à procéder au découplage en deux sous systèmes, selon les deux plans (vertical et horizontal), car comme il a été introduit dans ce chapitre, le degré de simplicité du modèle à étudier est très important lors de l'élaboration des lois de commande, chose qu'on abordera plus loin.

CHAPITRE II

Rappels théoriques

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.

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 logique floue :

II.2.1.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. L'application de cette théorie sur la régulation n'a eu lieu qu'à partir des années soixante dix [23]. 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.

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 [23].[24].

II.2.2.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.2.2.1.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.[25].[26]

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.

$$\mu(x) = \text{Max}(\min(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}), 0) \tag{II.1}$$

- **Fonction trapézoïdale** : Elle est définie par quatre paramètres {a, b, c, d} :

$$\mu(x) = \text{Max}(\min(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-d}), 0) \tag{II.2}$$

- **Fonction gaussienne** : Elle est définie par deux paramètres {σ, m}:

$$\mu(x) = \exp(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}) \tag{II.3}$$

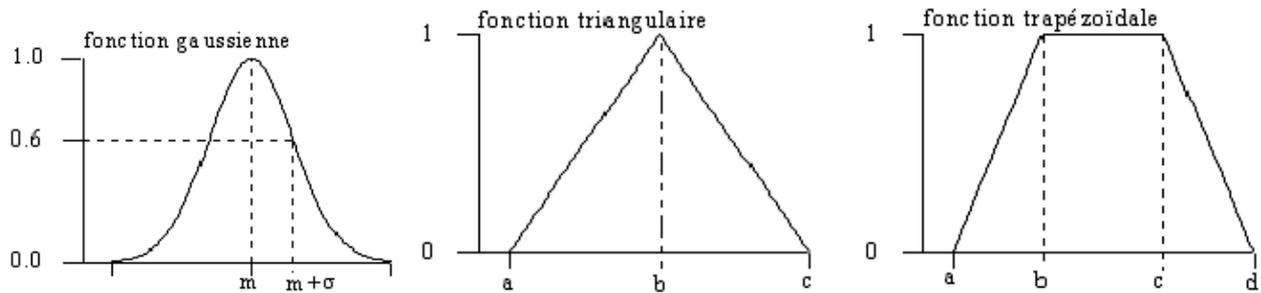


Figure II.1. Différentes formes des fonctions d'appartenance. [27]

II.2.2.2. 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 triplet (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.

Donnons comme exemple la consommation d'essence moyenne d'un véhicule. Cette variable est objective et quantifiable, toutefois son interprétation est subjective, la consommation peut être caractérisée par les termes suivant: faible(F), moyenne(M), élevée(E). [25],[28]

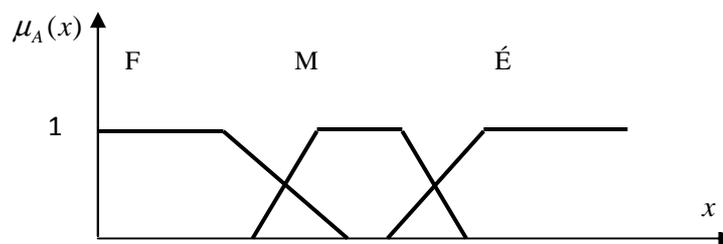


Figure II.2. Exemple de variable linguistique définie comme {V, X, T_v= {F, M, E} }

II.2.2.3. 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. [25]. [26]

Opérateurs flous	ET	OU	NON
Zadeh (1973)	$\min(\mu_A(x), \mu_B(y))$	$\max(\mu_A(x), \mu_B(y))$	$1 - \mu_A(x)$
Lukasiewicz, Giles (1976)	$\max(\mu_A(x) + \mu_B(y) - 1)$	$\min(\mu_A(x) + \mu_B(y), 1)$	$1 - \mu_A(x)$
Hamacher (1978), ($\gamma > 0$)	$\frac{\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{\gamma + (1 - \gamma)(\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y))}$	$\frac{\mu_A(x) + \mu_B(y) - (2 - \gamma)\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}{1 - (1 - \gamma)\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)}$	$1 - \mu_A(x)$
Bondler et Kohout (1980)	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$	$\mu_A(x) + \mu_B(y) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$	$1 - \mu_A(x)$
Weber	$\mu_A(x)$ si $\mu_B(y) = 1$ $\mu_B(y)$ si $\mu_A(x) = 1$ 0 si non	$\mu_A(x)$ si $\mu_B(y) = 0$ $\mu_B(y)$ si $\mu_A(x) = 0$ 1 si non	$1 - \mu_A(x)$

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

II.2.3. La structure de base d'un régulateur flou :

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. [25]. [29]. [30]

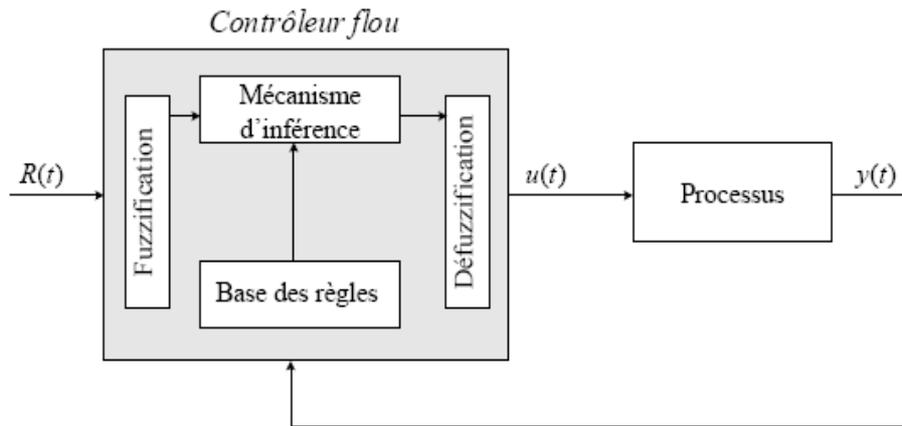


Figure II.3.Schéma général d'un régulateur flou.[25]

$R(t)$ est le signal de référence ;

$u(t)$ est le signal de commande ;

$y(t)$ est la sortie du système à commander.

Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en quatre étapes :

II.2.3.1. Opération de fuzzification :

La grandeur d'entrée du régulateur doit d'abord être fuzzifiée, c'est-à-dire on fixe les valeurs linguistiques ainsi que la forme des fonctions d'appartenance. Cette opération doit être faite également sur la variable de sortie.[31]

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées ;
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues ;
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrées aux univers de discours correspondants ;

Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales.

- ✓ **Exemple** : soit une grandeur x (appartenant à $[-1, 1]$) définie par 5 sous-ensemble flous NG (négatif grand), NM (négatif moyen), EZ (environ zéro), PM (positif moyen) et PG (positif grand).

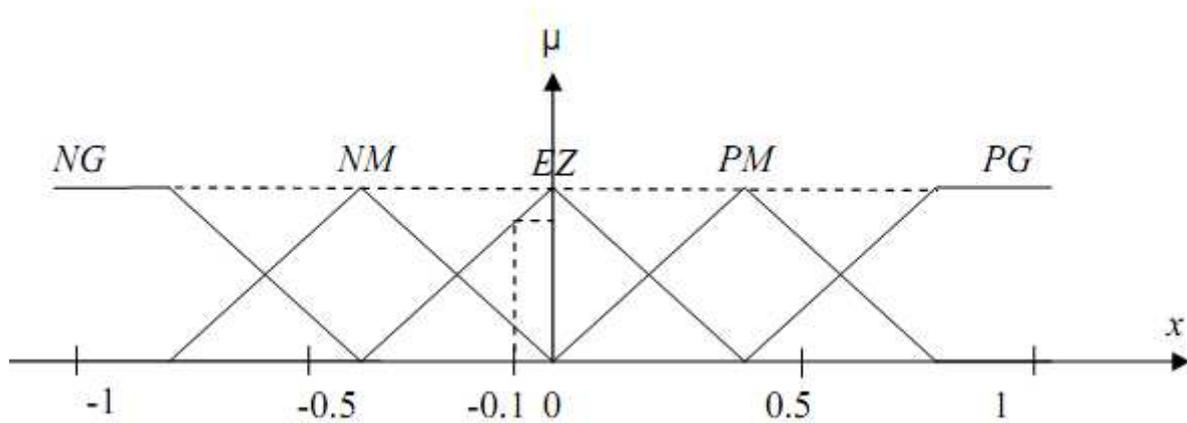


Figure II.4. Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance.[23]

Donc à chaque variable linguistique d'entrée x , on fait correspondre une valeur linguistique (Négatif Grand, Négatif Moyen,...) avec un degré d'appartenance.

Pour $x=0.5$, on associe $\mu_{PM}(0.5) = 0.75$ et $\mu_{PG}(0.5) = 0.25$

Pour $x=-0.1$, on associe $\mu_{EZ}(-0.1) = 0.9$ et $\mu_{NM}(-0.1) = 0.1$

II.2.3.2. Les règles floues:

Les rapports entre les variables d'entrées et de sorties sont décrits dans une base de règle, composée de **SI**<Conditions liées entre eux par des opérateurs flous>**ALORS**<Action ou Description>.

Habituellement les systèmes flous sont synthétisés par l'utilisation de deux types de règles qui diffèrent sous la forme conséquente de proposition : Mamdani, et Takagi-Sugeno,

Les règles dans les systèmes flous standards (Mamdani) ont la forme :

SI x_1 est E_1 (et) x_2 est E_2 (et)...(et) x_m est E_m ALORS u_1 est S_1, u_2 est S_2, \dots, u_n est S_n

Où : x_1, \dots, x_m : Les variables d'entrées

u_1, \dots, u_n : Les variables de sorties

$E_1, \dots, E_m, S_1, \dots, S_m$: Ensembles flous

(est) : signifier l'appartenance

Les règles dans les systèmes flous (Takagi-Sugeno) ont la forme :

SI x_1 est E_1 (et) x_2 est E_2 (et)...(et) x_m est E_m ALORS $u_1 = f_1(x_1, \dots, x_m), u_2 = f_2(x_1, \dots, x_m), \dots, u_n = f_n(x_1, \dots, x_m)$

Où f_1, \dots, f_n : fonctions réelles, théoriquement peuvent être linéaires ou non linéaires mais l'implémentation de la méthode exige qu'elles doivent être des fonctions linéaires.

II.2.3.3. Mécanisme 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 du 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.

Déférentes méthodes d'inférence floue :[32]

- **Méthode MAX-MIN :**

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

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

- **Méthode MAX-PROD :**

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

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

- **Méthode SOMME-PROD :**

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

$$\mu_{A+B}(x, y) = \frac{\mu_A(x) + \mu_B(y)}{2} \quad (\text{II.4})$$

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

Au niveaux 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 flous méthode d'inférence	ET	OU	ALORS
	Max-Min	Minimum	Maximum
Max-Produit	Minimum	Maximum	Produit
SOMME-Produit	Produit	Moyenne	Produit

Tab II.2. Méthodes usuelles de l'inférence floue.

II.2.3.4. Opération de défuzzification :

A la fin de l'inférence, l'ensemble flou de sortie est déterminé mais il n'est pas directement utilisable pour donner une information précise à l'opérateur ou commander un actionneur. Il est nécessaire de passer du « monde flou » au « monde réel », c'est la défuzzification.[26]

Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique.[25]

Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou [33]. Parmi les plus couramment utilisées, on cite :

a. Méthode du maximum :

La sortie correspond à l'abscisse du maximum de la fonction d'appartenance résultante. Cette méthode est simple, rapide et facile, mais présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles.

b. Méthode de la moyenne des maximums :

Dans le cas où plusieurs sous-ensembles auraient la même hauteur maximale, on réalise leur moyenne. Une des ambiguïtés de la méthode du maximum est donc supprimée.

c. Méthode du centre de gravité :

La sortie correspond à l'abscisse du centre de gravité de la surface de la fonction d'appartenance résultante. [32]

Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante :[25]

$$x_G = \frac{\int x \mu_{rés}(x) dx}{\int \mu_{rés}(x) dx} \quad (\text{II.5})$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance $\mu_{rés}(x)$.

Cette méthode est plus complexe et demande des calculs plus importants.

II.2.4. Avantages et désavantages du réglage par logique floue : [34]

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 à priori (possible apparition de règles d'inférence contradictoire).

II.3. La commande par mode glissant:

II.3.1. Introduction :

Les algorithmes de la commande classique utilisant les régulateurs à action proportionnelle, intégrale et dérivée permettent de commander avec précision des processus linéaires à paramètres constants. Lorsque la partie commandée est soumise à des perturbations et à des variations de paramètres du système, une solution auto adaptative, qui par réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et de variations de paramètres. Cette solution présente l'inconvénient de nécessiter une mise en œuvre souvent complexe. [35]

La commande par mode de glissement "sliding mode control" (SMC) est bien connue pour sa robustesse à modéliser les erreurs et l'insensibilité aux perturbations et aux variations des paramètres. C'est la propriété de (SMC) qui a faite trouver beaucoup d'applications pratiques réussies, comme en la robotique les commandes électriques et les processus chimiques....etc. [35]. [36]. [37]. [38]. Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissement ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une commande discontinue de haute fréquence et la méthode de la couche limite où la composante discontinue de la commande est remplacée au voisinage de l'hyper surface de glissement par une fonction continue.[24]

II.3.2. Système à structure variable :

La commande à structure variable par régime glissant, apparue depuis le début des années 60, grâce aux résultats théoriques du mathématicien A.F. Philipov, est une commande non linéaire basée sur l'utilisation d'un terme discontinu. Après les travaux développés par l'équipe du professeur Emelyanov en union Soviétique et à cause des problèmes de broutements et de réalisation, la commande à structure variable a attendu la fin des années soixante dix pour connaître sa réapparition et son épopée avec l'avancée de l'électronique et l'informatique. En effet, cette commande est basée sur une commutation à haute fréquence pour un meilleur régime glissant [39]. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- **Mode de convergence (MC):**

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence [40].

- **Mode de glissement (MG):**

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $S(x) = 0$ [40].

- **Mode du régime permanent (MRP):**

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [40].

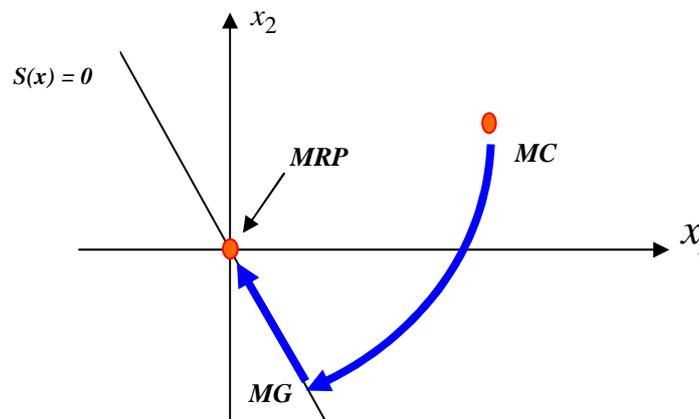


Figure II.5. Différents mode pour la trajectoire dans le plan de phase.[41]

II.3.3. Le mode glissant :

La commande par mode de glissement consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire évoluer dessus avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre.

La commande par modes glissants est une commande robuste qui se base sur le concept de changement de structure du contrôleur avec l'état du système afin d'obtenir une réponse désirée. La régulation par modes glissants est de type tout ou rien. Dans ce type de régulation, l'état du système définit la position de l'organe de commande. L'idée est de diviser l'espace d'état par une frontière de décision appelée surface de glissement, qui délimite deux sous espaces correspondant à deux états possibles de l'organe de commande. La stabilisation sur la surface de glissement est obtenue à l'aide d'une commutation à chaque passage par la frontière de décision.

Ce principe de commande repose donc essentiellement sur l'utilisation d'une commande discontinue ayant pour but de maintenir l'évolution du système sur une fonction de commutation judicieusement choisie. La synthèse doit donc viser à rendre la surface de glissement attractive en tout point de l'espace d'état. Une fois la surface atteinte, il faut assurer le glissement le long de cette surface et la stabilité du système. En d'autres termes, il faut trouver la condition sous laquelle la dynamique du système glisse sur la surface vers le point d'équilibre désiré.

Sur la surface, la dynamique du système est indépendante de celle du processus initial, ce qui implique que ce type de contrôle entre dans le domaine des commandes robustes. Ces notions de stabilité locale seront démontrées en tenant compte du principe de stabilité suivant le critère de Lyapunov.

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement revient principalement à déterminer trois étapes.[37].[42]

II.3.3.1. Choix de la surface de glissement :

La commande par modes glissants est calculée suivant la valeur des états du système à chaque instant. Cette loi de commande a pour but de conduire la trajectoire d'état de notre système non linéaire sur une surface pré spécifiée (choisie) et de maintenir cette trajectoire sur cette surface, appelée surface de commutation ou de glissement. [37] .[38]

Le choix de cette surface n'est pas systématique mais une structure intéressante a été proposée par Slotine & Li en 1990, elle est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e \quad (\text{II.6})$$

Avec $e = x_d - x$: l'écart

λ : Coefficient positif

x_d : Valeur désirée

II.3.3.2. Condition de convergence et d'existence :

On représente la convergence du système par le mode de glissement d'après la figure suivante :

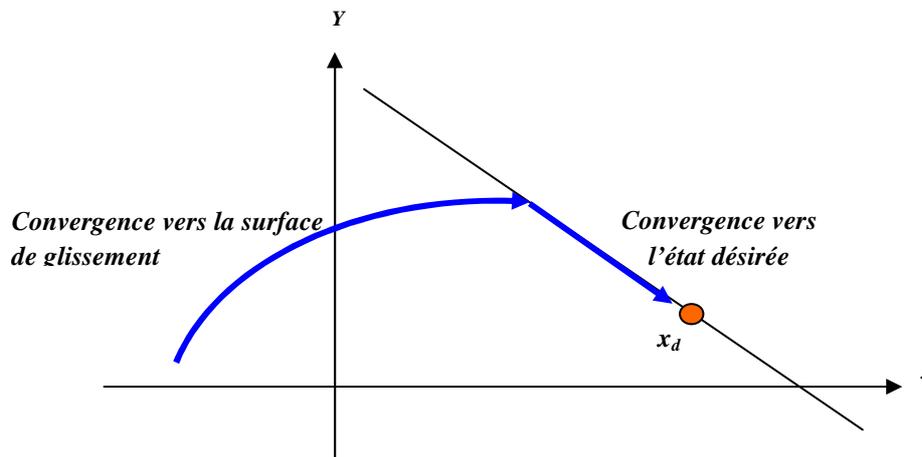


Figure II.6. Convergence du système glissant.[41]

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

a. La fonction de commutation :

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILIANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donné par:

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 \text{ Si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \text{ Si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

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

b. La fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive des variables d'état du système $V(x) > 0$. La loi de commande doit décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une

fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u telle que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

La fonction de Lyapunov est définie comme suit :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (\text{II.9})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V} = S \dot{S} \quad (\text{II.10})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que la dérivée soit négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (II.8) est vérifiée. L'équation (II.9) implique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimé par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à ce diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

Dans la pratique, pour un système dynamique réel donc imparfait par rapport au modèle de la théorie (variations des paramètres, non linéarités diverses, etc.), muni d'une commande discontinue, [39], La condition $S.(dS/dt) < 0$ considérée localement dans un voisinage de la surface s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{1}{2} \frac{dS^2}{dt} < -\eta |S(x)| \quad (\text{II.11})$$

Où η est une constante, qui définira le temps de convergence vers la surface de glissement

II.3.3.3. Calcul de la commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique de système est indépendante de la loi de commande qui a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode glissant.[41]

La structure d'un contrôleur comporte deux composantes, une première concernant la linéarisation. Et une deuxième stabilisante.

Cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures. la loi de commande est définie par :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \quad (\text{II.12})$$

u_{eq} : correspond à la composante équivalente

u_n : correspond à la composante discontinue

a. La commande u_{eq} :

La composante équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée.

Elle est calculée à partir de :

$$S(x) = 0 \Rightarrow \dot{S}(x) = 0$$

Soit un système linéaire, décrit par la représentation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (\text{II.13})$$

Un vecteur commande équivalente u_{eq} se définit comme étant la solution des équations du régime glissant idéal. On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{II.14})$$

En remplaçant (II.12) et (II.13) dans (II.14) on trouve :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} (Ax + Bu_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} Bu_n \quad (\text{II.15})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles, d'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} B\right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A \quad (\text{II.16})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie il faut que la matrice $\frac{\partial S}{\partial x} B$ soit non singulière

b. La commande discontinue u_n et phénomène de broutement (chattering):

Dans le cas des systèmes mono- variables d'ordre n sans dynamique des zéros, on déduit de la condition $S \cdot (dS/dt) < 0$, la commande u qui commute entre deux valeurs u_{\min} et u_{\max} , commutation qui doit être rapide si l'on veut que $x(t)$ reste sur ou au voisinage de la surface de dimension $(n-1)$ et d'équation $S(t) = 0$ [43]. La discontinuité de u a lieu sur la surface:

$$u(x) = \begin{cases} u^+(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ u^-(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

La commande u peut aussi s'exprimer sous la forme :

$$u = -K \text{sign}(s) \quad (\text{II.18})$$

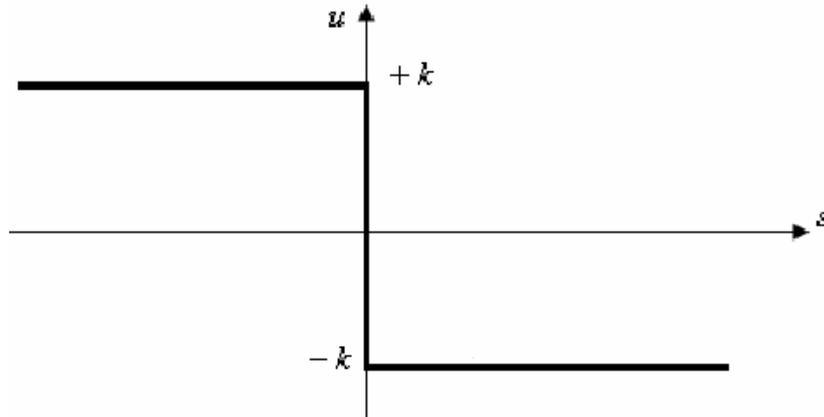


Figure II.7. Représentation de la commande discontinue.

$$\text{soit } \begin{cases} u^+ = -K & \text{Si } s(x) > 0 \\ u^- = K & \text{Si } s(x) < 0 \end{cases}$$

Dans la forme de la commande discontinue u_n si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long, si K est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (Couramment appelées chattering) sur les réponses en régime permanent. La **figure II.8** représente un cas typique du chattering. [41]

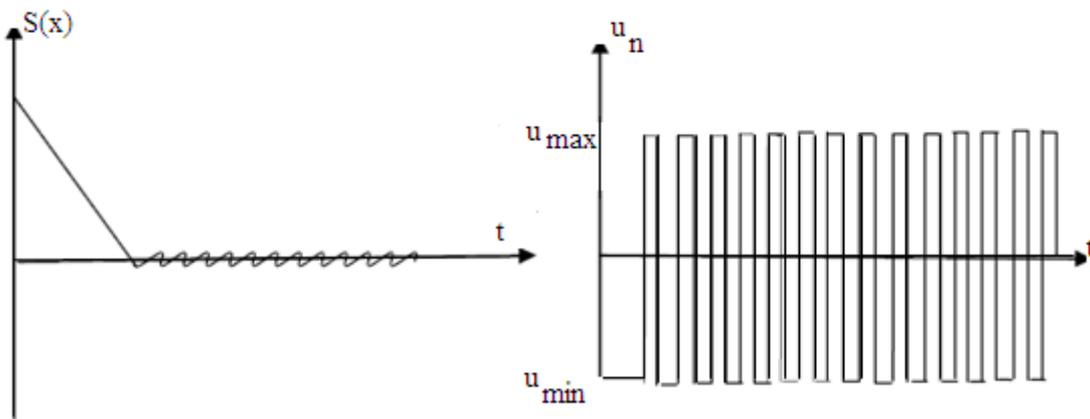


Figure II.8. La surface de glissement et la commande discontinue.

Cet inconvénient n'est plus fondé aujourd'hui car :

- le « *chattering* » au niveau de la commande de l'actionneur est considérablement réduit par le concept de la commande équivalente et par d'autres perfectionnements qui vont dans le sens de la minimisation de l'amplitude des oscillations sur l'entrée et de l'augmentation de leur fréquence.
- le « *chattering* » au niveau de la sortie ne se voit pas, vu le caractère filtre passe-bas des systèmes réels bouclés.[43]

Plusieurs solutions ont été proposées dans le but de réduire les oscillations haute fréquence (indésirables sur les réponses), Certaines de ces méthodes introduisent une commande continue dans une bande de la surface :

$$\bullet \quad u_n = -K \cdot \text{sat}(s / \Phi) \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$\begin{cases} \text{Si } |S / \Phi| \leq 1 \text{ alors } \text{Sat}(S / \Phi) = S / \Phi \\ \text{Si } |S / \Phi| > 1 \text{ alors } \text{Sat}(S / \Phi) = \text{sign}(S) \end{cases}$$

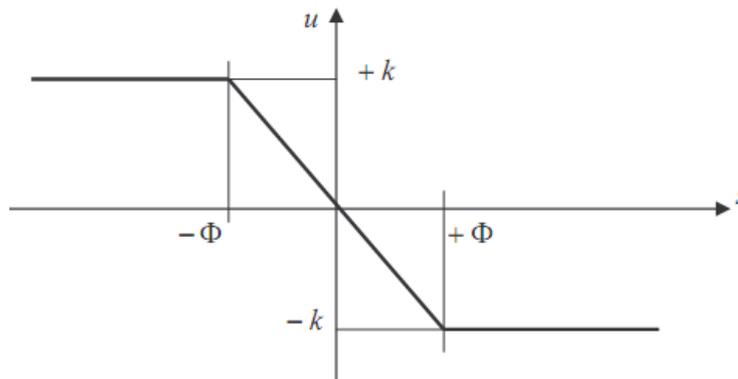


Figure II .9.Loi de commande par bande continue au voisinage de surface de glissement

$$\bullet \quad u_n = -K \cdot \text{cont}(S) \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\text{cont}(S) = \begin{cases} \text{sign}(S) \text{ Si } |S| > \Phi \\ \frac{S}{|S| + \delta} \text{ Si } |S| \leq \Phi \end{cases}$$

$$\text{Et } \delta = \begin{cases} 0 & \text{Si } |S| > \Phi \\ \delta_0 + |\eta| & \text{Si } |S| \leq \Phi \end{cases}$$

$$\eta = \begin{cases} 0 & \text{Si } |S| > \Phi \\ \eta_0 + \int_0^t S d\tau & \text{Si } |S| \leq \Phi \end{cases}$$

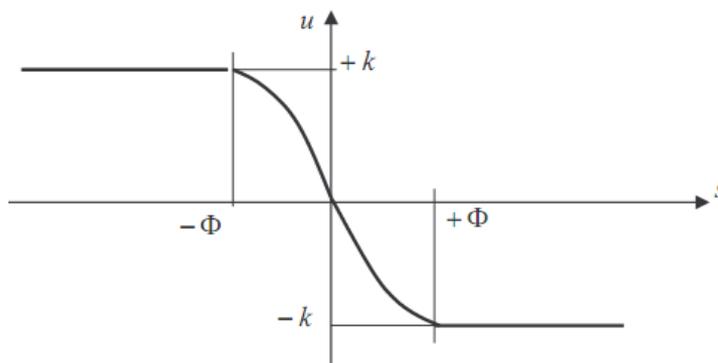


Figure II.10. Loi de commande continue de lissage au voisinage de la surface de glissement

II.4.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons donné 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

Nous avons vu également 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.

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 :

La surface de glissement choisie est celle proposée par J.J.E Slotine Li en 1990, sa forme générale est :

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

Où : x est l'état du système

e : l'erreur de poursuite : $e(t) = y(t) - y_d(t)$

r : le degré relatif de la sortie y

λ : constante positive.

Pour notre système, on a deux surfaces :

$$S_v(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_v \right)^{r-1} e_v(t) \quad (III.2)$$

$$S_h(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_h \right)^{r-1} e_h(t) \quad (III.3)$$

Comme le degré relatif est 3 pour les deux sous-systèmes, on obtient :

$$S_v = \lambda_v^2 e_v + 2\lambda_v \dot{e}_v + \ddot{e}_v \quad (III.4)$$

$$S_h = \lambda_h^2 e_h + 2\lambda_h \dot{e}_h + \ddot{e}_h \quad (III.5)$$

III.2.2. Calcul de la commande équivalente :

Calculons d'abord \dot{S} :

$$\dot{S} = \lambda^2 \dot{e} + 2\lambda \ddot{e} - \ddot{x}_{1d} + \ddot{x}_1 \quad (III.6)$$

Remplaçons la valeur de \ddot{x}_1 dans (III.6)

On aura Pour le system vertical :

$$\dot{S}_v = \lambda_v^2 \dot{e}_v + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} + a_v \left[\frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} \dot{x}_3 - \frac{b_v}{J_v} \dot{x}_2 + \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} \dot{x}_1 \right] \quad (III.7)$$

Remplaçons \dot{x}_1 et \dot{x}_3 par leurs valeurs dans (III.7), on trouve :

$$\dot{S}_v = \lambda_v^2 \dot{e}_v + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} - c_v a_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 + a_v d_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} u_v + a_v^2 \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v^2 b_v \dot{x}_2 \quad (III.8)$$

Sur la surface de glissement, on a $\dot{S} = 0$ par conséquent la commande équivalente est :

$$u_{eqv} = \frac{-1}{a_v d_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3}} \left[\lambda_v^2 \dot{e}_v + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} - a_v c_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 + a_v^2 \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v \dot{x}_2 \right] \quad (III.9)$$

Avec :

$$\begin{cases} a_v = \frac{1}{J_v} \\ b_v = \frac{k_v}{J_v} \\ c_v = \frac{1}{T_{mr}} \\ d_v = \frac{k_{mr}}{T_{mr}} \\ f_v(x(3)) = l_m F_v(P_v(x(3))) \\ g_v = g((A - B) \cos(x(1)) - C \sin(x(1))) \end{cases}$$

Pour le sous system horizontal : on a

$$\dot{S}_v = \lambda_h^2 \dot{e}_v + 2\lambda_h \ddot{e}_v - \dddot{x}_{1d} + a_h \left[\frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} x_3 - b_h \dot{x}_2 \right] \quad (\text{III.10})$$

De même que précédemment on aura :

$$\dot{S}_h = \lambda_h^2 \dot{e}_v + 2\lambda_h \ddot{e}_v - \dddot{x}_{1d} - a_h c_h \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 + a_h d_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} u_h - a_h b_h \dot{x}_2 \quad (\text{III.11})$$

Et la commande équivalente est :

$$u_{eqh} = \frac{-1}{a_h d_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3}} \left[\lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \dddot{x}_{1d} - a_h c_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_h b_h \dot{x}_2 \right] \quad (\text{III.12})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_h = \frac{1}{J_h(\alpha_{v0})} \\ b_h = \frac{k_h}{J_h(\alpha_{v0})} \\ c_h = \frac{1}{T_{tr}} \\ d_h = \frac{k_{tr}}{T_{tr}} \\ f_h(x(3)) = l F_h(P_h(x(3))) \end{array} \right.$$

u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence :

$$u_n = -k \text{sign}(s)$$

La loi de commande globale est alors :

$$u = u_{eq(v/h)} - k_{(1/2)} \text{sign}(s)$$

III.2.3. Etude de la dynamique réduite :

L'étude est la même pour les deux systèmes, horizontal et vertical.

En régime glissant on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} S = 0 \\ \dot{S} = 0 \end{array} \right. \quad \text{et } u = u_{eq}$$

On prend comme vecteur d'état :

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{e} \\ e \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} \dot{e}_1 \\ e_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \ddot{e} \\ \dot{e} \\ e \end{pmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Or, en régime glissant, on a :

$$\dot{s} = \lambda^2 \dot{e} + 2\lambda \ddot{e} + \ddot{\ddot{e}} = 0 \Rightarrow \ddot{\ddot{e}} = -\lambda^2 \dot{e} - 2\lambda \ddot{e} \quad (\text{III.14})$$

D'où le système linéaire suivant, qui caractérise la dynamique de l'erreur :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = -\lambda^2 e_1 - 2\lambda e_2 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Ce système admet $-\lambda$ comme valeur propre double, cette dernière étant stable ; l'erreur converge vers zéro et on réalise notre poursuite.

III.2.4. 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.2.4.1. 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.

Les simulations en boucle fermée ont été réalisées sur le modèle non linéaire. L'algorithme de résolution utilisée est celui de Runge-Kutta d'ordre 4 avec un pas d'échantillonnage de 0.01s.

Pour satisfaire la condition d'attractivité de la surface et de robustesse de la commande on a choisit les gains suivants :

$$k_1 = 0.5, \lambda_v = 1.5, k_2 = 0.04, \lambda_h = 1$$

a. Test de stabilisation :

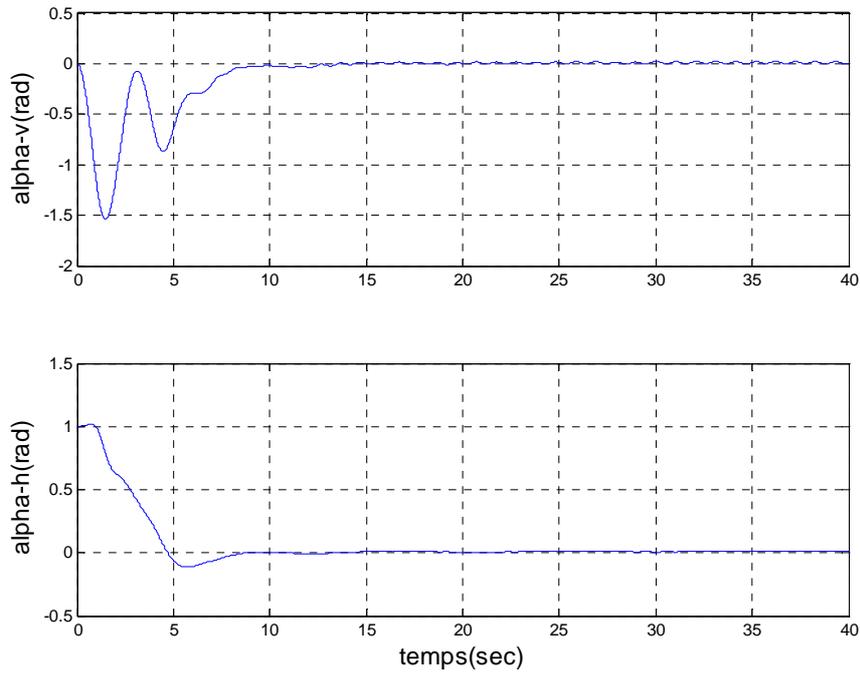


Figure III.1: Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

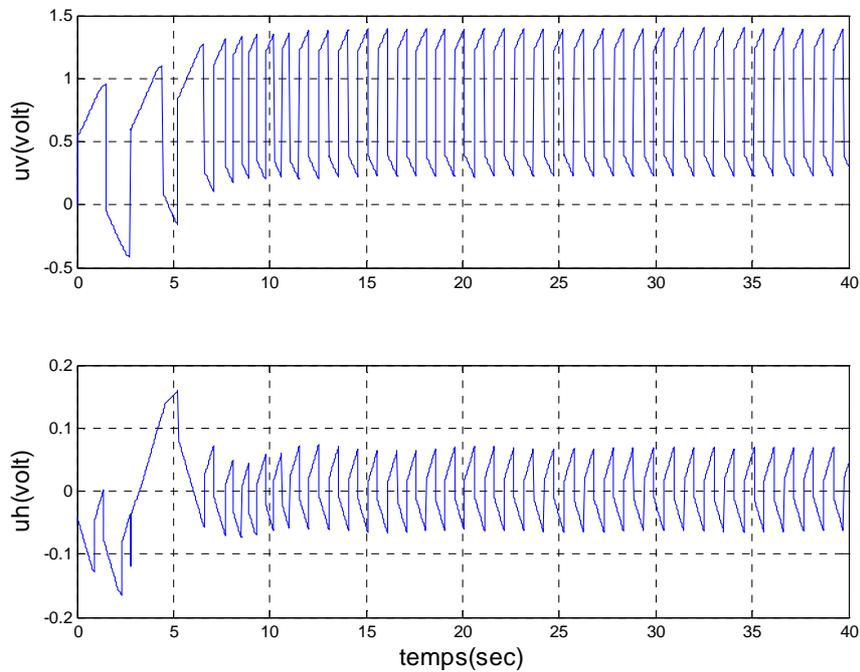


Figure III.2. Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

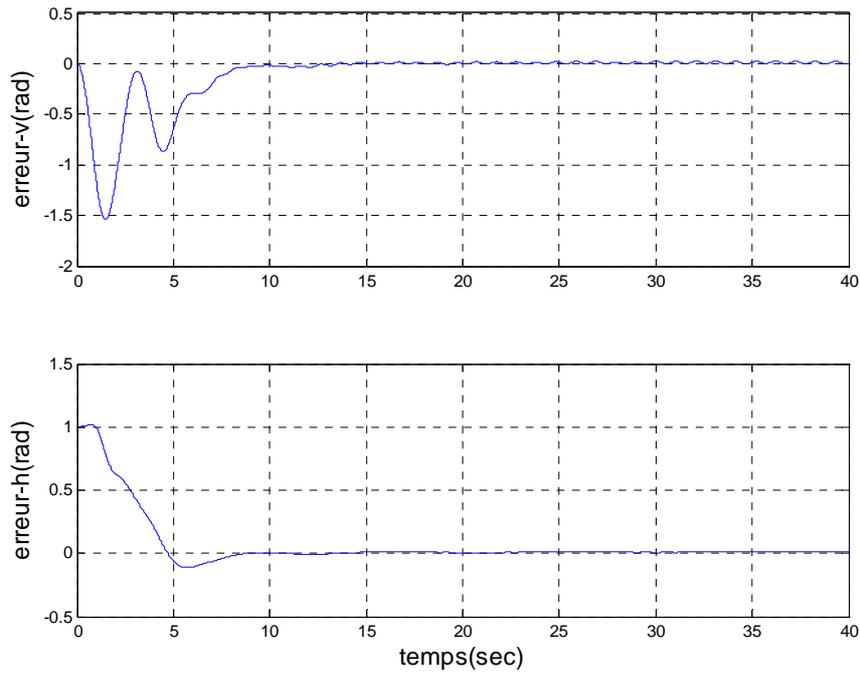


Figure III.3. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

b. Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale :

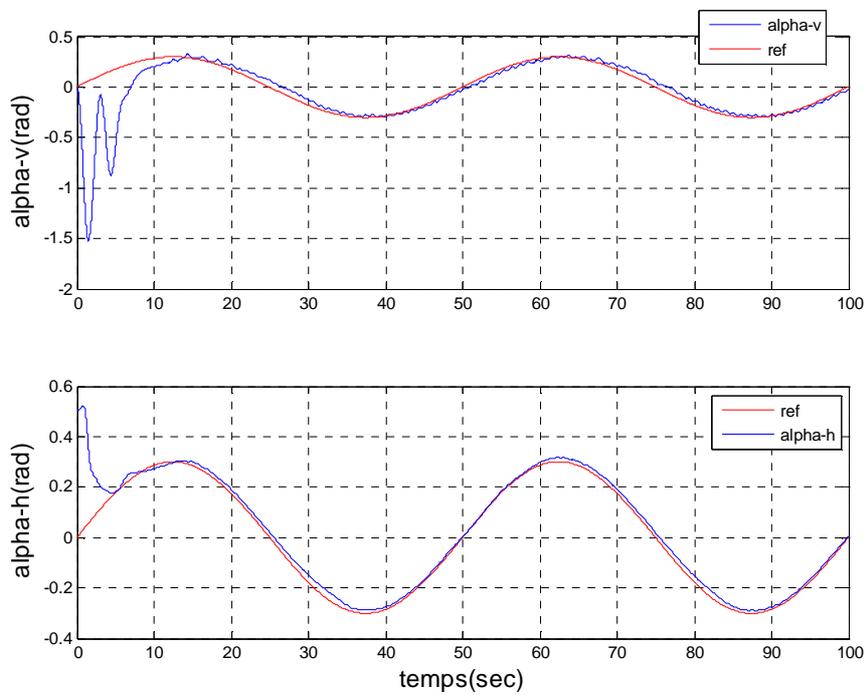


Figure III.4. Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

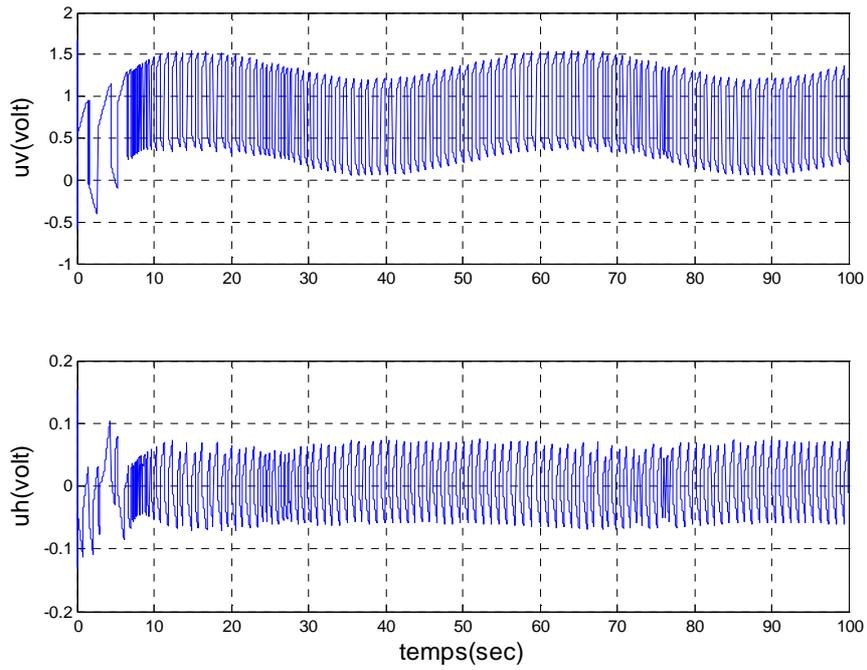


Figure III.5. Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : -
 $k \text{ sign}(s)$

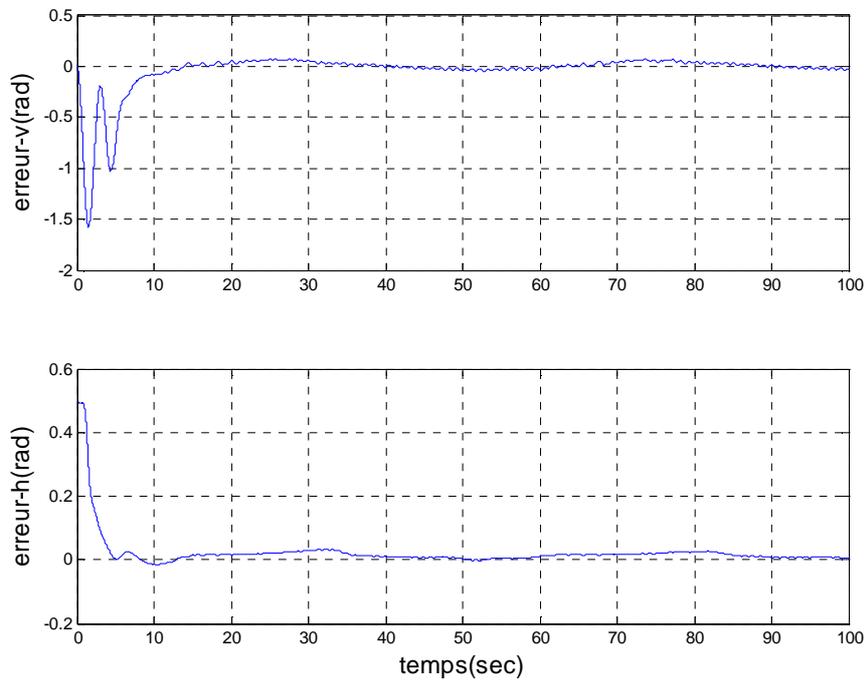


Figure III.6. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec une
 fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

c. Test de poursuite d'une trajectoire carrée :

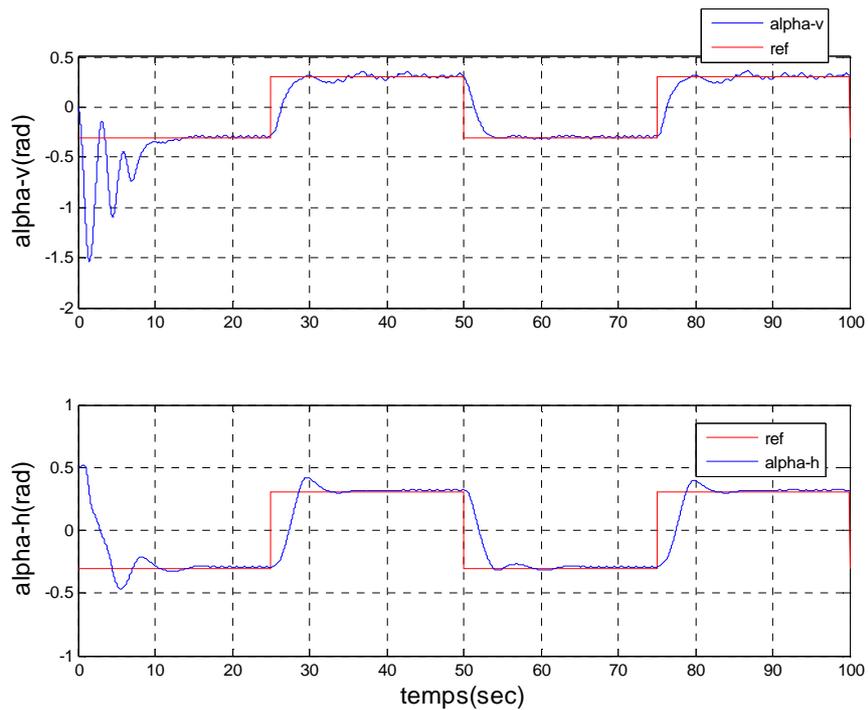


Figure III.7. Réponses du système pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

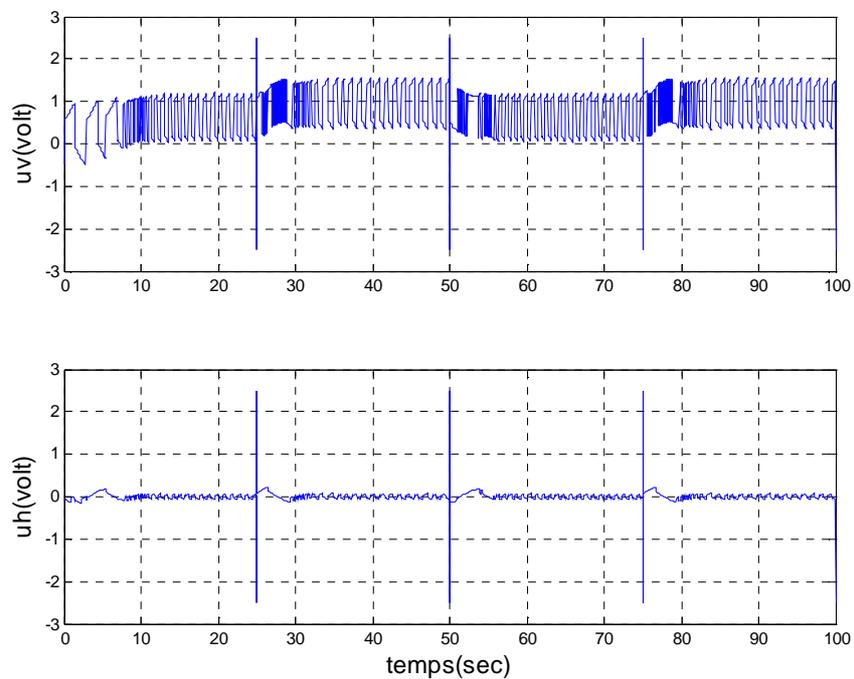


Figure III.8. Signaux de commande pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

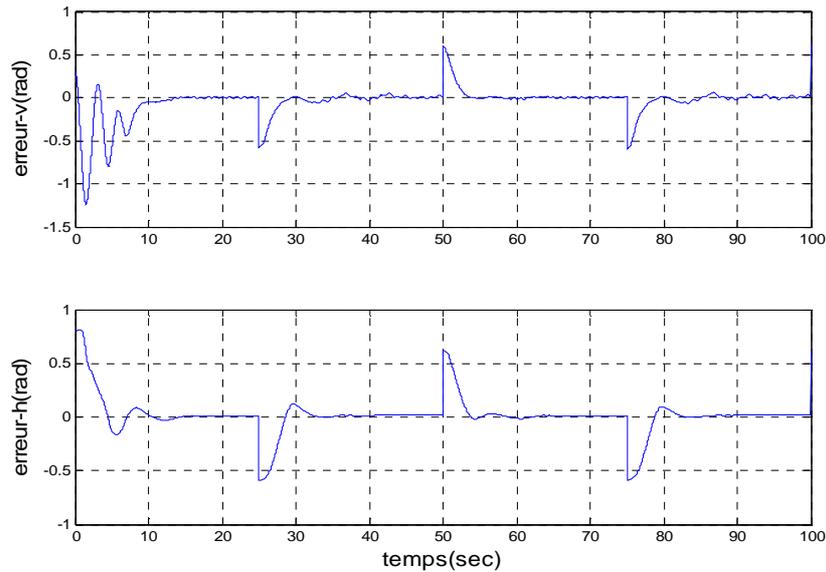


Figure III.9. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

III.2.4.2. 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 choisit les gains suivants :

$$k_1 = k_2 = 0.7 \text{ et } \lambda_1 = \lambda_2 = 1.2.$$

a. Test de stabilisation :

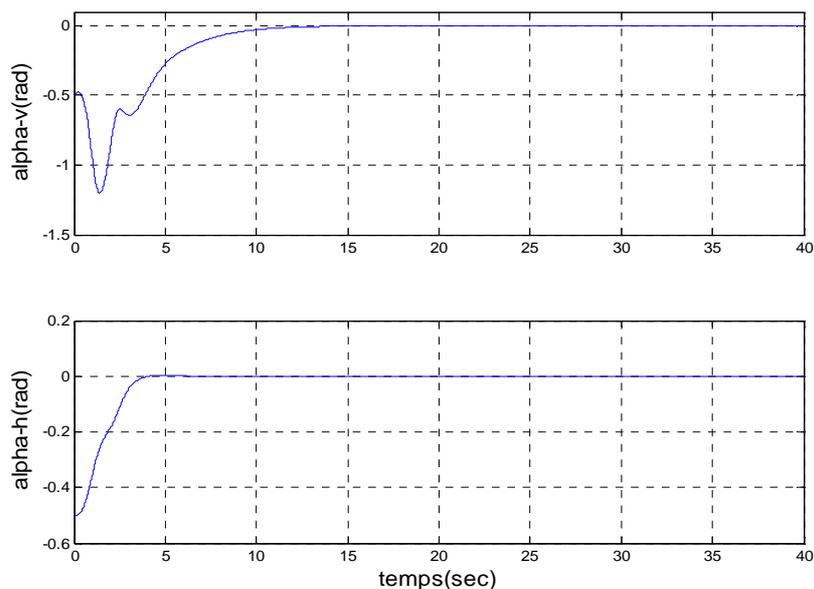


Figure III.10. Réponses du système pour une stabilisation en $(0,0)$ avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

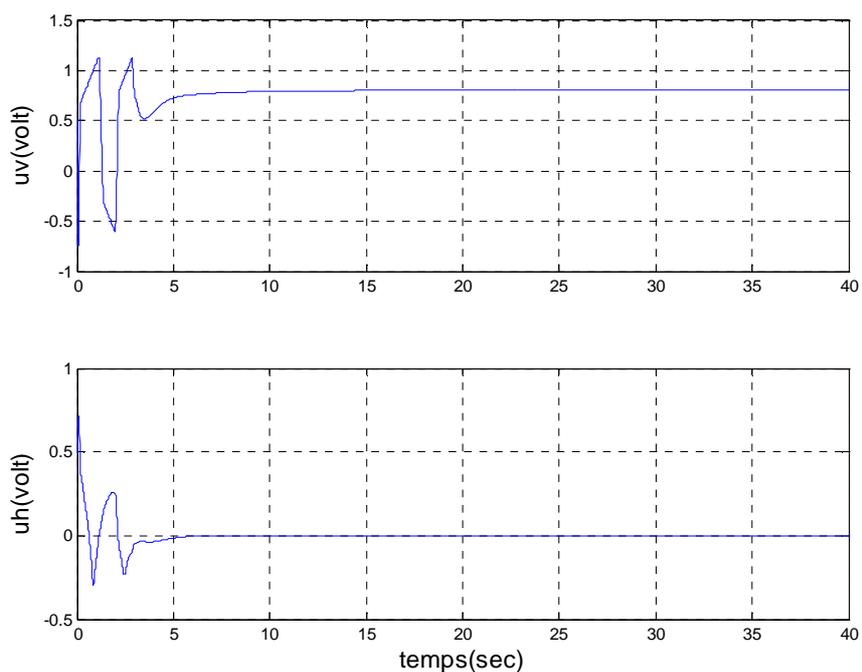


Figure III.11. Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

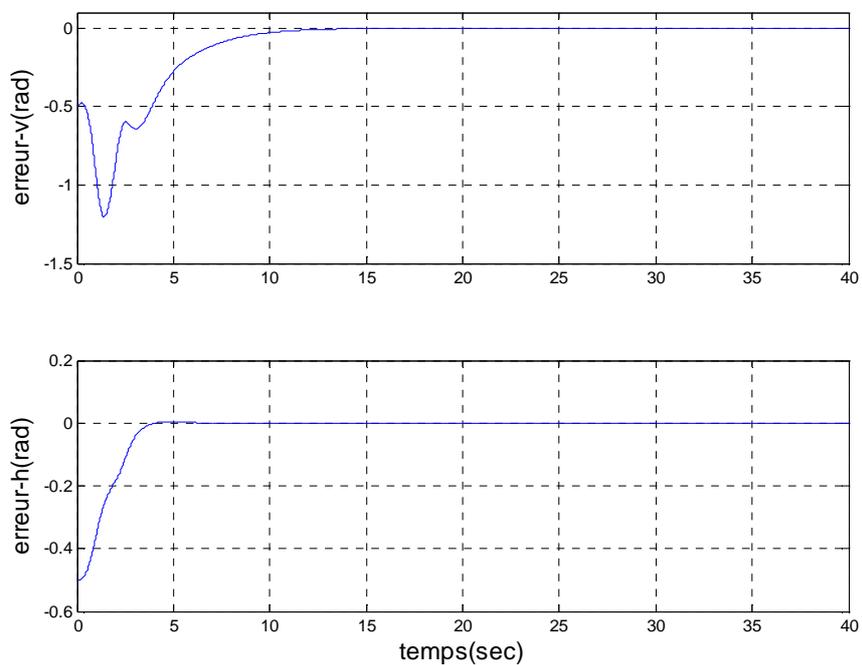


Figure III.12. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

b. Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale :

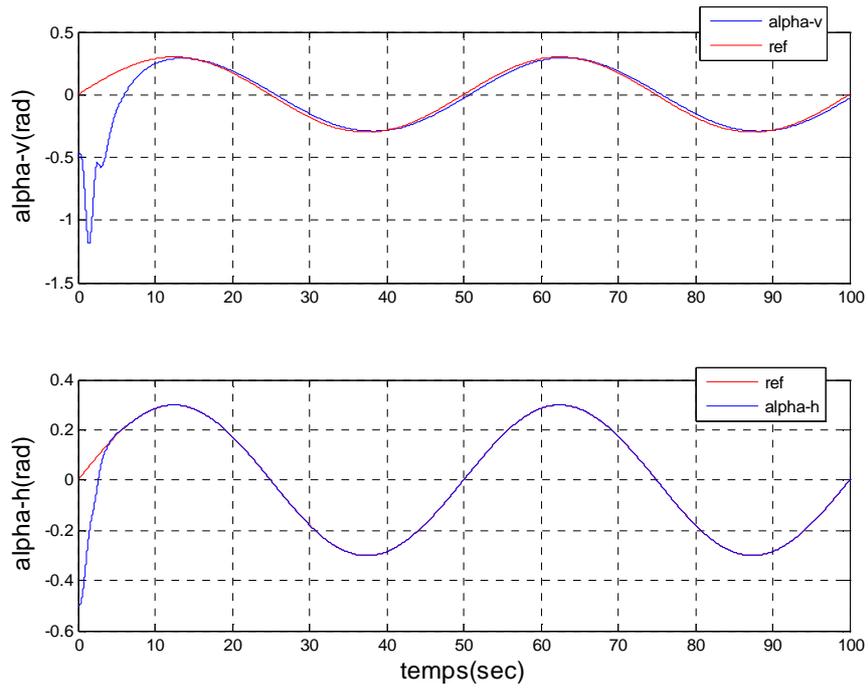


Figure III.13. Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité :
 $-k \text{ sat}(s)$

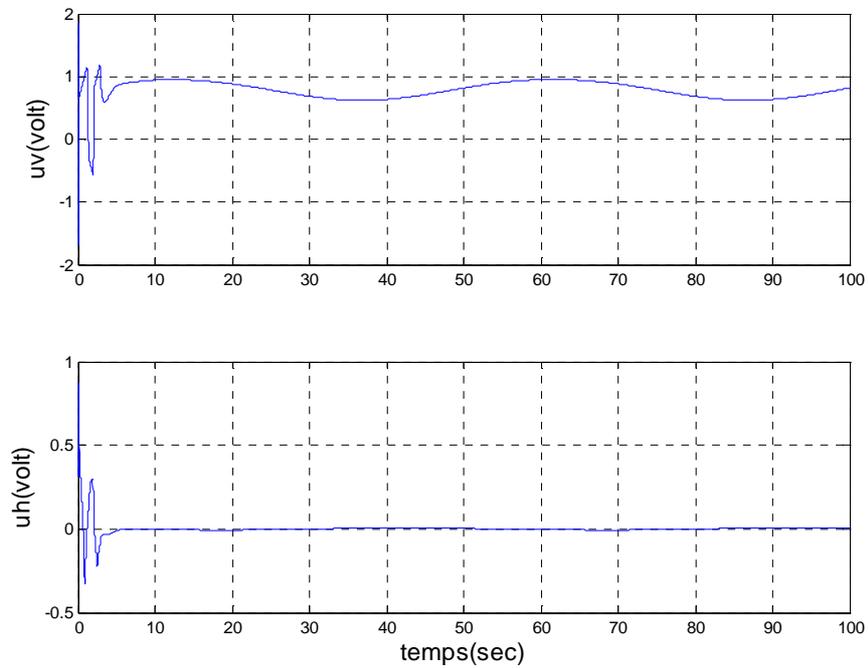


Figure III.14. Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité :
 $-k \text{ sat}(s)$

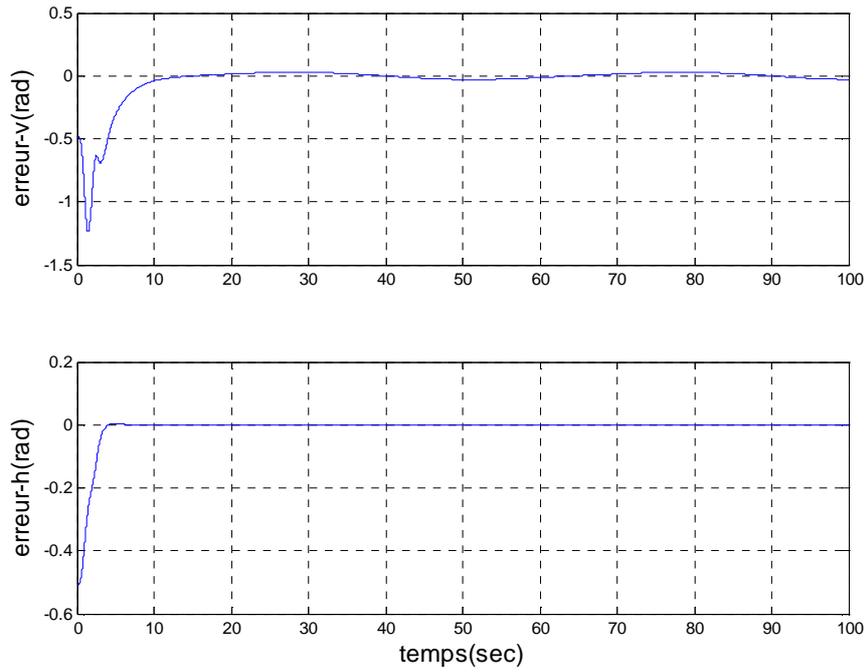


Figure III.15. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

c. Test de poursuite d'une trajectoire carrée :

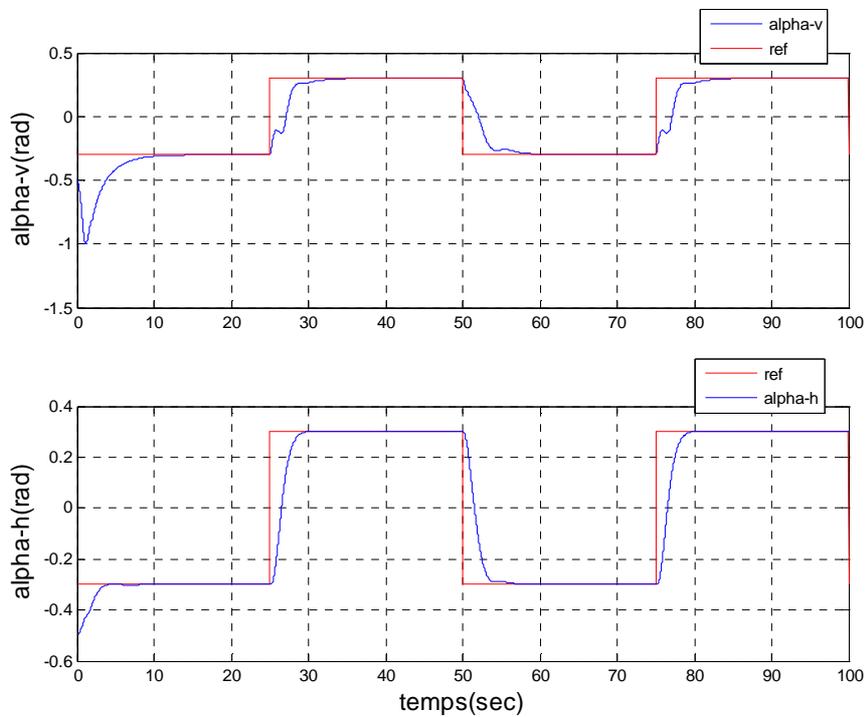


Figure III.16. Réponses du système pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

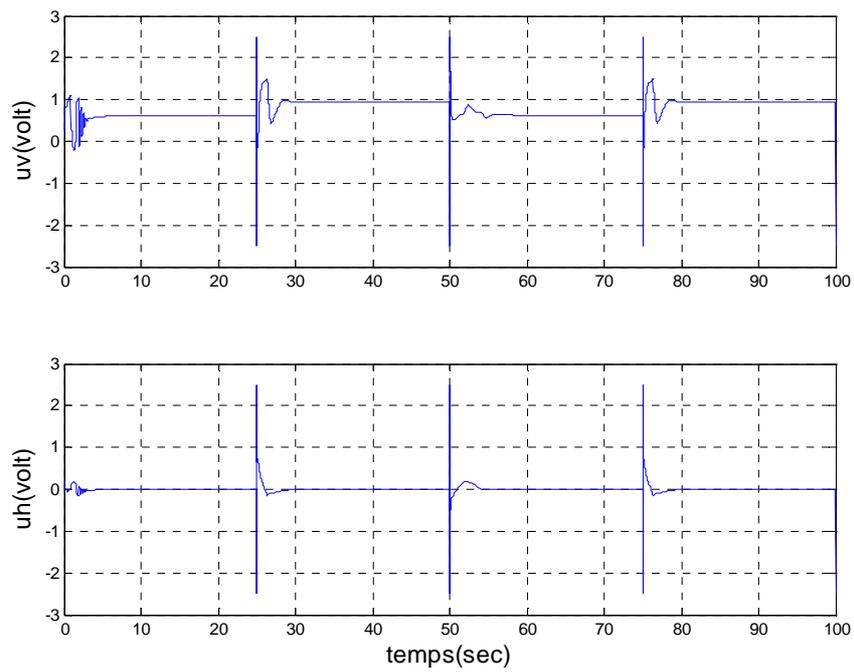


Figure III.17. Signaux de commande pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

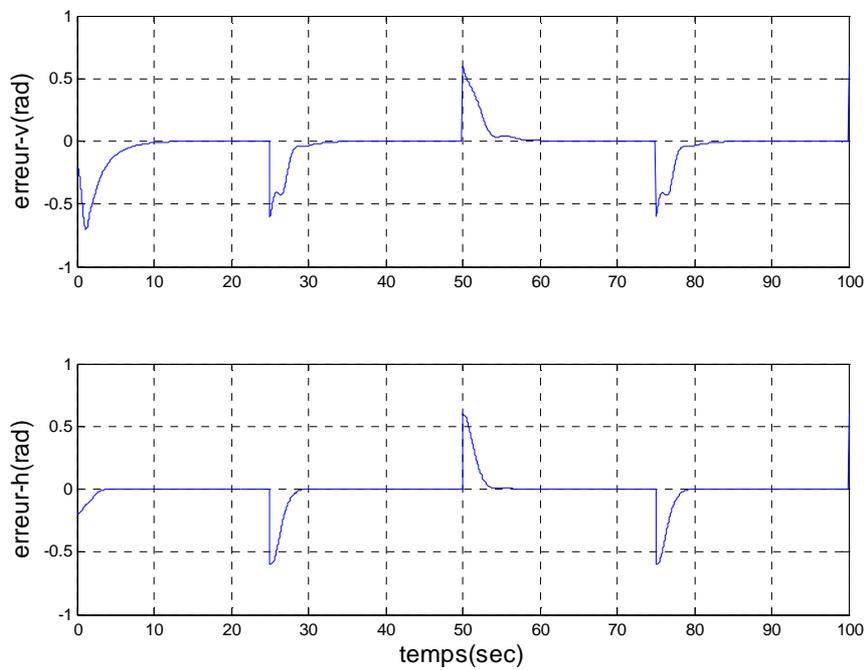


Figure III.18. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$

III.2.5. 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 [10] 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. On a choisit pour la composante haute fréquence.

$$u_n = -ksat(s / \phi) \text{ avec } \phi = 1$$

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 :

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

Pour une large classe des systèmes non linéaires les régulateurs flou-glissants sont conçus en utilisant le plan de phase déterminé par la surface S et le changement de cette surface \dot{S} [14],[16]. Par contre, dans [13] les auteurs ont utilisé seulement la surface de glissement généralisée comme entrée, de telle sorte que le nombre de règles floues puisse être remarquablement réduit.

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

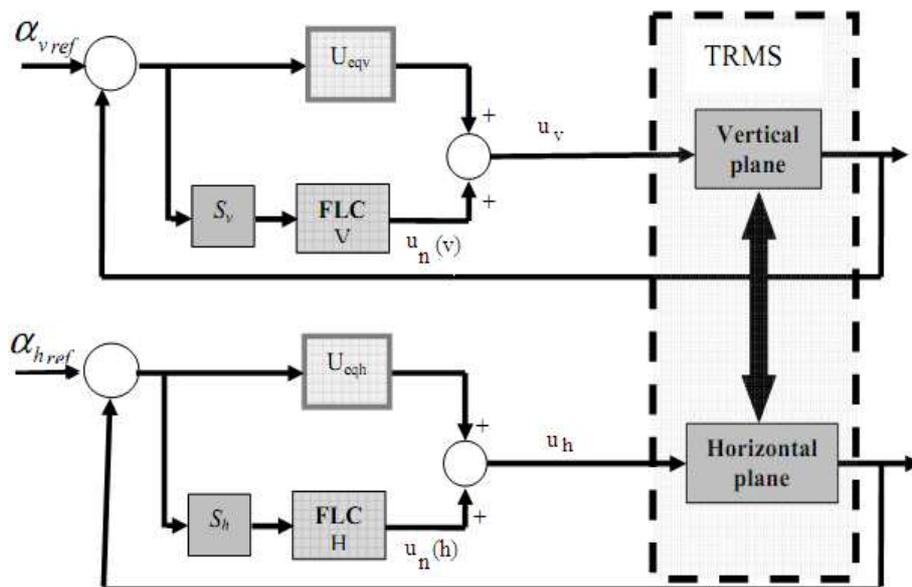


Figure III.19. Schéma synoptique de la commande flou-glissante

III.3.1. Propriétés de régulateur flou :

III.3.1.1. 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 -40 et 40 donc on 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**.

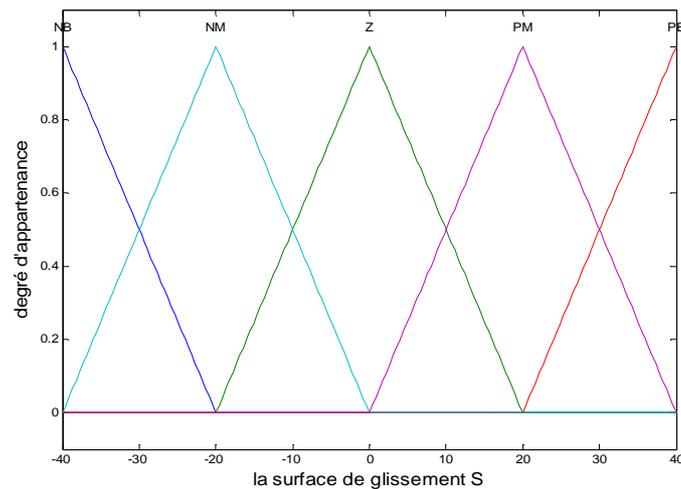


Figure III.20 Fuzzification de l'entrée

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 -20 et 20 donc on 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**.

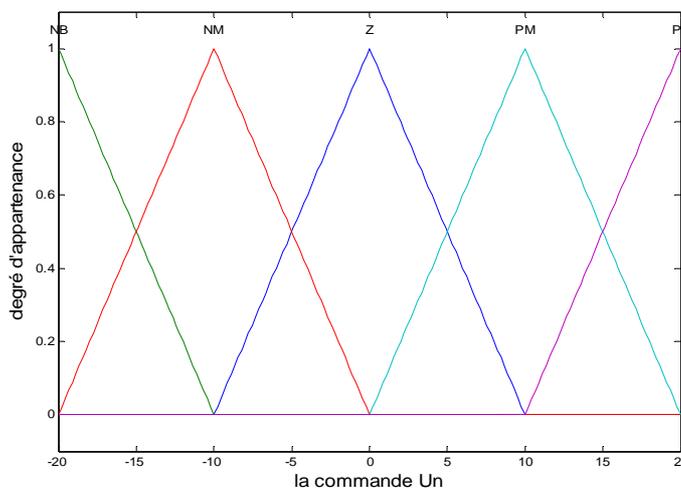


Figure III.21 Fuzzification de la sortie

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.

Règle 1: If s is NB, then u_n is PB

Règle 2: If s is NM, then u_n is PM

Règle 3: If s is ZO, then u_n is ZO

Règle 4: If s is PM, then u_n is NM

Règle 5: If s is PB, then u_n is NB

NB: "Negative Big"

NM: "Negative Mid"

ZO: "Zero"

PM: "Positive Mid"

PB: "Positive Big"

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 testes 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 $\lambda_v = \lambda_h = 1.2$.

III.3.2.1. Test de stabilisation :

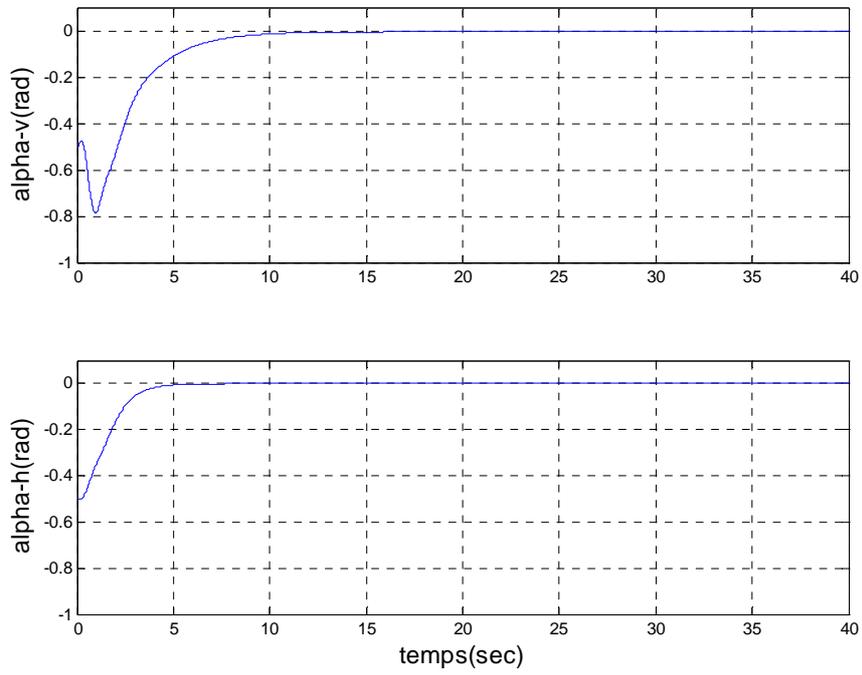


Figure III.22. Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante

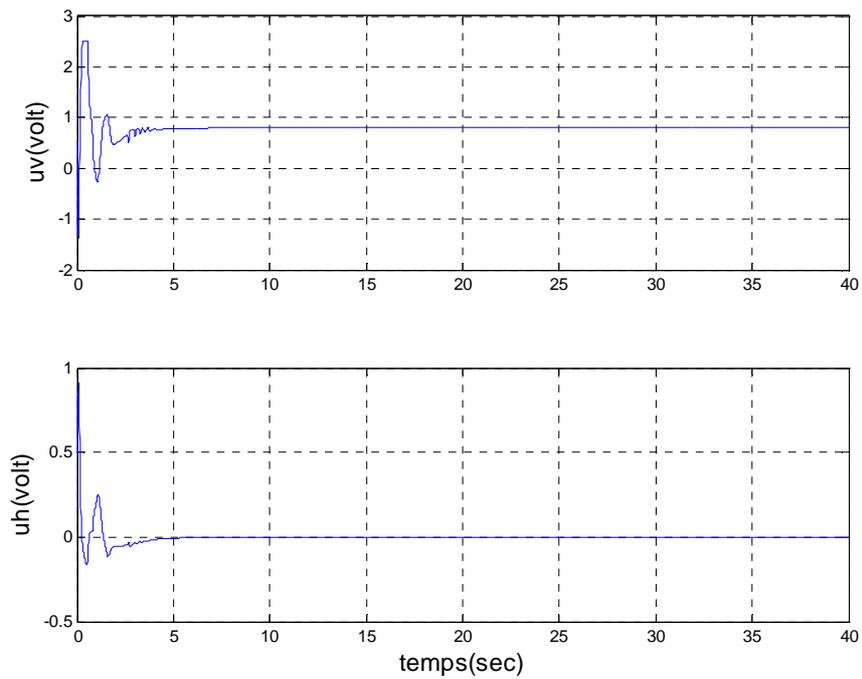


Figure III.23. Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante

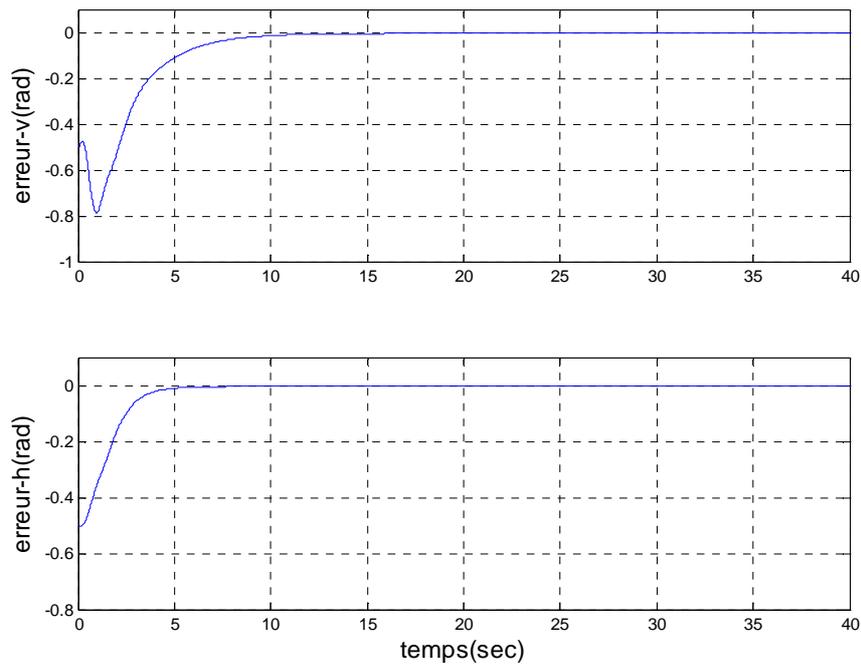


Figure III.24. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec la commande flou-glissante

III.3.2.2. Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale :

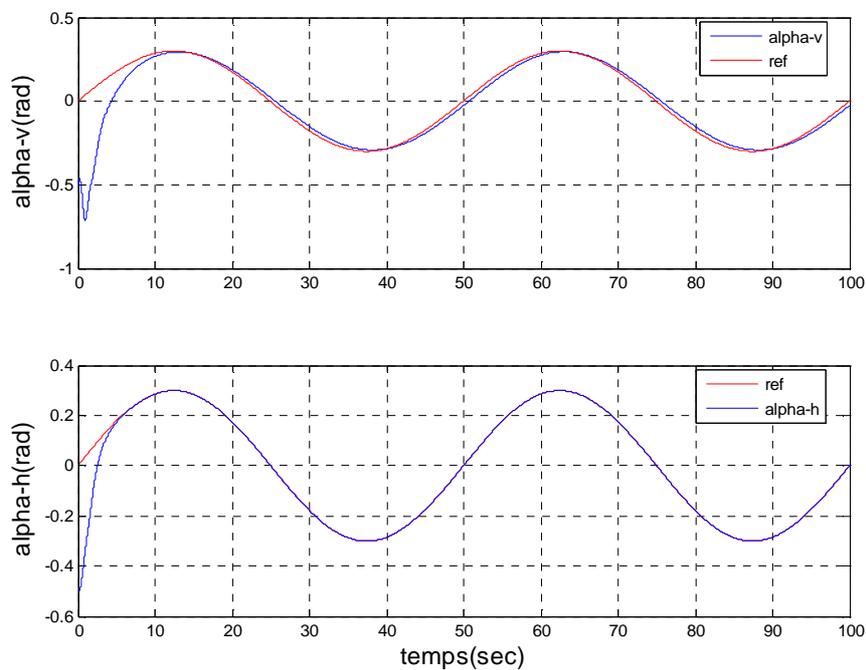


Figure III.25. Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante

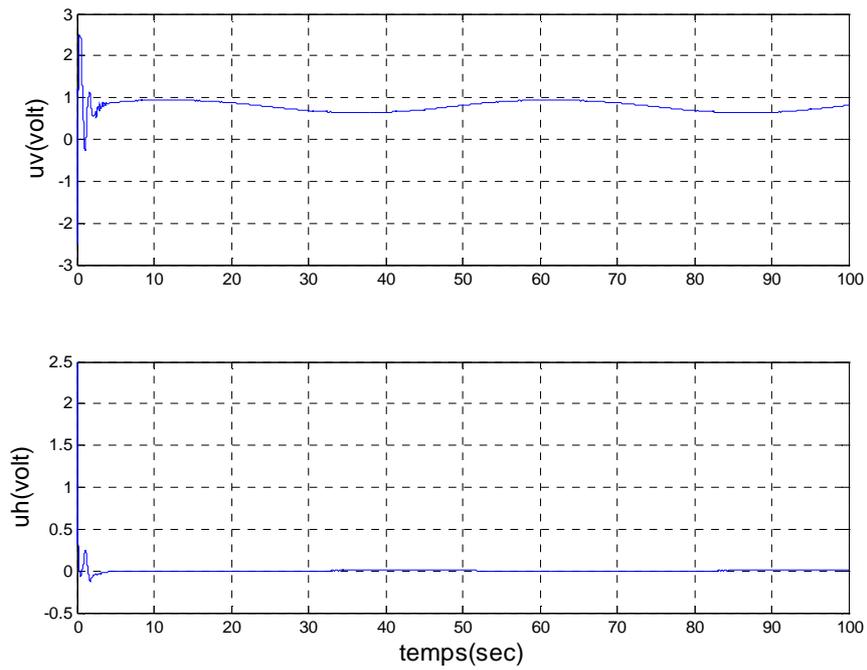


Figure III.26. Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante

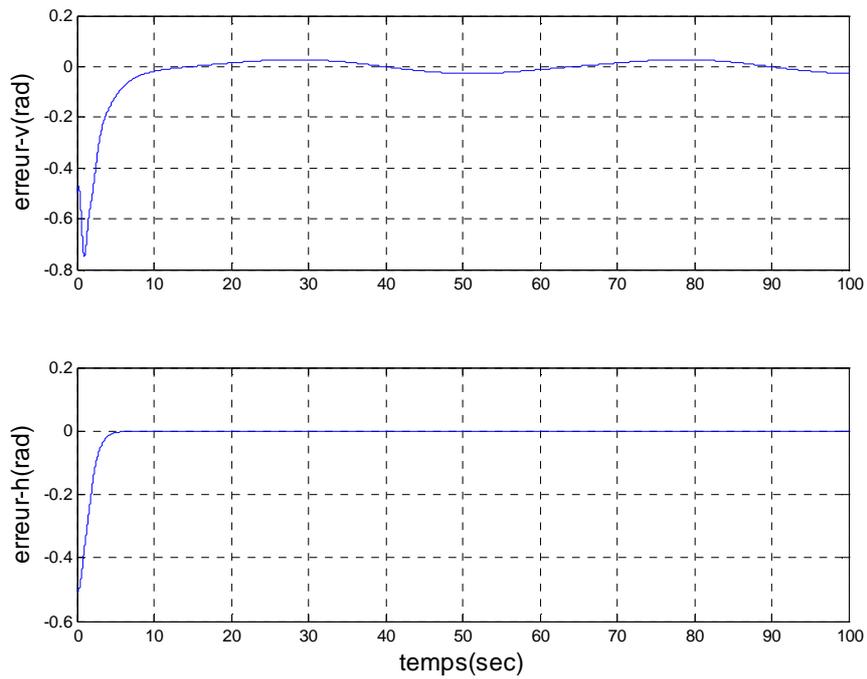


Figure III.27. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante

III.3.2.3. Test de poursuite d'une trajectoire carrée :

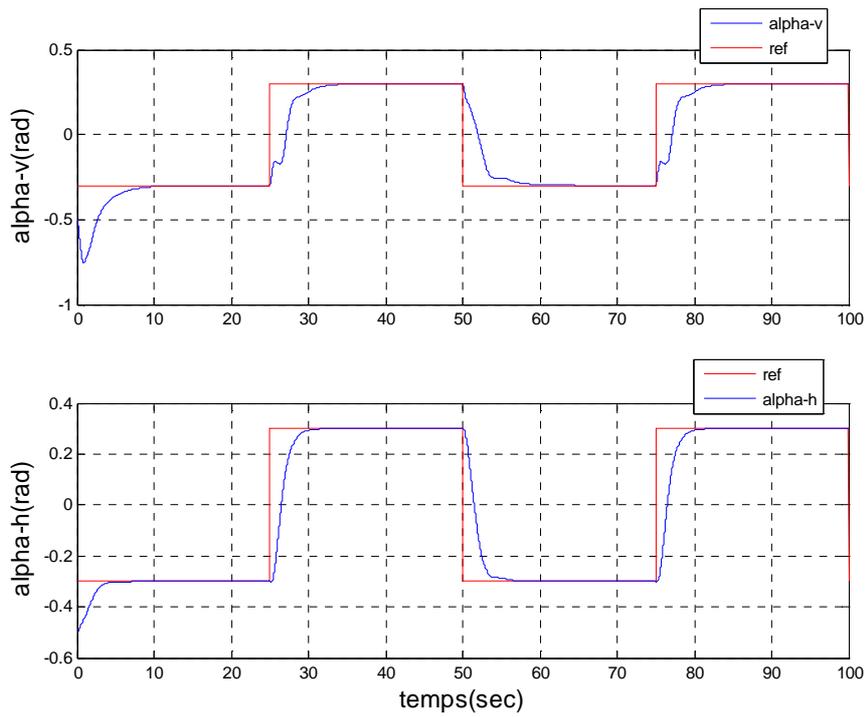


Figure III.28. Réponses du système pour une référence carrée avec la commande flou-glissante

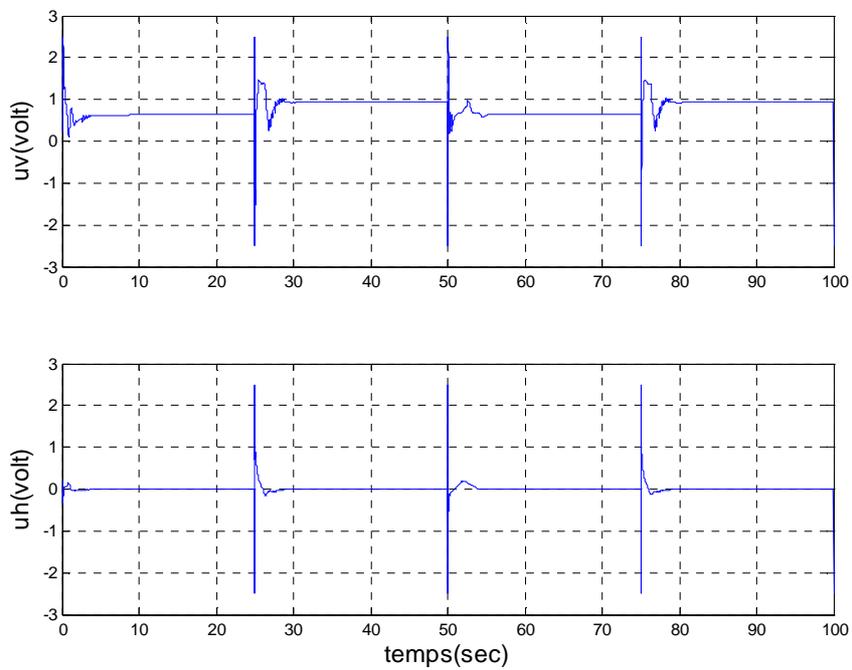


Figure III.29. Signaux de commande pour une référence carrée avec la commande flou-glissante

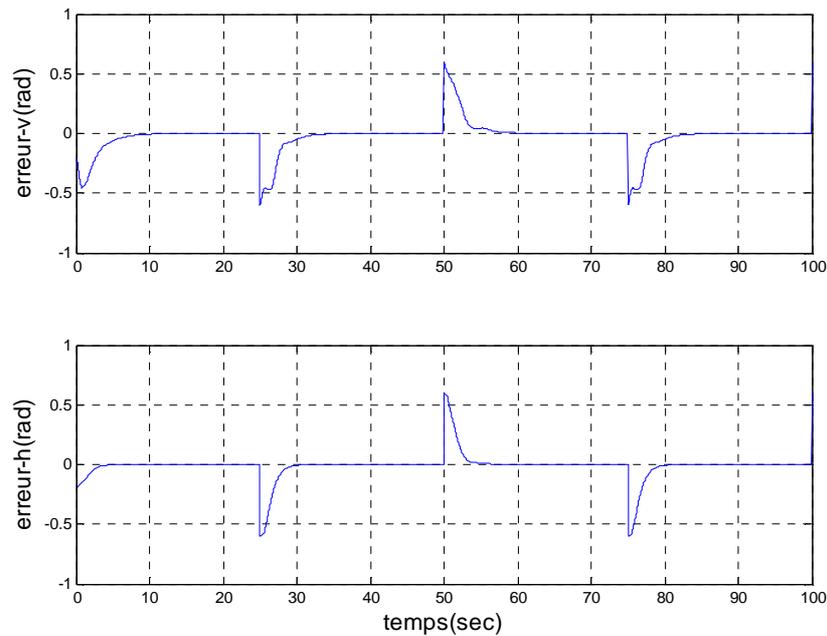


Figure III.30. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec la commande flou-glissante

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

On a utilisé comme perturbation, un bruit blanc de puissance 10^{-4} appliqué sur les deux angles (d'élévation et d'azimut) au même temps pendant 5 sec. On observe que La commande flou-glissante a pu rejeter cette perturbation introduite au système après un temps relativement court.

III.3.3.1. Stabilisation avec perturbation externe :

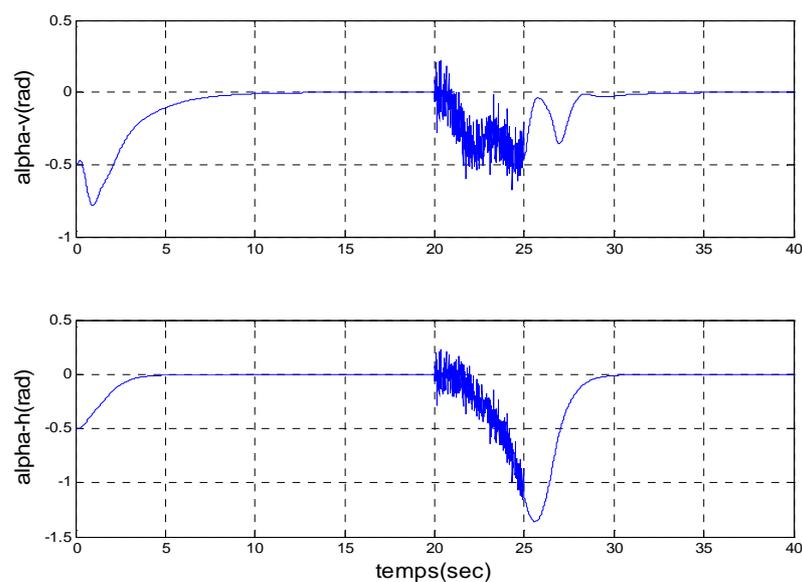


Figure III.31. Réponses du système pour une stabilisation avec perturbation externe avec la commande flou-glissante

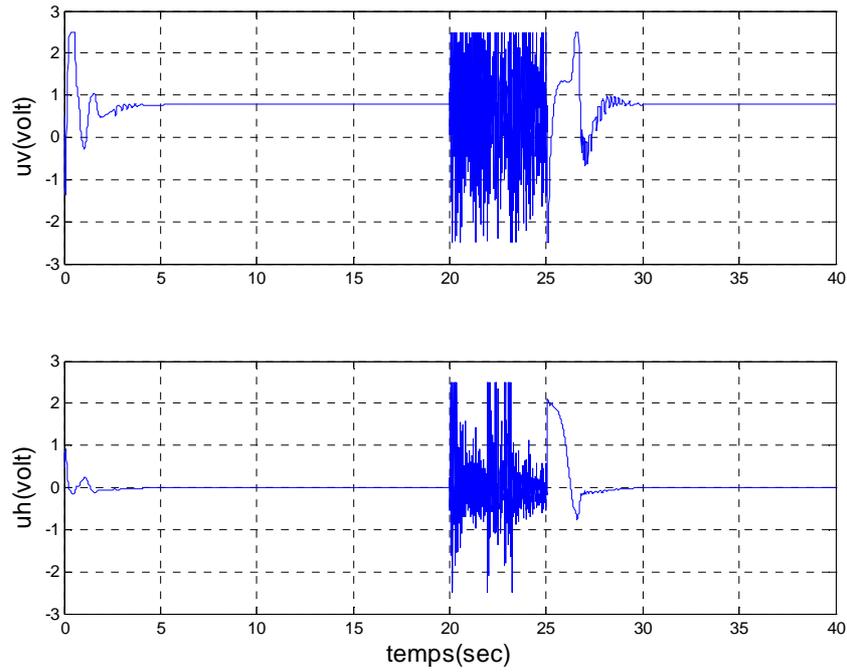


Figure III.32. Signaux de commande pour une stabilisation avec perturbation externe avec la commande flou-glissante

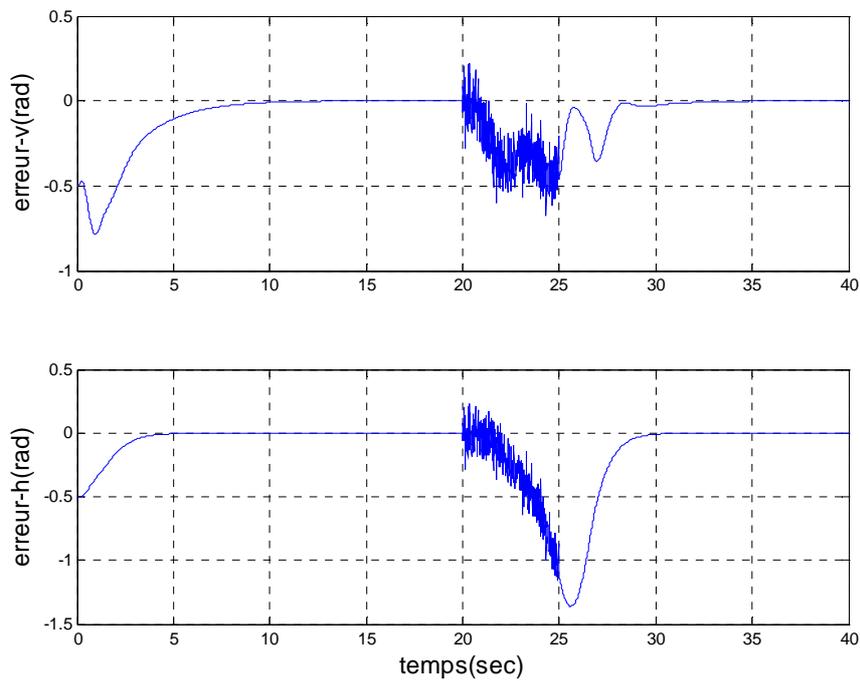


Figure III.33. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation avec perturbation externe avec la commande flou-glissante

III.3.3.2. Poursuite d'une trajectoire carrée avec perturbation externe :

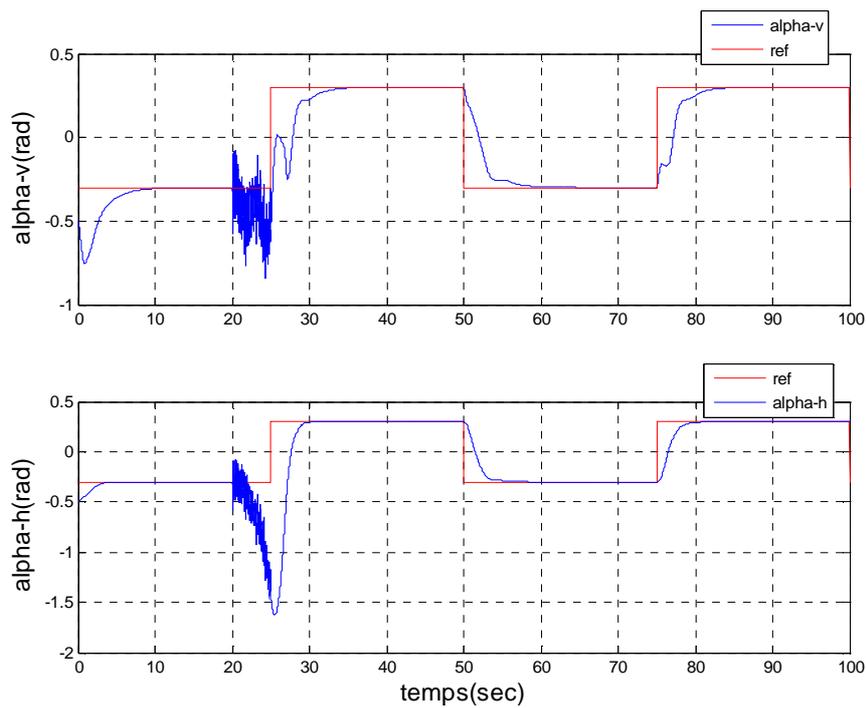


Figure III.34. Réponses du système pour une référence carrée avec perturbation externe avec la commande flou-glissante

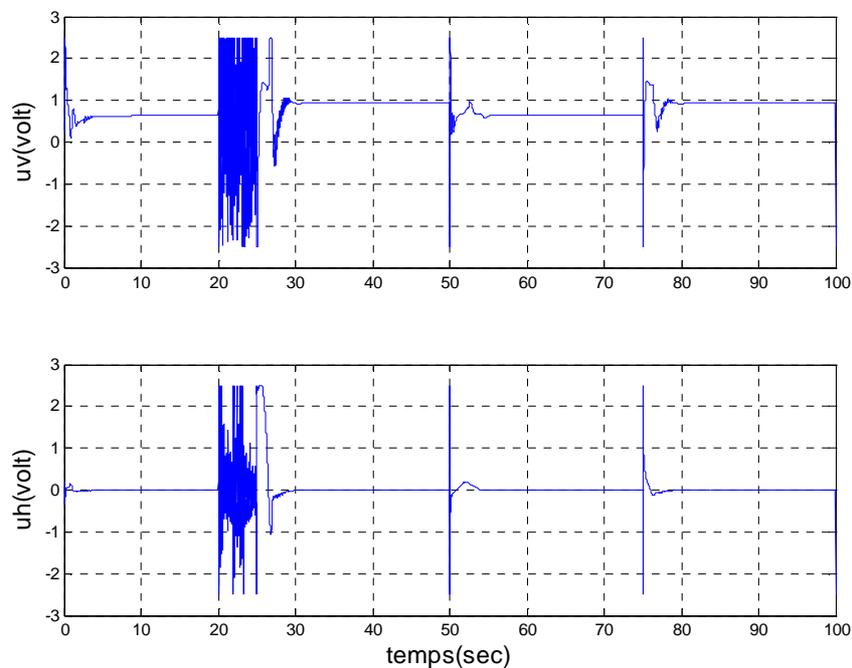


Figure III.35. Signaux de commande pour une référence carrée avec perturbation externe avec la commande flou-glissante

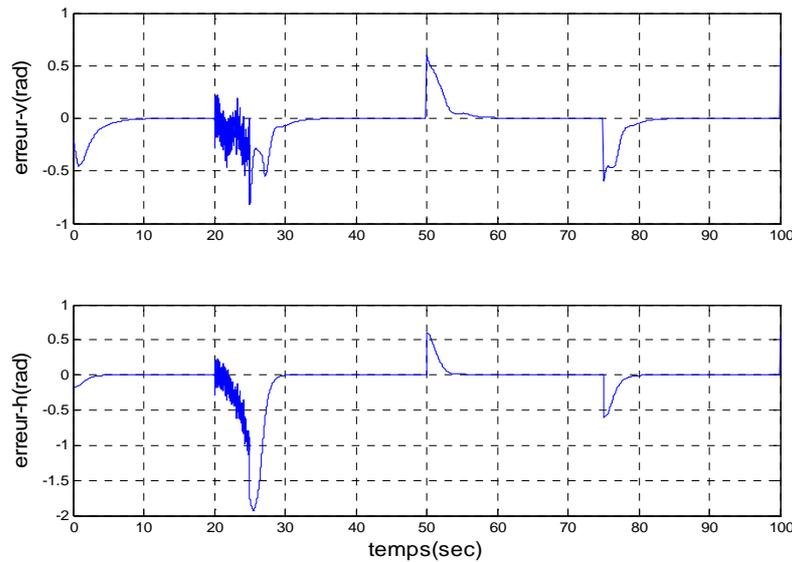


Figure III.36. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec perturbation externe avec la commande flou-glissante

III.4. Interprétation des résultats :

A 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 flou-glissante sont meilleurs que celle de la commande par mode de glissement avec fonction signe.

Le rejet de perturbation est assuré par la commande flou-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 flou-glissante au simulateur d'hélicoptère.

Après implémentation de la première loi de commande on est confronté à un phénomène qui est l'inconvénient des modes glissant appelé chattering, qui peut être éliminé, soit par l'utilisation de la fonction d'attractivité *sat* 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.

CHAPITRE IV

Optimisation par essaim de particules

IV. 1. Introduction :

L'optimisation par essaim de particules "Particle Swarm Optimization" (PSO) est une méta-heuristique d'optimisation, inventée par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995.

Cette méthode d'optimisation se base sur la collaboration des individus entre eux. Elle est d'ailleurs une méthode récente parmi les algorithmes évolutionnaires, qui s'appuient sur le concept d'auto-organisation. Cette idée veut qu'un groupe d'individus peu intelligents peut posséder une organisation globale complexe.

Les échanges d'information entre eux globalement, ils arrivent néanmoins à résoudre des problèmes difficiles, comme c'est le cas, par exemple, chez les abeilles vivant en essaim (exploitation de sources de nourriture, construction de rayons, etc.)

Ainsi, grâce à des règles de déplacement très simples (dans l'espace des solutions), les particules peuvent converger progressivement vers un minimum global. Cette méta-heuristique semble cependant mieux fonctionner pour des espaces en variables continues.

Donc l'optimisation par essaim de particules, dans sa version historique, est une méthode itérative collective, anarchique au sens originel du terme, mettant l'accent sur la coopération, partiellement aléatoire et sans sélection. Ca sera l'objet de cette partie de ce chapitre que de détailler ces caractéristiques et de les formaliser pour obtenir un modèle exploitable, particulièrement efficace pour les problèmes fortement non linéaires.

IV.2.Origines :

Initialement, ses deux concepteurs, Russel Eberhart et James Kennedy, cherchaient à modéliser des interactions sociales entre des « agents » devant atteindre un objectif donné dans un espace de recherche commun, chaque agent ayant une certaine capacité de mémorisation et de traitement de l'information. La règle de base était qu'il ne devait y avoir aucun chef d'orchestre, ni même aucune connaissance par les agents de l'ensemble des informations, seulement des connaissances locales.

Dès les premières simulations, le comportement collectif de ces agents évoquait celui d'un essaim d'êtres vivants convergeant parfois en plusieurs sous-essaims vers des sites intéressants. Ce comportement se retrouve dans bien d'autres modèles, explicitement inspirés des systèmes naturels [45]. Ici, la métaphore la plus pertinente est probablement celle de l'essaim d'abeilles, particulièrement du fait qu'une abeille ayant trouvé un site prometteur sait en informer certaines de ses consœurs et que celles-ci vont tenir compte de cette information pour leur prochain déplacement [22],[45]. Finalement, le modèle s'est révélé être trop simple

pour vraiment simuler un comportement social, mais par contre très efficace en tant qu'outil d'optimisation.

Comme nous allons le voir, le fonctionnement de l'OEP fait qu'elle peut être rangée dans les méthodes itératives (on approche peu à peu de la solution) et stochastiques (on fait appel au hasard). Sous ce terme un peu technique, on retrouve un comportement qui est aussi vieux que la vie elle-même : améliorer sa situation en se déplaçant partiellement au hasard et partiellement selon des règles prédéfinies [45].

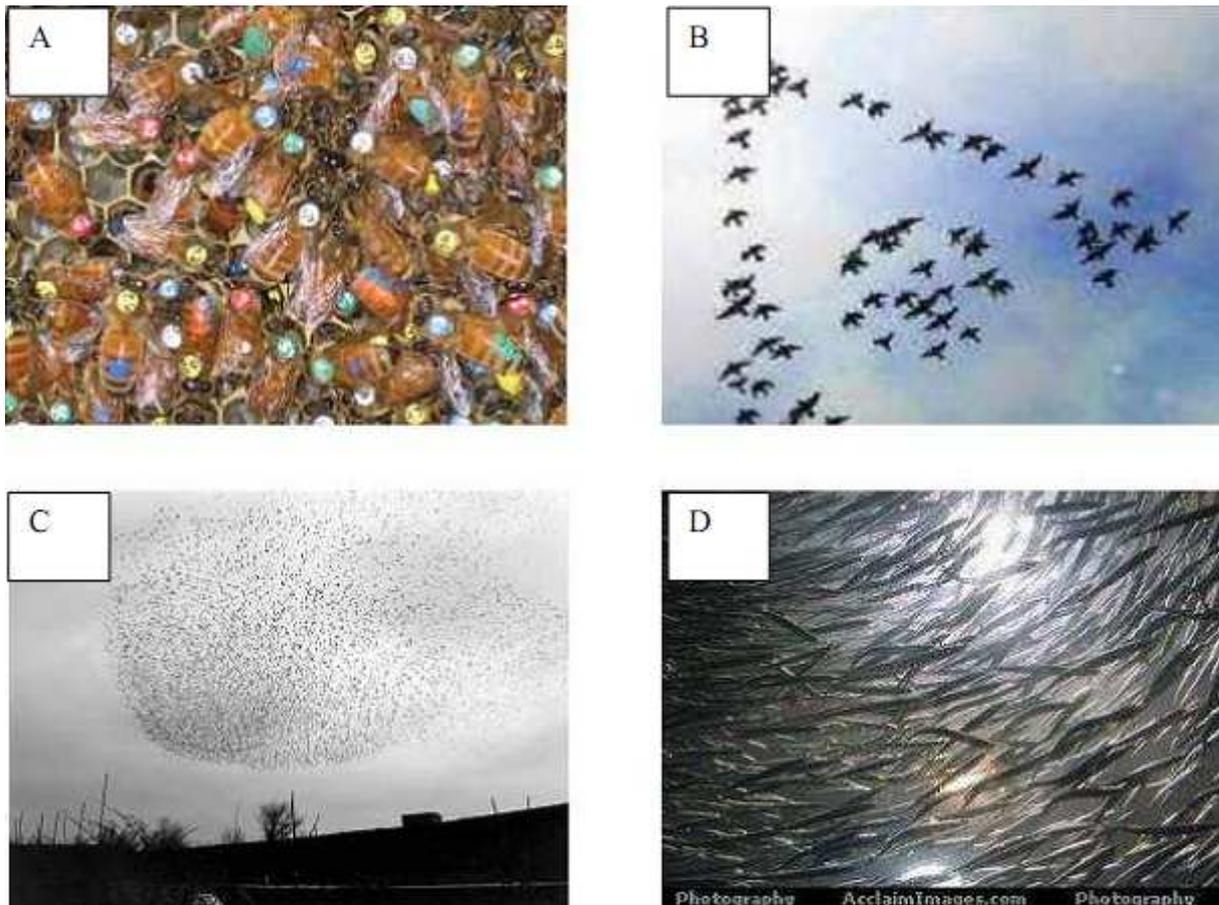


Figure IV.1 : A) Etudes du comportement des abeilles dans une ruche (teste sur 5000 abeilles grâce à un repérage par des étiquettes numérotées) B.C.D) groupements naturels.

IV.3. Formalisation :

L'optimisation par essaim de particules repose sur un ensemble d'individus originellement disposés de façon aléatoire et homogène, que nous appellerons dès lors des particules, qui se déplacent dans l'hyper-espace de recherche et constituent, chacune, une solution potentielle.

Chaque particule dispose d'une mémoire concernant sa meilleure solution visitée ainsi que la capacité de communiquer avec les particules constituant son entourage. À partir de ces

informations, la particule va suivre une tendance faite, d'une part, de sa volonté à retourner vers sa solution optimale, et d'autre part, de son mimétisme par rapport aux solutions trouvées dans son voisinage.

À partir d'optimums locaux et empiriques, l'ensemble des particules va, normalement, converger vers la solution optimale globale du problème traité [46].

IV.3.1. Nombre de particules :

La quantité de particules allouées à la résolution du problème dépend essentiellement de deux paramètres :

La taille de l'espace de recherche et le rapport entre les capacités de calcul de la machine et le temps maximum de recherche. Il n'y a pas de règle pour déterminer ce paramètre, faire de nombreux essais permet de se doter de l'expérience nécessaire à l'appréhension de ce paramètre [46].

Ce qui compte plutôt c'est le nombre de fois où la fonction fitness doit être évaluée car dans la plupart des problèmes réels, cette évaluation nécessite un temps non négligeable, et évidemment, pour une itération, ce nombre d'évaluation est égal au nombre de particules. Donc si nous voulons réduire le nombre total d'évaluations nécessaires pour trouver une solution, nous sommes au contraire tentés de diminuer la taille de l'essaim. Mais un essaim trop petit risque de mettre très longtemps pour trouver une solution ou même ne pas la trouver du tout.

Donc il y a un compromis à trouver. Empiriquement, les expérimentateurs ont proposé des tailles de l'ordre de 20 à 30 particules qui, en effet, se révèlent tout à fait suffisantes pour résoudre la quasi-totalité des problèmes de test classiques [47].

IV.3.2. Initialisation de l'essaim :

La position des particules ainsi que leur vitesse initiale doivent être initialisées aléatoirement selon une loi uniforme sur $[0 : 1]$.

Mais en pratique, il n'est pas souhaitable que trop de particules tendent à sortir de l'espace de recherche dès le premier pas du temps, ni d'ailleurs plus tard. Pour les premières formulations nous contentons de tirer au hasard les valeurs des composantes de chaque vitesse, selon une distribution uniforme dans :

$$\left[(x_{\min} - x_{\max}) / 2, (x_{\max} - x_{\min}) / 2 \right]$$

IV.3.3. Equation de mouvement :

On considère un ensemble de n particules et une fonction f que l'on cherche à minimiser sur un espace de recherche S . pour chaque particule, on définit à l'instant t , $x_i(t)$ sa position dans l'espace de recherche S , $v_i(t)$ sa vitesse et $p_i(t)$ sa meilleure position connue depuis le

démarrage de la recherche. Le voisinage $V_i(t)$ d'une particule i , de taille V , correspond à l'ensemble des V particules les plus proches dans l'espace de recherche, suivant une distance le plus souvent euclidienne, notée d . $p_g(t)$ correspond à la position de la meilleur particule selon f dans le voisinage $V_i(t)$ de la particule i au temps t . A chaque itération, les particules sont déplacées et leurs vitesses de déplacement sont mises à jours [48]. Les équations régissant cette étape pour la particule i au temps t sont :

$$v_i(t+1) = v_i(t) + \varphi_1(p_i(t) - x_i(t)) + \varphi_2(p_g(t) - x_i(t)) \quad (\text{IV.1})$$

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t+1) \quad (\text{IV.2})$$

Les variables de confiance (φ_1 et φ_2) pondèrent les tendances de la particule à vouloir suivre son instinct de conservation ou son panurgisme. Les variables aléatoires φ_1 et φ_2 peuvent être définis de la façon suivante :

$$\varphi_1 = r_1.c_1 \text{ et } \varphi_2 = r_2.c_2$$

Où r_1 et r_2 suivent une loi uniforme sur $[0..1]$ et c_1 et c_2 sont des constantes positives déterminées de façon empirique et suivant la relation $c_1 + c_2 \leq 4$

Ce modèle présente quelques propriétés intéressantes, qui en font un bon outil pour de nombreux problèmes d'optimisation, particulièrement les problèmes fortement non linéaires, continus ou mixtes (certaines variables étant réelles et d'autres entières) :

- il est facile à programmer, quelques lignes de code suffisent dans n'importe quel langage évolué ;
- il est robuste (de mauvais choix de paramètres dégradent les performances, mais n'empêchent pas d'obtenir une solution) [45].

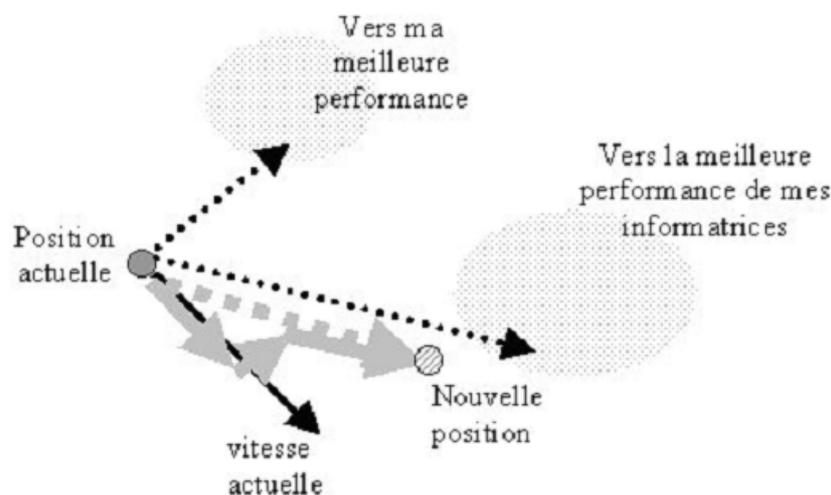


Figure IV.2. Schéma de principe du déplacement d'une particule. Pour réaliser son prochain mouvement, chaque particule combine trois tendances : suivre sa vitesse propre, revenir vers sa meilleure performance, aller vers la meilleure performance de ses informatrices.[45]

IV.3.3.1. Vitesse maximale et coefficient de constriction :

Afin d'éviter que les particules ne se déplacent trop rapidement dans l'espace de recherche, passant éventuellement à côté de l'optimum, il peut être nécessaire de fixer une vitesse maximale (notée V_{max}) pour améliorer la convergence de l'algorithme [46].

Cependant, on peut s'en passer si on utilise un coefficient de constriction w -introduit par Maurice CLERC -James Kennedy [49] qui permet de resserrer l'hyper-espace de recherche.

L'équation de la vitesse devient alors :

$$v_i(t+1) = w * (v_i(t) + \varphi_1(p_i(t) - x_i(t)) + \varphi_2(p_g(t) - x_i(t))) \quad (IV.3)$$

$$\text{Où } w = 1 - \frac{1}{\rho} + \frac{\sqrt{|\rho^2 - 4\rho|}}{2} \quad \text{Avec : } \rho = c_1 + c_2 > 4$$

Les études de SHI et EBERHART indiquent que l'utilisation d'un coefficient de constriction donne généralement un meilleur taux de convergence sans avoir à fixer de vitesse maximale. Cependant, dans certains cas, le coefficient de constriction seul ne permet pas la convergence vers la solution optimale pour un nombre d'itérations donné. Pour résoudre ce problème, il peut être intéressant de fixer $V_{max} = x_{max}$ en plus du coefficient de constriction, ce qui, selon les études de SHI et EBERHART [50], [51] permet d'améliorer les performances globales de l'algorithme.

IV.3.3.2. Facteur d'inertie :

Le facteur d'inertie Φ -introduit par SHI et EBERHART- permet de définir la capacité d'exploration de chaque particule en vue d'améliorer la convergence de la méthode [46]. Une grande valeur de Φ (>1) est synonyme d'une grande amplitude de mouvement et donc, d'exploration globale. Par contre une faible valeur de Φ (< 1) est synonyme de faible amplitude de mouvement et donc, d'exploration locale. Fixer ce facteur, revient donc à trouver un compromis entre l'exploration locale et l'exploration globale.

Le calcul de la vitesse est alors défini par :

$$v_i(t+1) = \Phi v_i(t) + \varphi_1(p_i(t) - x_i(t)) + \varphi_2(p_g(t) - x_i(t)) \quad (IV.4)$$

La valeur du facteur d'inertie influence directement la taille de l'hyper-espace exploré et aucune valeur de Φ ne peut garantir la convergence vers la solution optimale.

Les études menées par SHI et EBERHART [20],[21] indiquent une meilleure convergence pour $\Phi \in [0.9, 1.2]$. Au delà de 1.2, l'algorithme tend à avoir certaines difficultés à converger. Enfin, il est également possible de faire diminuer le facteur d'inertie au cours du temps, des bons résultats ont été trouvés pour une valeur décroissant linéairement de 0.9 à 0.4.

IV.3.4. Confinement d'intervalle :

Lors de l'évolution de l'essaim, il peut arriver qu'une particule sorte de l'espace de recherche initialement défini.

C'est sans importance si la valeur de sa position est encore calculable sans « planter » le programme informatique, mais il suffit, par exemple, d'avoir à évaluer la racine d'un nombre négatif ou une division par zéro pour que cela pose problème. Plus généralement, on souhaite souvent rester dans un espace de recherche fini donné. Par conséquent, on ajoute un mécanisme pour éviter qu'une particule ne sorte de cet espace. Le plus fréquent est le *confinement d'intervalle*. Supposons, par simplicité, que l'espace de recherche soit

$[x_{min}, x_{max}]^D$ avec D c'est la dimension de l'espace de recherche.

Alors ce mécanisme stipule que si une coordonnée $x_i(t+1)$, calculée selon les équations de mouvement, sort de l'intervalle $[x_{min}, x_{max}]$, on lui attribue en fait la valeur du point frontière le plus proche. En pratique, cela revient donc à remplacer la deuxième ligne des équations de mouvement (IV.2) par :

$$x_i(t+1) = \min(\max(x_i(t) + v_i(t), x_{min}), x_{max}) \quad (IV.5)$$

De plus, on complète souvent le mécanisme de confinement par une modification de la vitesse, soit en remplaçant la composante qui pose problème par son opposée, souvent pondérée par un coefficient inférieur à 1, soit, tout simplement, en l'annulant.

Plus généralement, le principe même du confinement consiste à dire ceci : « si une particule tend à sortir de l'espace de recherche, alors la ramener au point le plus proche qui soit dans cet espace et modifier sa vitesse en conséquence ». Il permet de définir les confinements nécessaires à des problèmes à granularité non nulle (Positions à valeurs entières, par exemple) ou à des problèmes (combinatoires, en général) dont les solutions doivent avoir toutes les coordonnées différentes [45].

IV.4. Structure de l'Algorithme :

L'OEP est un algorithme à population. Il commence par une initialisation aléatoire de l'essaim dans l'espace de recherche. A chaque itération de l'algorithme, chaque particule est déplacée suivant les équations de mouvement données précédemment (IV.1 et IV.2). Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées. Les p_i ainsi que p_g sont alors mis à jour. Cette procédure est résumée par l'Algorithme suivant.

N : est le nombre de particules de l'essaim

F : étant la fonction de performance (fitness).

$pbest_i$: la valeur de fitness de la meilleure solution de chaque particule.

$gbest$: la valeur de fitness de la meilleure solution connu du voisinage.

p_i : la position de la meilleure solution de chaque particule.

p_g : la position de la meilleure solution connue du voisinage

Le critère d'arrêt peut être différent suivant le problème posé. Si l'optimum global est connu a priori, on peut définir une « erreur acceptable » ϵ comme critère d'arrêt. Sinon, il est commun de fixer un nombre maximum d'évaluations de la fonction objectif ou un nombre maximum d'itérations comme critère d'arrêt. Cependant, au regard du problème posé et des exigences de l'utilisateur, d'autres critères d'arrêt peuvent être utilisés.

❖ Algorithme d'optimisation par essaim de particules :

Initialisation aléatoire des positions et des vitesses de chaque particule

```

Répéter
  Pour  $i = 1 : N$  Faire
    Calculer la valeur de  $F(i)$ 
    Si  $(F(i) < pbest_i)$  Alors
       $pbest_i \leftarrow F(i)$ 
       $p_i \leftarrow x_i$ 
    FIN Si
    Si  $(F(i) < gbest)$  Alors
       $gbest \leftarrow F(i)$ 
       $p_g \leftarrow x_i$ 
    FIN Si
  Fin Pour
  Pour  $i = 1 : N$  Faire
     $v_i \leftarrow v_i + \varphi_1(p_i - x_i) + \varphi_2(p_g - x_i)$ 
     $x_i \leftarrow x_i + v_i$ 
  Fin Pour
  jusqu'à ce que (le processus converge)

```

IV.5.Simulation :

On reprend le problème de stabilisation et poursuit de trajectoire du simulateur d'hélicoptère TRMS par deux régulateurs PIDs décentralisés. Dans le cas d'une décentralisation de la commande dans un système multi-variable le vecteur des paramètres regroupe tous les paramètres à optimiser de tous les régulateurs.

Le vecteur des paramètres de réglage est:

$$P = [k_{pv} \ k_{iv} \ k_{dv} \ k_{ph} \ k_{ih} \ k_{dh}]$$

L'algorithme d'optimisation par essaim de particules présenté dans la section précédente, est utilisé pour le réglage des paramètres des deux régulateurs PIDs dans le but de minimiser la fonction de performance (IV.6) suivante à la fin des réponses des deux sous systèmes d'élévation et d'azimut.

$$F(k) = \sum_{i=1}^n |e_v(i)| + |e_h(i)| + |u_v(i)| + |u_h(i)| \quad (\text{IV.6})$$

Où $e_v(i)$ c'est l'erreur d' i^{em} échantillon pour le sous système vertical.

$e_h(i)$ c'est l'erreur d' i^{em} échantillon pour le sous système horizontal.

n est le nombre des échantillons, k est le nombre d'itération, $u_v(i), u_h(i)$ sont les signaux de commande pour le système vertical et horizontal, respectivement.

Taille de l'essaim est de $N=30$. Les coefficients de l'algorithme sont choisis comme suit [52],[53]:

$$w = \frac{2}{\left| 2 - \rho - \sqrt{\rho^2 - 4\rho} \right|}, \rho = c1 + c2, c1 = c2 = 2.05$$

Le pas d'échantillonnage est de $T=0.01s$.

Les **Figures** (IV.3, IV.7, IV.11), Les **Figures** (IV.4, IV.8, IV.12) et les **Figures** (IV.5, IV.9, IV.13) montrent respectivement les sorties commandées, les signaux de commande, et les erreurs de poursuite. Les **Figures** (IV.6, IV.10, IV.14) montrent respectivement l'évolution de la fonction de performance pour le test de stabilisation, poursuite d'une trajectoire sinusoïdale et poursuite d'une trajectoire carrée. Nous remarquons que l'algorithme a convergé progressivement vers une solution optimale représentée par le meilleur individu de l'essaim. Les solutions optimales obtenues dans chaque cas donnent les valeurs des paramètres illustrées dans les **Tableaux** IV.1, IV.2 et IV.3.

IV.5.1. Test de stabilisation:

Paramètre	Valeur finale
k_{pv}	3.1252
k_{iv}	0.6055
k_{dv}	4.5398
k_{ph}	1.1300
k_{ih}	0.0000
k_{dh}	0.7780

Tab IV.1. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs PIDs pour une stabilisation en (0,0).

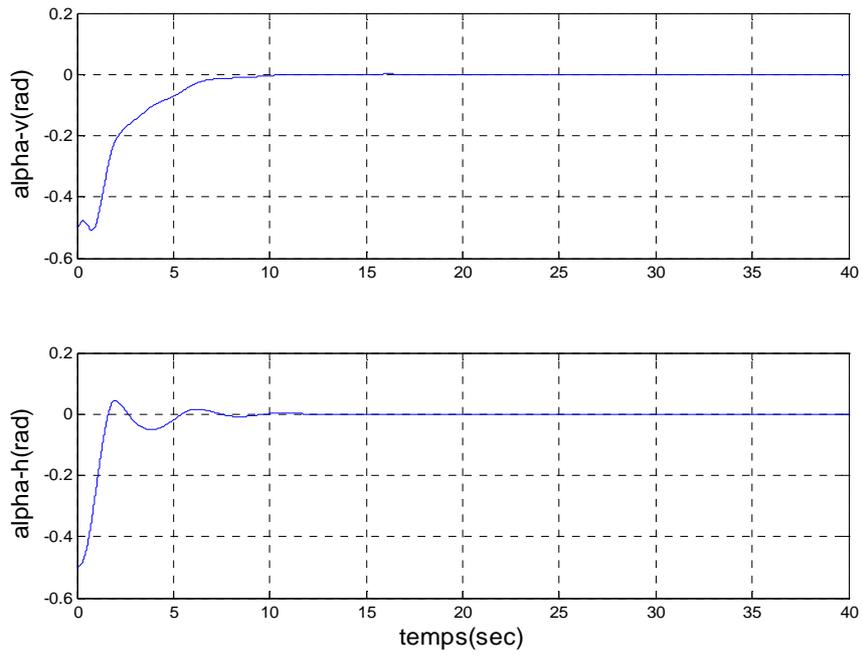


Figure IV.3. Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs PID's optimaux

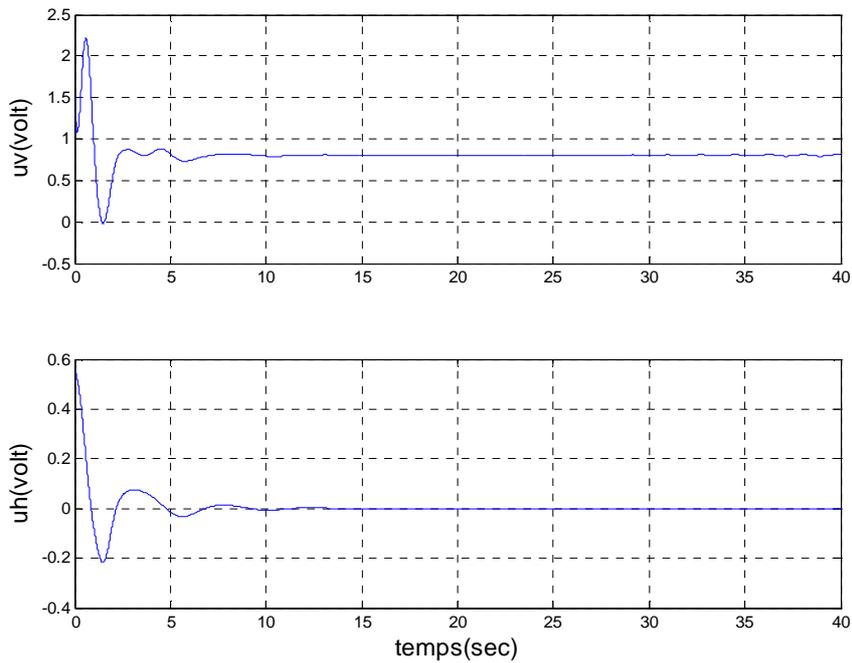


Figure IV.4. Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs PID's optimaux

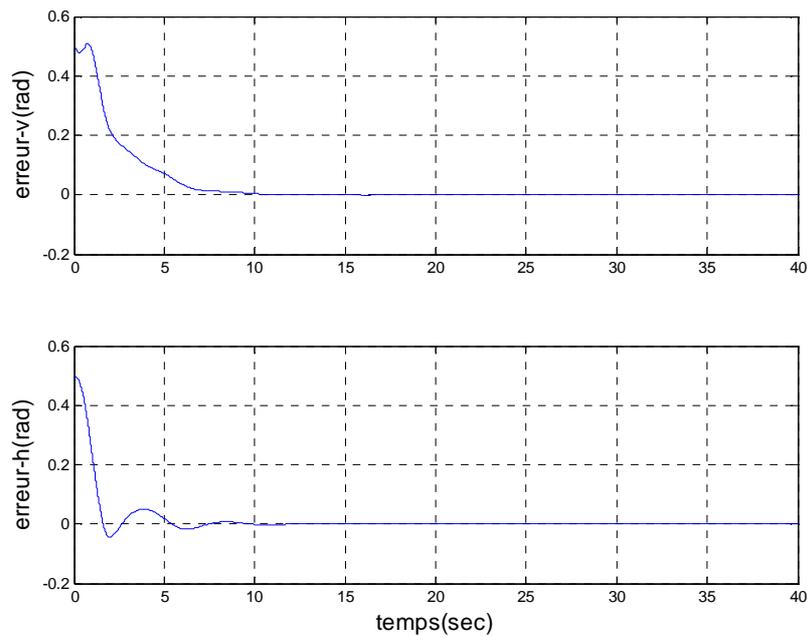


Figure IV.5. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs PIDs optimaux

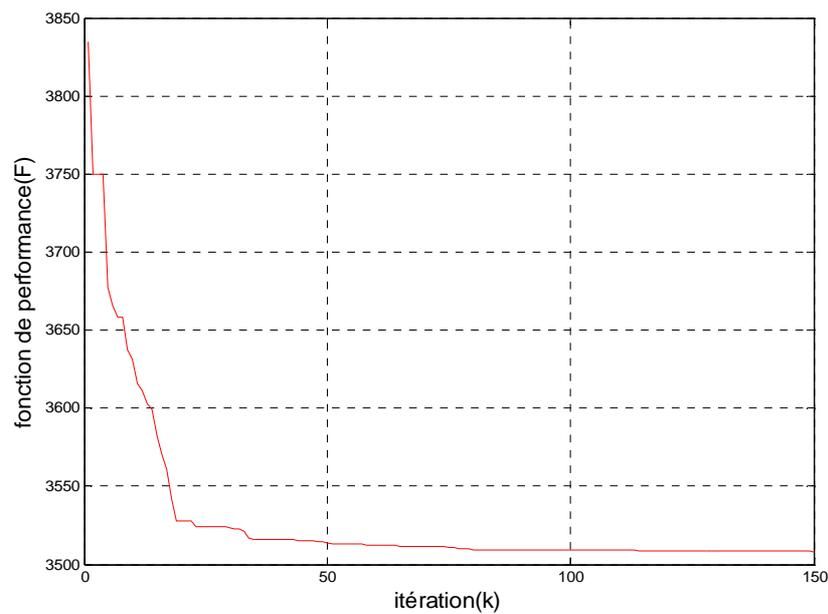


Figure IV.6. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une stabilisation en (0,0)

IV.5.2. Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale:

Paramètre	Valeur finale
k_{pv}	1.9440
k_{iv}	2.0969
k_{dv}	2.8777
k_{ph}	0.9747
k_{ih}	0.0000
k_{dh}	0.6196

Tab IV.2. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs PIDs pour un signal de référence sinusoïdale

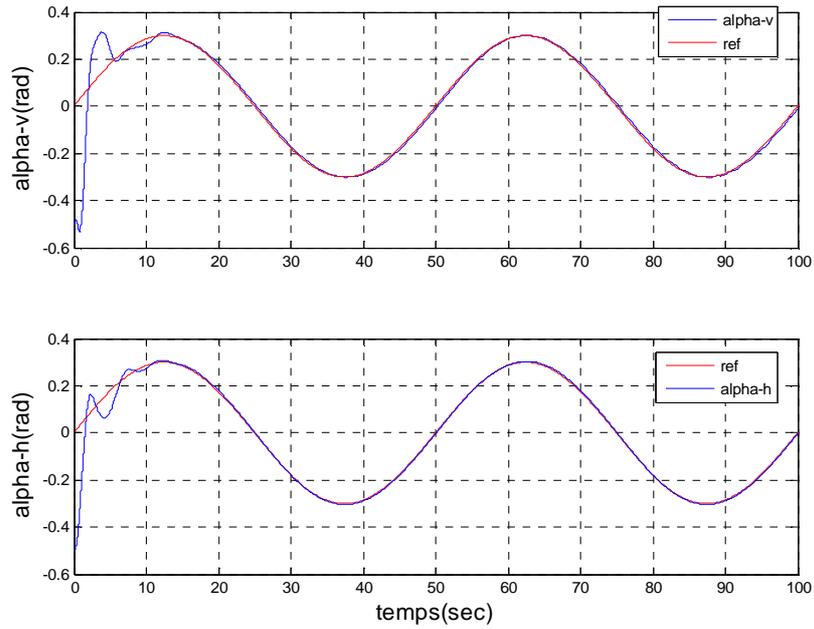


Figure IV.7. Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs PID's optimaux

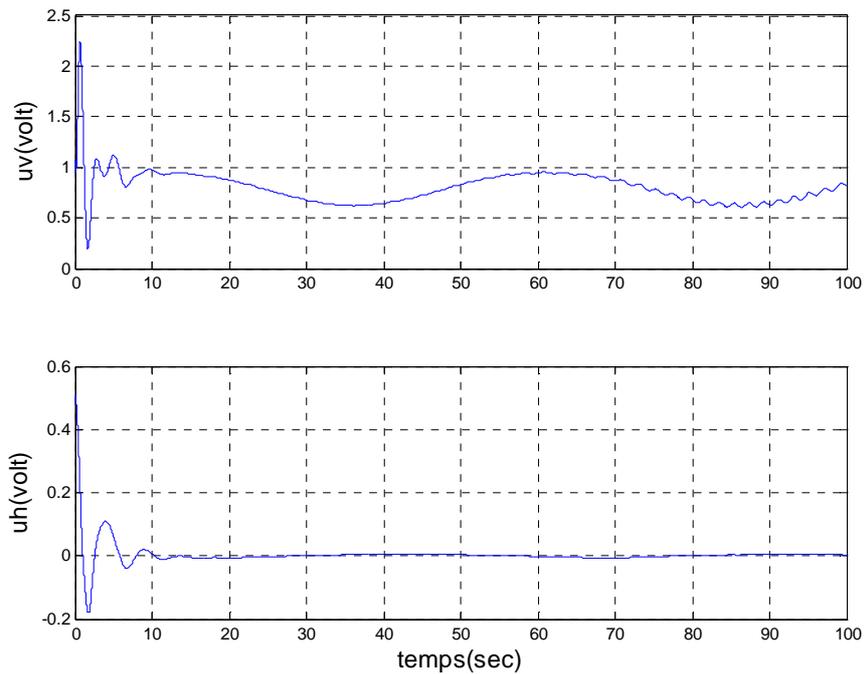


Figure IV.8. Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs PID's optimaux

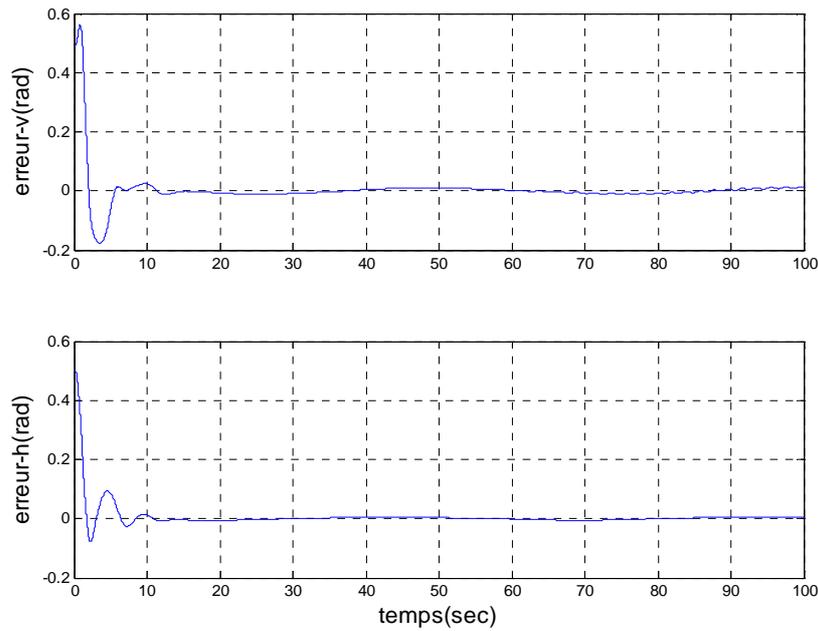


Figure IV.9. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs PIDs optimaux

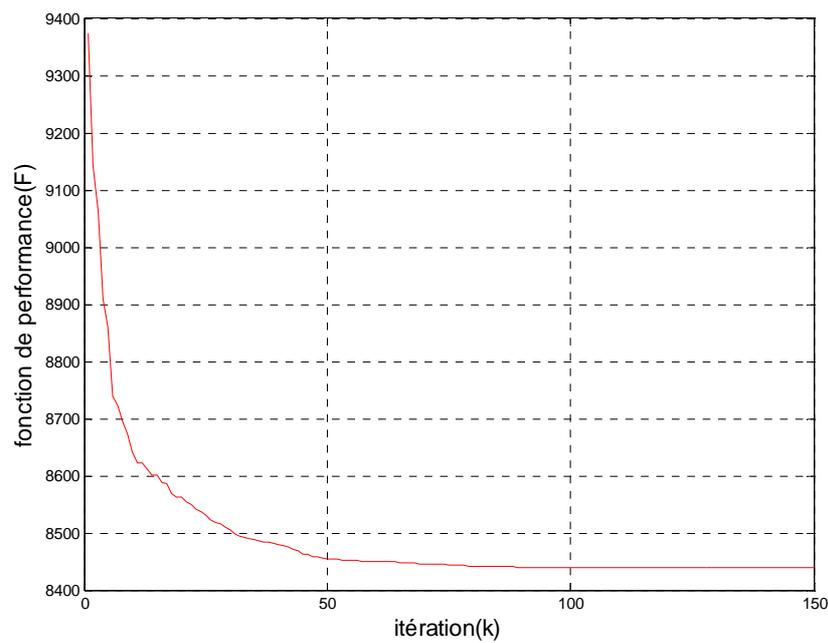


Figure IV.10. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une référence sinusoïdale

IV.5.3. Test de poursuite d’une trajectoire carrée:

Paramètre	Valeur finale
k_{pv}	0.3569
k_{iv}	0.2506
k_{dv}	0.8086
k_{ph}	0.2700
k_{ih}	0.0000
k_{dh}	0.5313

Tab IV.3. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs PIDs pour un signal de référence carrée

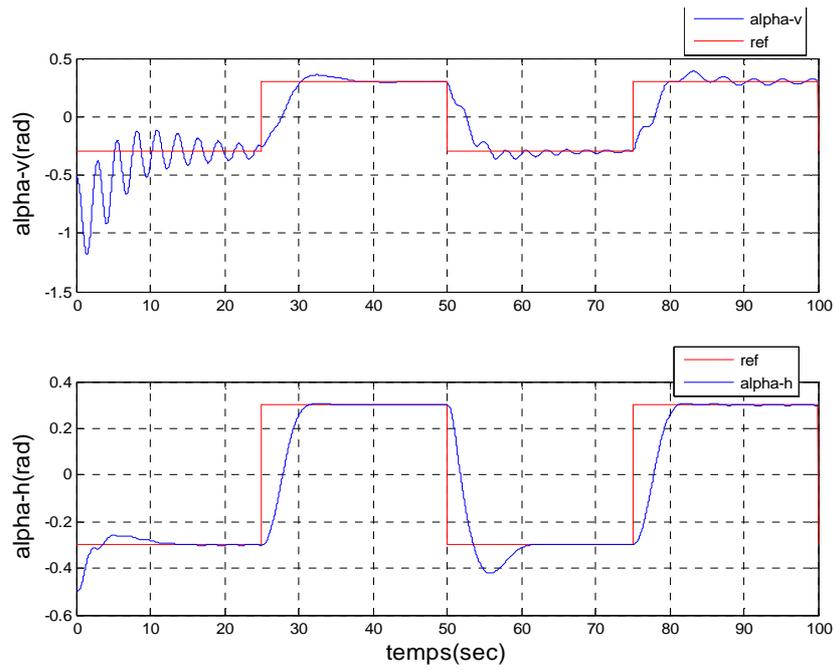


Figure IV.11. . Réponses du système pour une référence carrée avec les régulateurs PID's optimaux

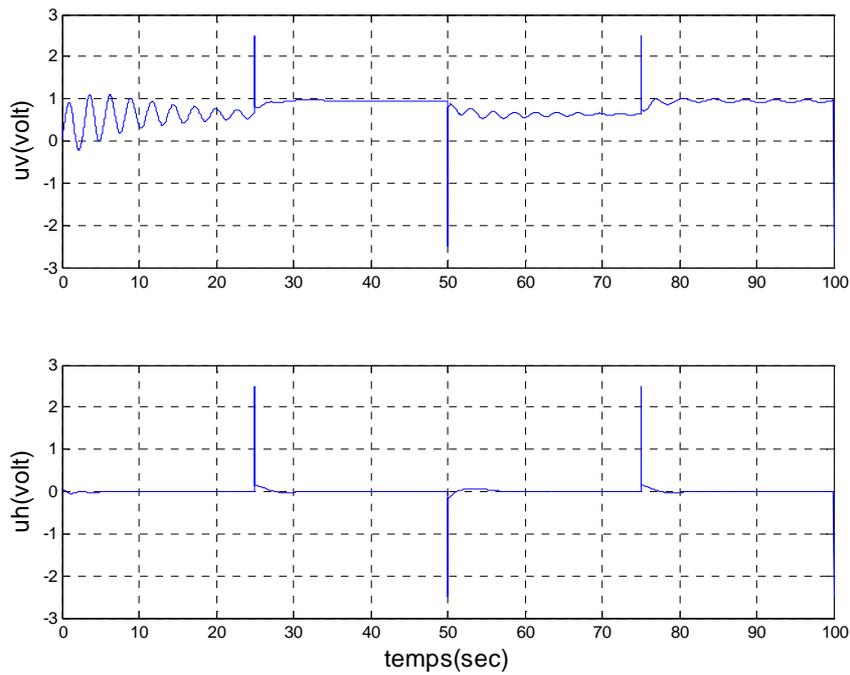


Figure IV.12. Signaux de commande pour une référence carrée avec les régulateurs PID's optimaux

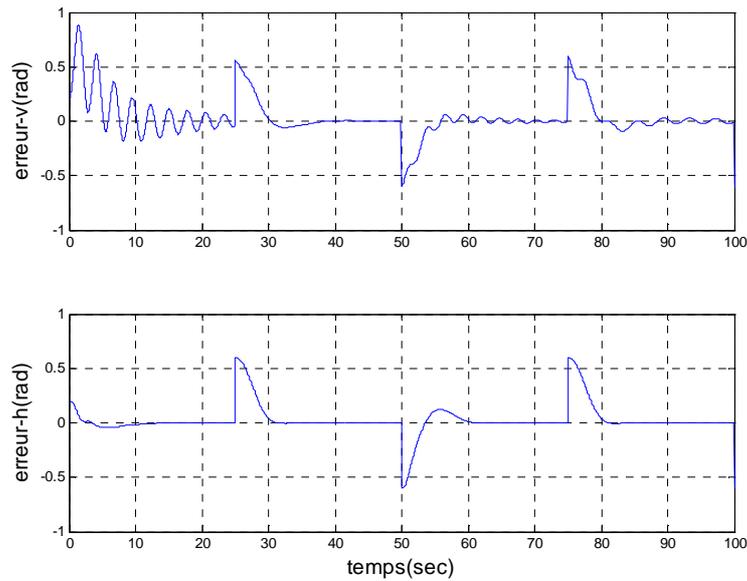


Figure IV.13. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec les régulateurs PID optimaux

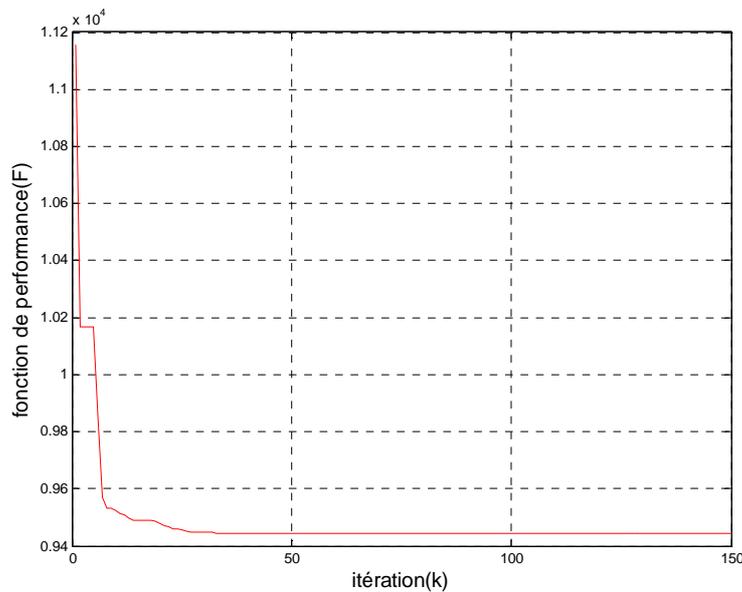


Figure IV.14. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une référence carrée

IV.6.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons consacré un intérêt particulier à la méthode d'optimisation par essaim de particules. Cette nouvelle méthode, inspirée des déplacements d'animaux en essaims, a rencontré un vif succès depuis sa découverte. Sa relative simplicité et son efficacité en font un des algorithmes les plus utilisés de nos jours. D'abord nous avons commencé par citer son principe ainsi que son origine, et nous avons donné sa formulation, puis un exemple de simulation a été fourni. Dans cet exemple, l'algorithme est utilisé pour le réglage simultané des paramètres de deux régulateurs PID placés dans une chaîne de commande multi-variable décentralisée. Dans cet exemple, la méthode a montré de bonnes performances.

CHAPITRE V

Optimisation des régulateurs flou glissants par essaim de particules

V.1.Introduction :

Nous avons vu précédemment que l’optimisation par essaim de particules a été inspirée du comportement réel du monde du vivant.

Dans ces algorithmes, les ressources de calcul sont attribuées à un groupe de particules artificielles qui exploitent une forme de communication au moyen de l’environnement pour trouver l’objectif. La mesure de performance est basée sur une fonction de qualité.

Dans ce qui suit, on applique cet algorithme d’optimisation pour concevoir les meilleurs régulateurs flou-glissants pour la commande du système TRMS. Après la conception des régulateurs flou-glissants, et comme on sais qu’il y a toujours des défauts malgré notre expérience au niveau des paramètres des régulateurs, on va essayer dans ce travail de trouver les fonctions d’appartenances et les gains de glissement (λ_v et λ_n) optimales en utilisant l’OEP et cela se fait par les étapes suivantes :

V.2.Rappel de l’algorithme OEP (PSO):

Le concept de l’OEP consiste à changer la vitesse (ou l’accélération) de chaque particule pour atteindre la position p_{best} et g_{best} à chaque pas de temps. Chaque particule essaye de modifier sa position et vitesse actuelle selon la distance entre sa position actuelle et p_{best} , et la distance entre sa position actuelle et g_{best} comme montré dans la formule ci-dessous. À chaque pas t , en employant la meilleure position individuelle p_{best} , et la meilleure position globale g_{best} , une nouvelle vitesse pour la i^{em} particule est mise à jour par [52]:

$$v_i(t) = w(v_i(t-1) + \varphi_1 r_1 (P_{best_i} - P_i(t-1)) + \varphi_2 r_2 (g_{best} - P_i(t-1))) \tag{V.1}$$

Où chaque particule représente une solution potentielle, et la position représentée par un vecteur de position p_i , r_1 et r_2 sont des nombres aléatoires entre 0 et 1. φ_1 et φ_2 sont des constantes positifs; w s'appelle le facteur de constriction qui est défini par (V .2).

$$w = \frac{2}{\left| 2 - \varphi - \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi} \right|}, \varphi = \varphi_1 + \varphi_2 \tag{V.2}$$

Chaque particule change sa position comme suivant :

$$P_i(t) = P_i(t-1) + v_i(t) \tag{V.3}$$

Les paramètres de l’algorithme sont choisis les suivants :

. $\varphi_1 = \varphi_2 = 2.05, w = 0.76.$

V.3.Taille de l'essaim :

Le PSO ne requiert pas une taille d'essaim importante par conséquent le choix d'une taille de 30 est suffisante.

V.4.Choix du critère d'optimisation :

Il existe plusieurs critères d'optimisation. Dans ce travail nous allons utiliser le critère à minimiser (IV.6) (**Reference Based Error with Control Effort**) donné dans le quatrième chapitre.

V.5.Paramètres de réglage des régulateurs flou-glissants :

Les deux sous systèmes d'élévation et d'azimut sont commandés par deux régulateurs flou-glissants décentralisés. Pour le régulateur flou on a choisi une entrée et une sortie S (la surface de glissement) et Un (la commande) respectivement. Chacune d'entre elles est composée de 5 fonctions d'appartenance.

Les fonctions d'appartenances des deux régulateurs flous sont représentées sur les **figures (V.1 et V.2)** suivantes :

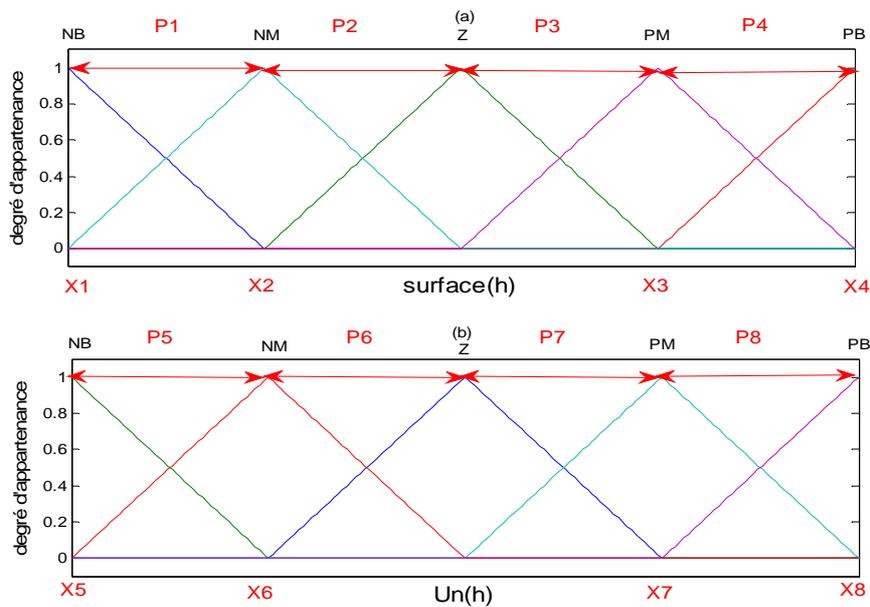


Figure V.1. Codages des fonctions d'appartenances de :
 (a) L'entrée $S(h)$, (b) La sortie $Un(h)$.

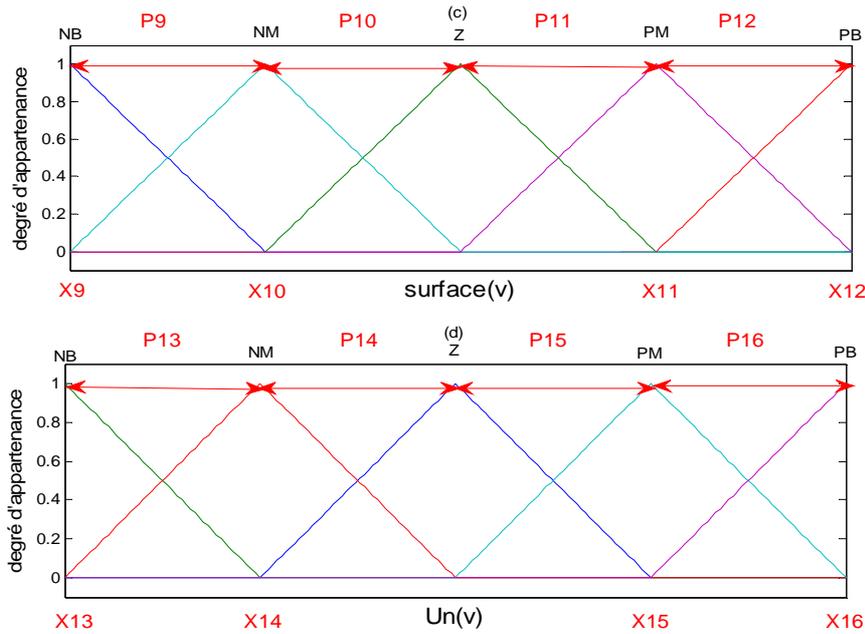


Figure V.2. Codages des fonctions d'appartenance de :
(c) L'entrée $S(v)$, (d) La sortie $Un(v)$.

Les paramètres du régulateur flou du sous système horizontal sont: $P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7, P_8$. On définit un intervalle de variation de ces paramètres (qui est l'espace de recherche) ; qui varie entre $[0.1 \ 50]$

Les paramètres du régulateur flou du sous système vertical sont : $P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}, P_{16}$. On définit un intervalle de variation de ces paramètres; qui varie entre $[0.1 \ 50]$.

Les relations entre les P_i et les X_i :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_1 = -(P_1 + P_2) \\ X_2 = -P_2 \\ X_3 = P_3 \\ X_4 = P_3 + P_4 \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} X_5 = -(P_5 + P_6) \\ X_6 = -P_6 \\ X_7 = P_7 \\ X_8 = (P_7 + P_8) \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} X_9 = -(P_9 + P_{10}) \\ X_{10} = -P_{10} \\ X_{11} = P_{11} \\ X_{12} = (P_{11} + P_{12}) \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} X_{13} = -(P_{13} + P_{14}) \\ X_{14} = -P_{14} \\ X_{15} = P_{15} \\ X_{16} = (P_{15} + P_{16}) \end{array} \right\}$$

Le vecteur des paramètres de réglage est composé des positions des fonctions d'appartenance de l'espace d'entrée et l'espace de sortie plus les constantes de glissement λ_v et λ_h des deux régulateurs.

Pour λ_v et λ_h On définit un intervalle de recherche qui varie entre $[0.1 \ 10]$.

Le vecteur global des paramètres de réglage est alors:

$$P = [P_1 \ P_2 \ P_3 \ P_4 \ P_5 \ P_6 \ P_7 \ P_8 \ P_9 \ P_{10} \ P_{11} \ P_{12} \ P_{13} \ P_{14} \ P_{15} \ P_{16} \ \lambda_v \ \lambda_h]$$

L'algorithme de l'OEP est utilisé pour le réglage des paramètres des deux régulateurs flou-glissants dans le but de minimiser la fonction de performance donnée précédemment.

V.6.Critère d'arrêt :

Le critère d'arrêt qu'on a utilisé lors de l'exécution du programme, est quand le nombre d'itération maximal atteint la valeur 150.

V.7.Simulation :

Les résultats de simulation montrent que le TRMS est stabilisé à la valeur désirée et l'algorithme converge à une solution acceptable dans moins de 100 itérations.

V.3.1.Test de stabilisation :

Les valeurs finales des paramètres des régulateurs données dans le tableau suivant, donnent alors les formes des fonctions d'appartenance illustrées dans les **Figures** (V.3, V.4) et les **Figures** (V.5, V.6, V.7, V.8) montrent respectivement les sorties commandées, les signaux de commande, les erreurs de poursuite, et la variation de la valeur minimale de la fonction de performance (fitness) en fonction du nombre d'itération.

Paramètre	Valeur finale	Paramètre	Valeur finale	Paramètre	Valeur finale
P ₁	9.3866	P ₇	8.1897	P ₁₃	3.6407
P ₂	7.1660	P ₈	2.2694	P ₁₄	6.3517
P ₃	7.2597	P ₉	3.4412	P ₁₅	6.3519
P ₄	10.9543	P ₁₀	11.7684	P ₁₆	10.3252
P ₅	3.6092	P ₁₁	4.8548	λ_v	2.1111
P ₆	8.1896	P ₁₂	3.5344	λ_h	1.4570

Tab V.1. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs flou-glissants pour une stabilisation en (0,0).

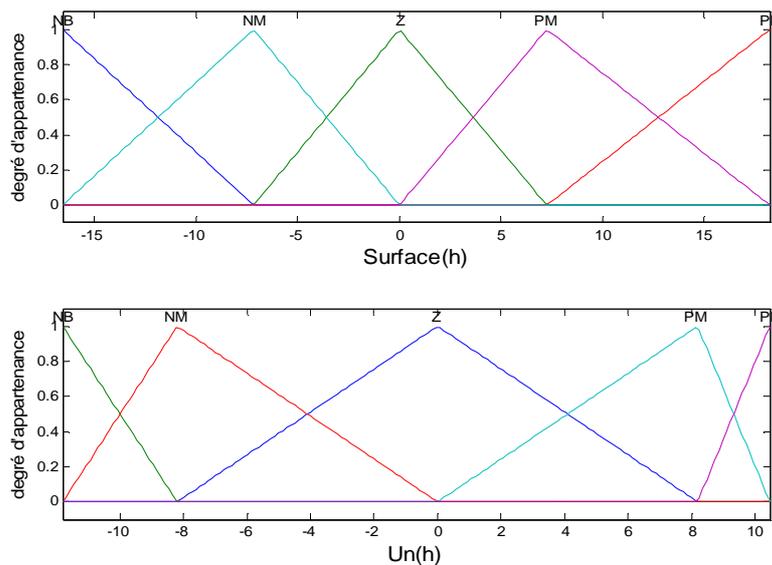


Figure V.3 Fonctions d'appartenance du régulateur flou-glissant optimal du sous système horizontal pour une stabilisation en (0,0).

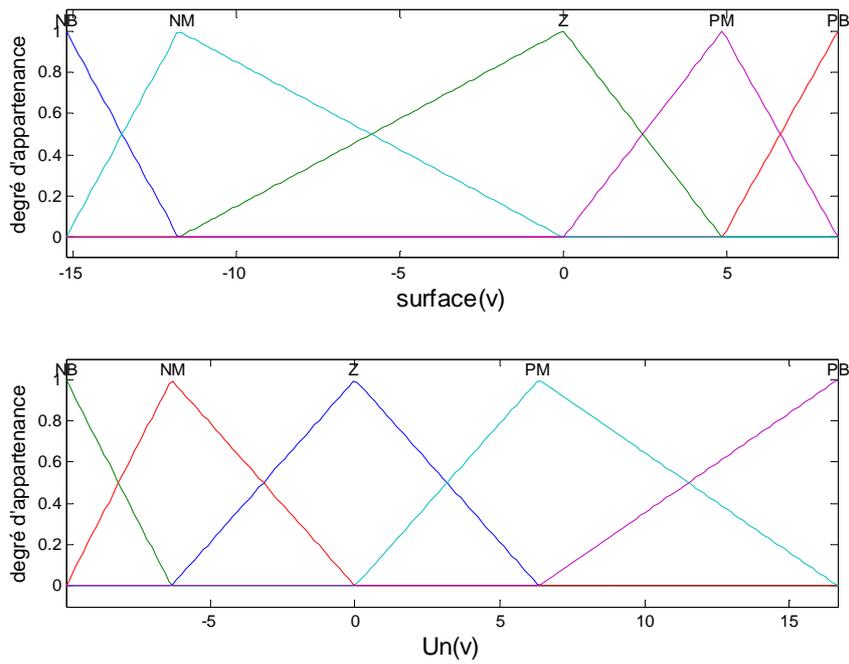


Figure V.4 Fonctions d'appartenance du régulateur flou-glissant optimal du sous système vertical pour une stabilisation en (0,0).

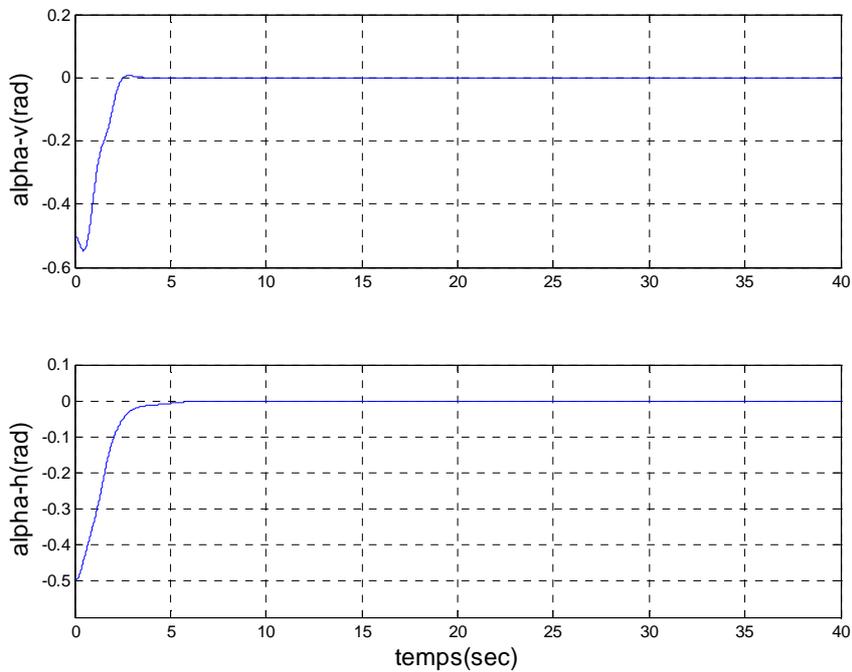


Figure V.5. Réponses du système pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs flou-glissants optimaux

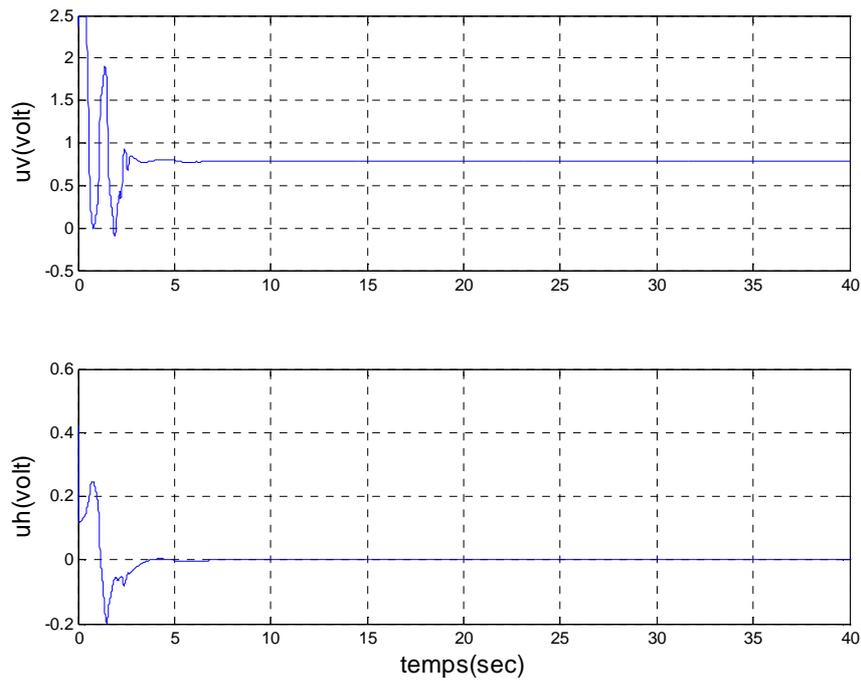


Figure V.6 Signaux de commande pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs flou-glissants optimaux

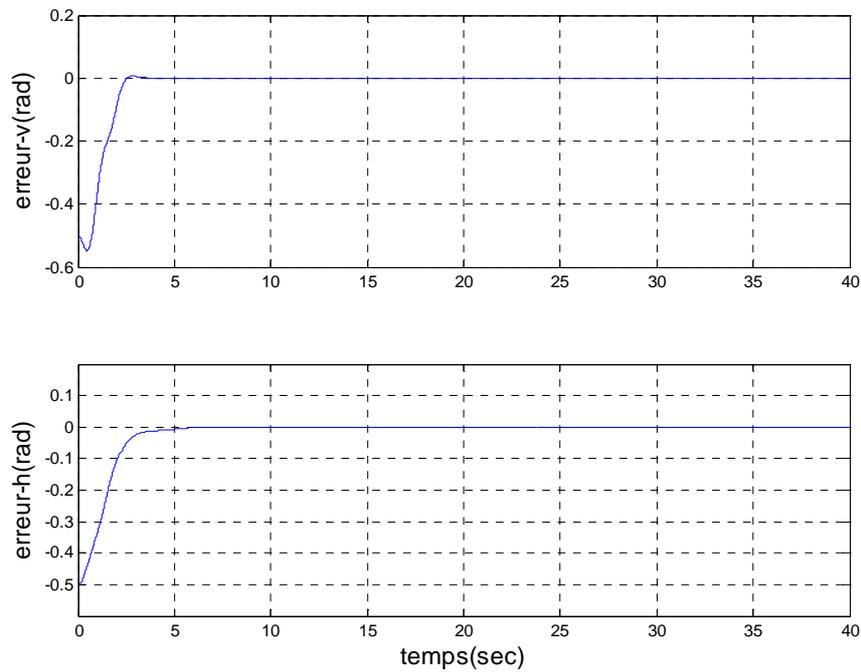


Figure V.7 Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une stabilisation en (0,0) avec les régulateurs flou-glissants optimaux

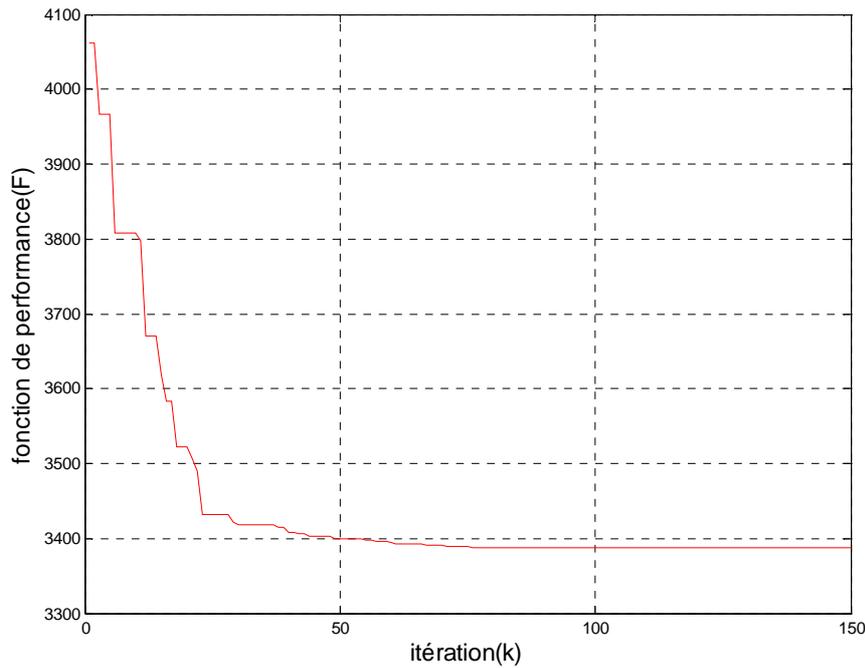


Figure V.8. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une stabilisation en (0,0)

V.3.2. Test de poursuite d'une trajectoire sinusoïdale :

Les figures (V.9, V.10) représentent les fonctions d'appartenance correspondantes aux valeurs finales des paramètres des régulateurs illustrés dans le **tableau V.2**, les **Figures (V.11, V.12, V.13, V.14)** montrent respectivement les sorties commandées, les signaux de commande, les erreurs de poursuite et la variation de la valeur minimale de la fonction de performance (fitness) en fonction du nombre d'itération.

Paramètre	valeur finale	Paramètre	Valeur finale	Paramètre	valeur finale
P ₁	4.1718	P ₇	1.8669	P ₁₃	2.5176
P ₂	8.8775	P ₈	4.6259	P ₁₄	3.1583
P ₃	8.4790	P ₉	3.3533	P ₁₅	3.0764
P ₄	2.5125	P ₁₀	4.5468	P ₁₆	3.7508
P ₅	2.5277	P ₁₁	8.4503	λ_v	2.1798
P ₆	1.8707	P ₁₂	5.3049	λ_h	1.3630

Tab V.2. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs flou-glissants pour une référence sinusoïdale.

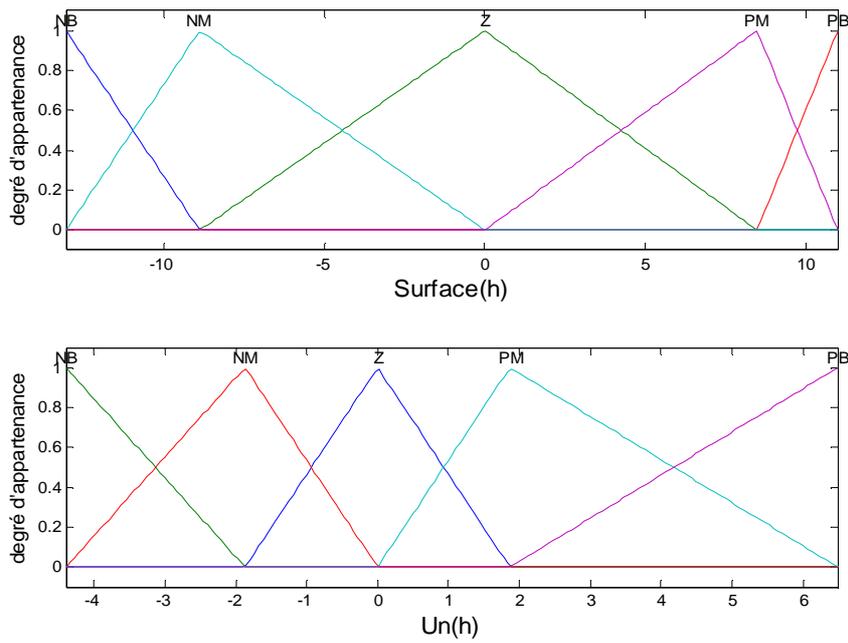


Figure V.9 Fonctions d'appartenances du régulateur flou-glissant optimal du sous système horizontal pour une référence sinusoïdale.

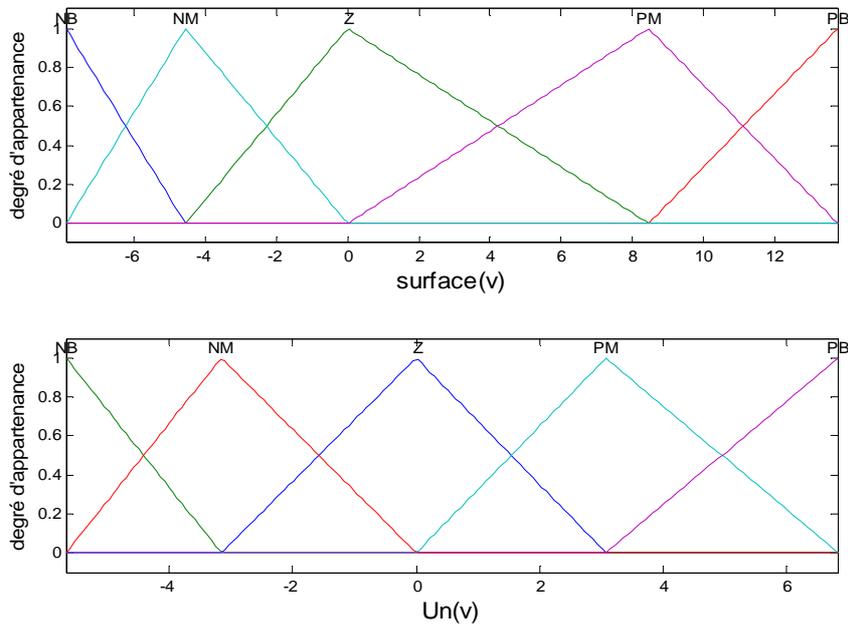


Figure V.10. Fonctions d'appartenances du régulateur flou-glissant optimal du sous système vertical pour une référence sinusoïdale.

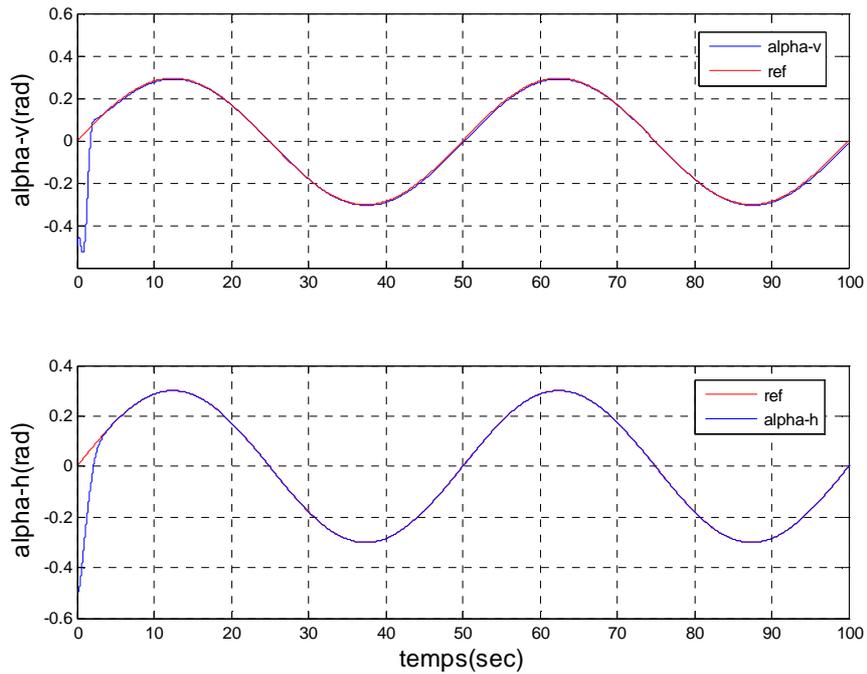


Figure V.11 Réponses du système pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs flou-glissants optimaux

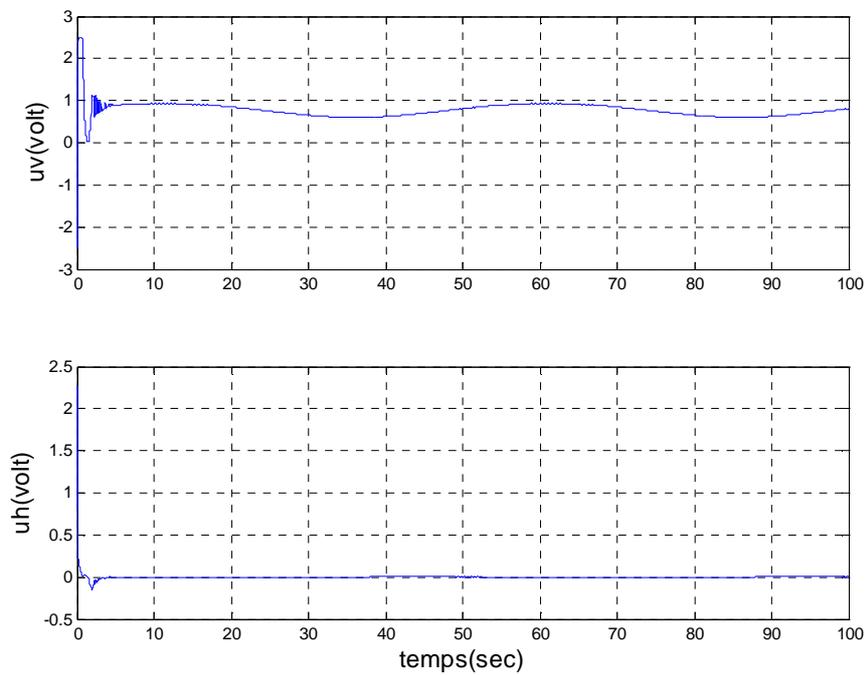


Figure V.12 Signaux de commande pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs flou-glissants optimaux

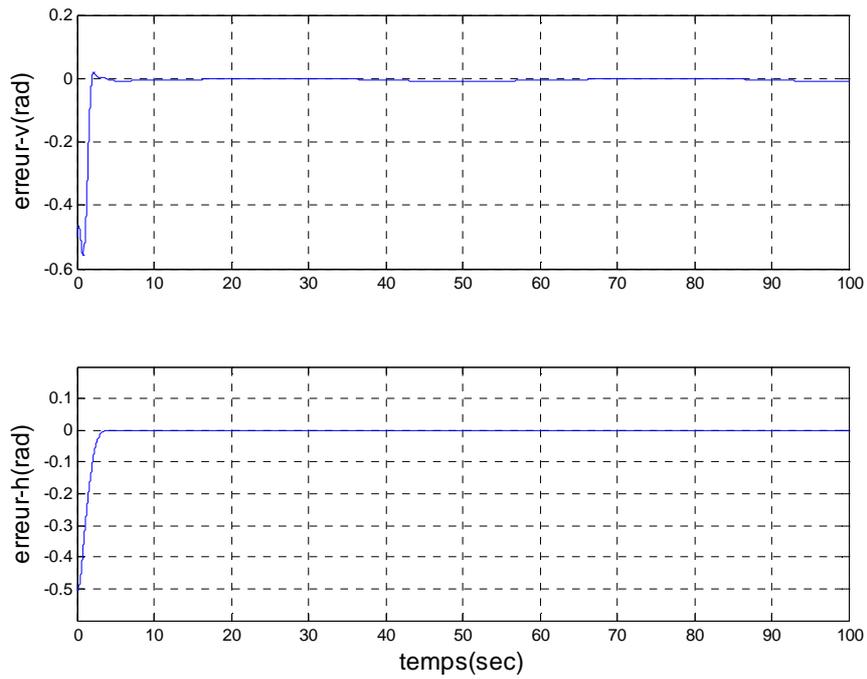


Figure V.13. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs flou-glissants optimaux

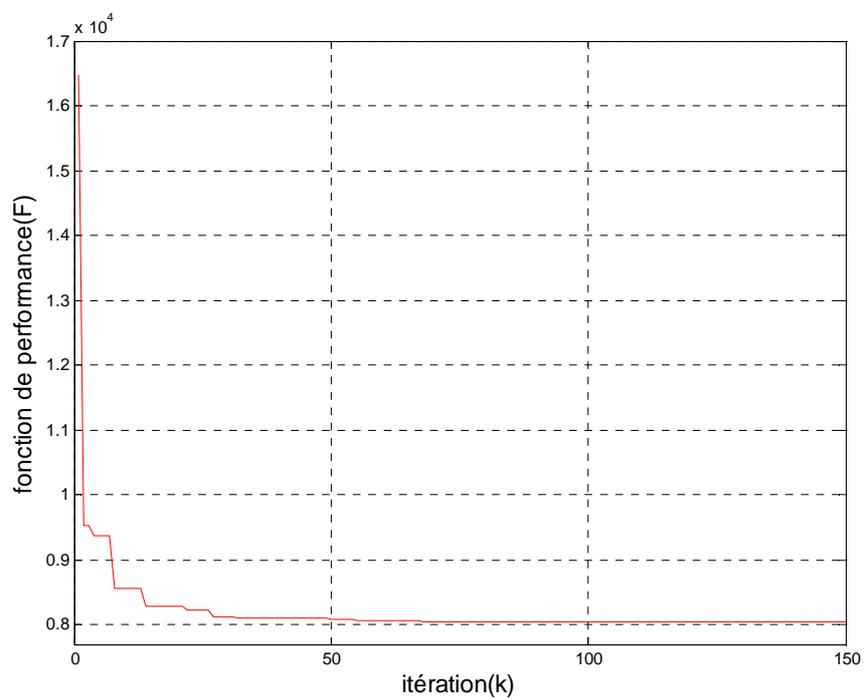


Figure V.14. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une référence sinusoïdale

V.3.3. Test de poursuite d'une trajectoire carrée :

Les valeurs finales correspondantes aux deux régulateurs flou-glissants des sous systèmes d'élévation et d'azimut sont données par le **tableau V.3**, les **figures (V.15, V.16)** représentent les fonctions d'appartenance correspondantes aux ces paramètres. Les **figures V.17, V.18, V.19** montrent respectivement les sorties commandées, les signaux de commande, les erreurs de poursuite. La **figure V.20** montre l'évolution de la fonction de performance.

Paramètre	valeur finale	Paramètre	valeur finale	Paramètre	valeur finale
P ₁	11.2867	P ₇	5.1160	P ₁₃	4.8077
P ₂	6.1820	P ₈	3.3331	P ₁₄	4.3625
P ₃	3.2001	P ₉	2.7905	P ₁₅	4.3615
P ₄	4.4871	P ₁₀	5.4123	P ₁₆	3.4498
P ₅	1.5128	P ₁₁	9.3367	λ_v	2.0304
P ₆	5.1164	P ₁₂	5.7953	λ_h	1.2269

Tab V.3. Les valeurs finales des paramètres des régulateurs flou-glissants pour une référence carrée.

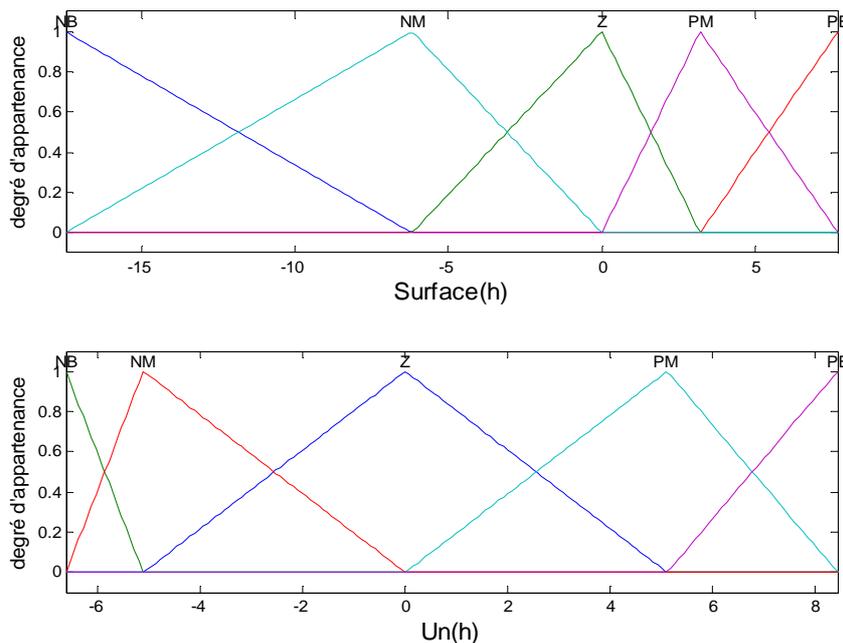


Figure V.15. Fonctions d'appartenance du régulateur flou-glissant optimal du sous système horizontal pour une référence carrée.

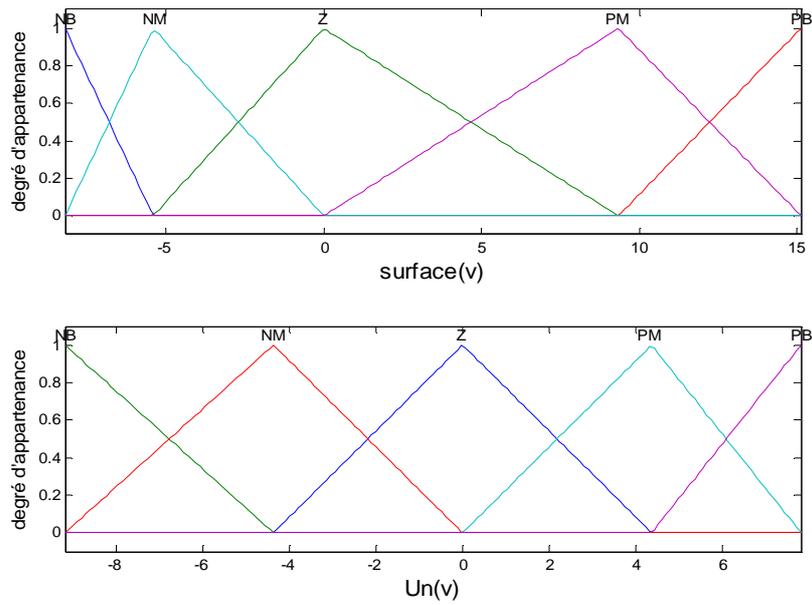


Figure V.16. Fonctions d'appartenances du régulateur flou-glissant optimal du sous système vertical pour une référence carrée.

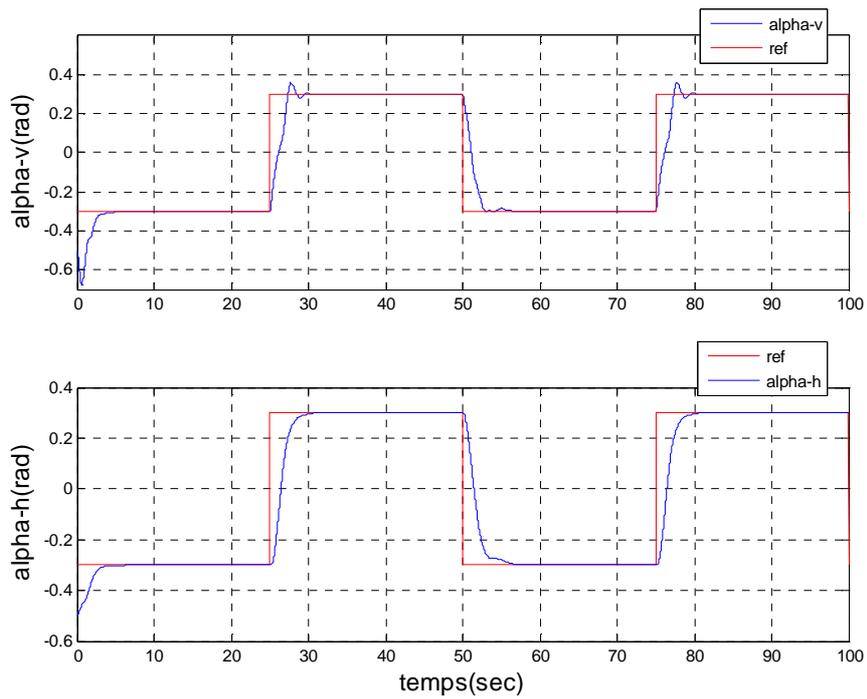


Figure V.17. Réponses du système pour une référence carrée avec les régulateurs flou-glissants optimaux

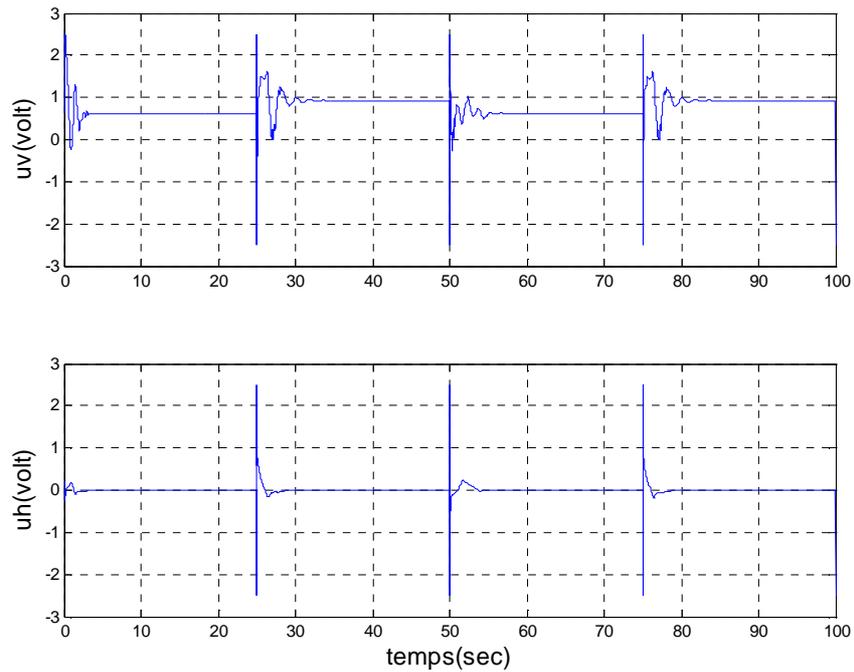


Figure V.18. Signaux de commande pour une référence carrée avec les régulateurs flou-glissants optimaux

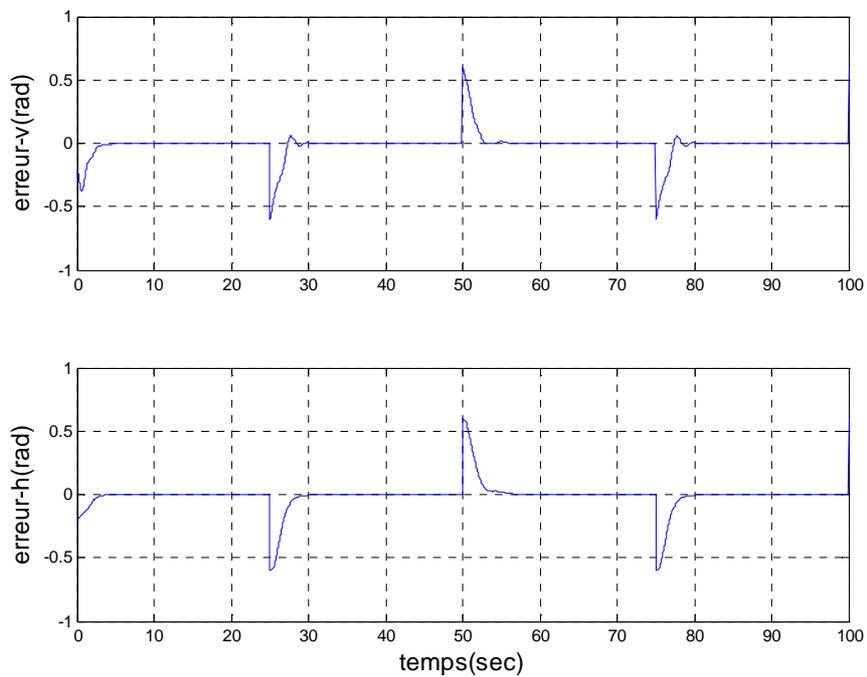


Figure V.19. Erreurs de poursuite (verticale et horizontale) pour une référence carrée avec les régulateurs flou-glissants optimaux

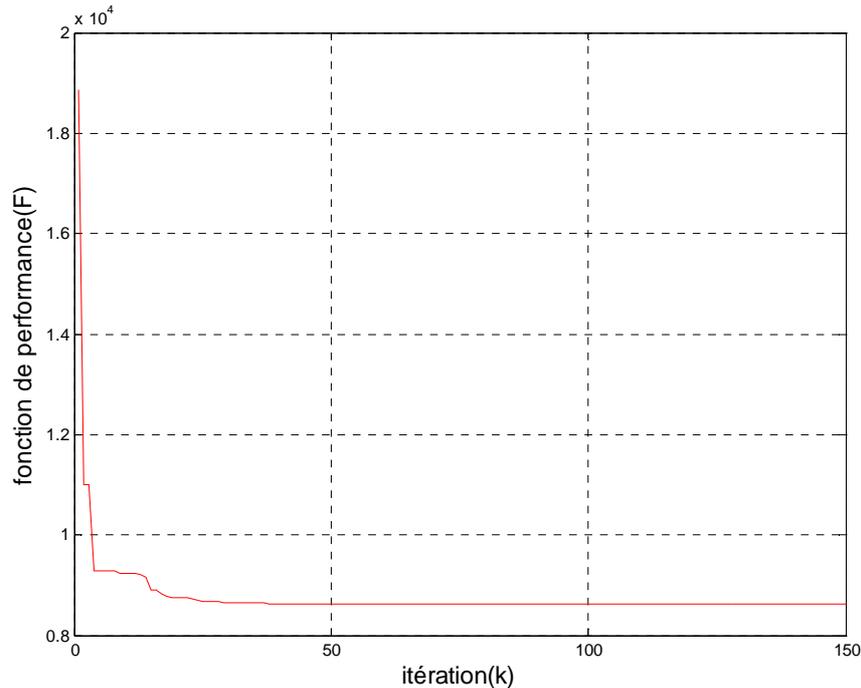


Figure V.20. Evolution de la fonction de performance (fitness) pour une référence carrée

V.4. Interprétation des résultats :

A travers les résultats de simulation effectuée nous pouvons constater que les régulateurs flou-glissants optimisés ont permis de stabiliser le système aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. Cette stabilisation est atteinte en un temps très court. Dans la plupart des cas elle ne dépasse pas les 2.5 secondes pour le sous système vertical et 4 secondes pour le sous système horizontal.

On peut constater aussi que les fonctions d'appartenances sont changées selon la trajectoire donnée, et les limites finales de ces fonctions d'appartenance sont réduites par rapport de celle du chapitre 3.

Ces résultats sont obtenus grâce à :

- ✓ Meilleur choix des paramètres de l'algorithme d'optimisation.
- ✓ Meilleur choix de la fonction de performance (fitness). Car l'utilisation de la fonction de la somme des carrées des erreurs ne donne pas toujours les résultats souhaités, dans notre cas par exemple l'utilisation de cette fonction a présenté les inconvénients suivants :
 - Le phénomène de chattering est apparu à cause de l'absence de la commande dans la formule.
 - La réponse présente des petites oscillations (cas de réglage par PID par exemple) au niveau du régime permanent. ce dernier a poussé les auteurs [54]

de prendre la décision par l'élimination du régime transitoire c'est-à-dire : la fonction de la somme des carrés des erreurs prend en compte seulement l'erreur sur l'intervalle de temps $[t_0, t]$, où t_0 le temps de pic approximatif t_{pic} pendant lequel la réponse du système en boucle fermé atteint le premier pic.

V.5.Superposition des résultats et étude comparative :

Pour comparer les performances des différentes lois de commandes synthétisées dans ce travail, nous définissons les fonctions de coût et le rapport R (performance/commande), quantifiés dans les **tableaux** V.4, V.5 et V.6 avec N étant le nombre des échantillons mesurés sur le temps de simulation:

$$J_1 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i^2, \quad J_2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_i^2, \quad R = \left(\frac{J_{1(v)} + J_{1(h)}}{J_{2(v)} + J_{2(h)}} \right)$$

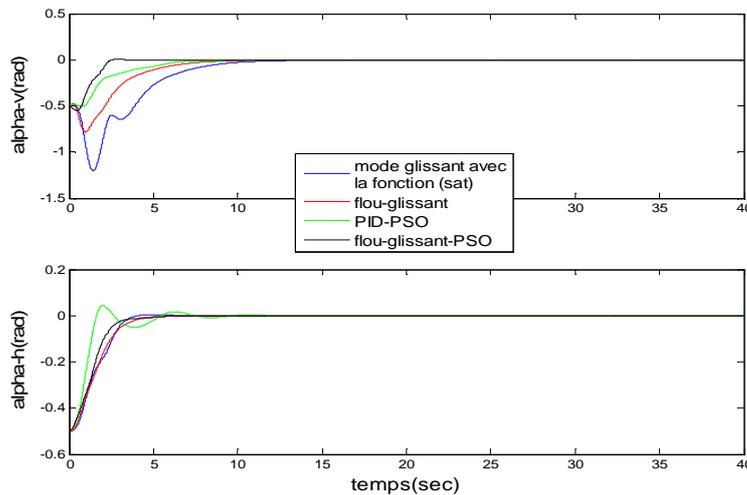


Figure V.21. Superposition des résultats pour une stabilisation en (0 ,0)

contrôleurs	J_1		J_2		R
	Sys(v)	Sys(h)	Sys(v)	Sys(h)	
Mode glissant avec fonction d'attractivité <i>sign</i>	0.0937	0.0531	0.8434	0.0028	0.1735
Mode glissant avec fonction d'attractivité <i>sat</i>	0.0644	0.0074	0.6249	0.0042	0.1141
Flou-glissant	0.0266	0.0072	0.6813	0.0029	0.0494
Flou-glissant-PSO	0.0077	0.0062	0.6956	0.0014	0.0199
PID-PSO	0.0107	0.0049	0.6882	0.0038	0.0225

Tab V.4. Comparaison des performances pour la stabilisation en (0 ,0) ($N=4001$)

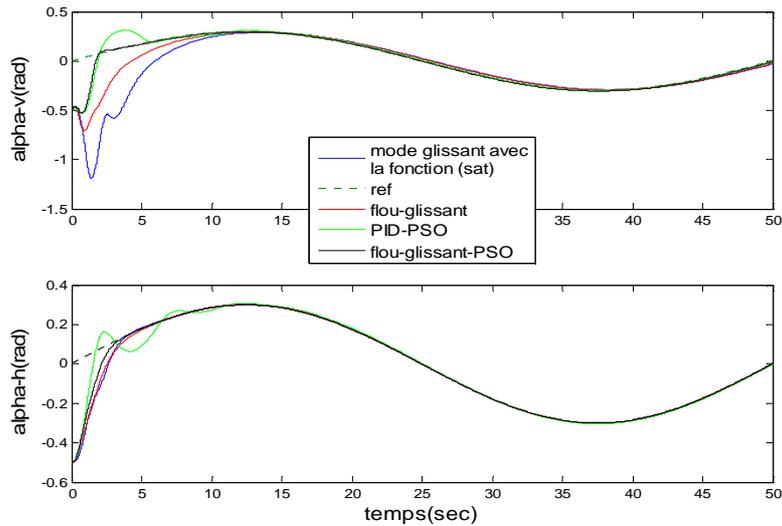


Figure V.22. Superposition des résultats pour une référence sinusoïdale

Contrôleurs	J_1		J_2		R
	Sys(v)	Sys(h)	Sys(v)	Sys(h)	
Mode glissant avec fonction d'attractivité <i>sign</i>	0.0461	0.0040	0.8806	0.0019	0.0568
Mode de glissement avec fonction d'attractivité <i>sat</i>	0.0287	0.0032	0.6384	0.0020	0.0498
Flou-glissant	0.0102	0.0030	0.6599	0.0016	0.0200
Flou-glissant PSO	0.0035	0.0025	0.6451	0.0018	0.0093
PID-PSO	0.0046	0.0024	0.6707	0.0016	0.0104

Tab V.5. Comparaison des performances pour une trajectoire sinusoïdale ($N=10001$)

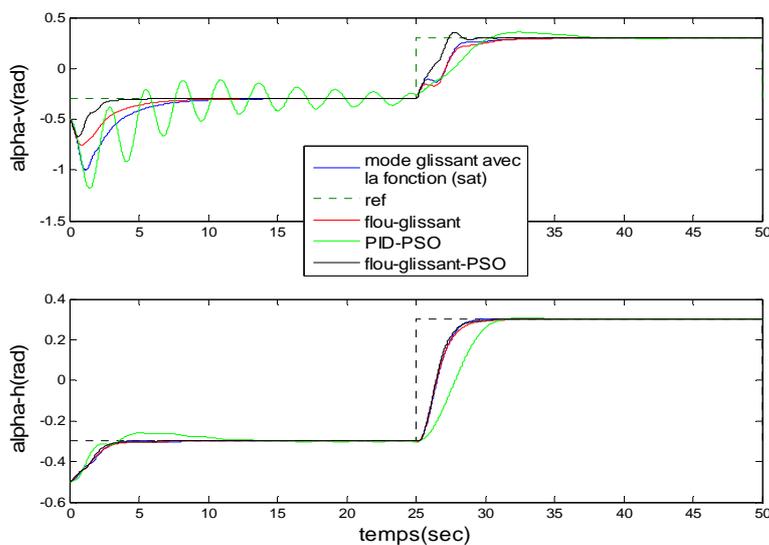


Figure V.23. Superposition des résultats pour une référence carrée

Contrôleurs	J_1		J_2		R
	Sys(v)	Sys(h)	Sys(v)	Sys(h)	
Mode glissant avec fonction d'attractivité <i>sign</i>	0.0367	0.0326	0.8944	0.0100	0.0766
Mode glissant avec fonction d'attractivité <i>sat</i>	0.0220	0.0132	0.6615	0.0111	0.0523
Flou-glissant	0.0187	0.0130	0.6750	0.0109	0.0462
Flou-glissant PSO	0.0099	0.0127	0.6698	0.0109	0.0332
PID-PSO	0.0337	0.0215	0.6495	0.0033	0.0846

Tab V.6 Comparaison des performances pour une trajectoire carrée ($N=10001$)

Au vu des résultats obtenus, et si on prend comme critère (l'énergie de l'erreur), on constate que pour les trois cas (stabilisation, poursuite de trajectoire sinusoïdale, et poursuite de trajectoire carrée), l'approche hybride flou-glissante optimisée par essaim de particules permet d'obtenir le meilleur résultat par rapport aux autres techniques de commande. D'autre part cette technique est un peu énergétique, de point de vue commande. On remarque aussi que, la commande verticale est plus énergétique à celle de l'horizontal, à cause des forces gravitationnelles.

D'après le rapport R on peut classer les techniques de commande synthétisées par ordre décroissant de performance comme suit :

Pour les deux premiers cas (stabilisation et poursuite de trajectoire sinusoïdale) :

(1).Flou-glissant PSO, (2).PID PSO, (3).Flou-glissant, (4).Mode de glissement avec fonction d'attractivité *sat*, (5).Mode de glissement avec fonction d'attractivité *sign*.

Pour le dernier cas (poursuite de trajectoire carrée) :

(1).Flou-glissant PSO, (2).Flou-glissant, (3).Mode de glissement avec fonction d'attractivité *sat*, (4).Mode de glissement avec fonction d'attractivité *sign*, (5).PID PSO

V.6.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons illustré les résultats de l'application de l'algorithme d'optimisation par essaim de particules pour la synthèse des deux régulateurs flou-glissants pour la commande du système TRMS.

Les régulateurs flou-glissants optimisés présentent des performances en boucle fermée nettement améliorées par rapport aux régulateurs (glissants et flou-glissants) non optimisés.

Nous pouvons conclure que la synthèse des régulateurs flou-glissants par une technique d'optimisation est une bonne solution, sachant que le TRMS est un système complexe régit par des équations fortement non linéaires, une telle approche pour sa commande semble très efficace et les résultats obtenus sont très satisfaisants.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire qui se divise en cinq parties contribue essentiellement à la résolution des problèmes de réglage des régulateurs flou-glissants.

Dans la première partie, nous avons commencé par 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 partie, 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 troisième partie, 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 flou. 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.

Dans la quatrième partie et que notre travail s'est orienté vers la recherche des méthodes de réglage des paramètres des régulateurs flou-glissants, en particulier la méthode d'optimisation par essaim de particules, qui a été inspirée du comportement réel du monde du vivant, cette méthode a eu un grand succès à travers plusieurs problèmes d'optimisation.

Dans la dernière partie, cette technique a été appliquée pour la recherche des paramètres optimaux des régulateurs flou-glissants à savoir la forme et l'espacement des fonctions d'appartenances et les différents gains de glissement. La techniques a été appliquée avec succès et nous avons pu obtenir des régulateurs flou-glissants nettement plus performants que les régulateurs non optimisés.

Enfin, comme suite à ce travail, on propose l'implémentation de la technique présentée dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés, en pratique. Puisque la mesure de tous les états est généralement impossible à cause des contraintes physiques et/ou du coût élevé des capteurs. Il serait alors intéressant de développer la commande par mode glissant flou en utilisant des observateurs ou par retour de sortie.

Références bibliographiques

- [1] 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
- [2] Fouad Alouani, "Commande par Logique Floue Appliquée aux pendules inversés et au Simulateur de Vol d'Hélicoptère : Simulation et Expérimentation", *mémoire de magister. Université de M'sila juin 2006.*
- [3] Feedback Instruments Ltd, "Twin Rotor Mimo System advanced teaching manual", 1. 33-007-4M5. Sussex, UK, 1997.
- [4] TE-WEI LU. 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.*
- [5] Akbar Rahideh, M. Hasan Shaheed, and Abdulrahman H. Bajodah, "Adaptive Nonlinear Model Inversion Control of a Twin Rotor System Using Artificial Intelligence",
- [6] 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.*
- [7] 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.*
- [8] Feedback Instruments Ltd, "Twin Rotor Mimo System, installation and commissioning" 33-007-0M5, Sussex, UK.
- [9] Feedback Instruments Ltd, "Twin Rotor MIMO System, getting started", 33-007- -1M5 Sussex, UK.
- [10] J. J. E. Slotine, W. Li, "Applied nonlinear control", *Prentice-Hall, USA, 1991.*
- [11] V. I. Utkin, "Sliding modes and their applications in variable structure systems". *Mir, Moscow. 1978*
- [12] S.V.Emel'yanov, "On peculiarities of variables structure control systems with discontinuous switching functions", *Doklady ANSSR, vol. 153, pp. 776-778, 1963.*
- [13] Hadi Nobahari and Seid H. Pourtakdoust, "Optimal Fuzzy CLOS Guidance Law Design Using Ant Colony Optimization", *Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2005*
- [14] Chi-Ying Liang, Juhng-Perng Su, "A new approach to the design of a fuzzy sliding mode controller", *Fuzzy Sets and Systems* 139 (2003) 111–124

- [15] M. Roopaei, M. Zolghadri Jahromi, "Chattering-free fuzzy sliding mode control in MIMO uncertain systems", *Nonlinear Analysis* 71 (2009) 4430-4437
- [16] A. Shahraz, R. Bozorgmehry Boozarjomehry, "A fuzzy sliding mode control approach for nonlinear chemical processes", *Control Engineering Practice Volume 17, Issue 5, May 2009, Pages 541-550*
- [17] 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) 2137–2155
- [18] K.C. Ng , Y. Li, D.J. Murray-Smith and K.C. Sharman,"Genetic Algorithms Applied to Fuzzy Sliding Mode Controller Design", *Centre for Systems and Control, and Department of Electronics and Electrical Engineering University of Glasgow, Rankine Building Glasgow G12 8LT, Scotland, UK.*
- [19] Mehdi Galily, Farzad Habibipour Roudsari and Abdolmajid Riazi, "Applying Fuzzy Sliding Mode Control Based on Genetic Algorithms to Congestion Avoidance in Computer Network", *International Journal of Information Technology Vol. 11 No. 10 2005*
- [20] Russell.Eberhart and Yuhui.Shi,"particle swarm optimization: developments, applications and resources", *IEEE- international conference on evolutionary computation,.0-7803-5536-9/1999*
- [21] Yuhui Shi and Russell Eberhart , "A Modified Particle Swarm Optimizer", *IEEE international conference on evolutionary computation 0-7803-4869-9/1998. p 69-73*
- [22] Attia Rachid ,Adjadi Mohamed, "différents techniques d'optimisation de la commande floue, application sur la colonne d'absorption", *Mémoire d'ingénieur ENP 2009*
- [23] H. Buhler, "Réglage Par Logique Floue", *Presses Polytechniques et Universitaires Romandes CH-1015 Lausanne. 1994.*
- [24] Aimeur Toufik,"Commande des Systèmes Non Linéaires par Mode Glissant Flou", *mémoire de magister. Université de Biskra 2009.*
- [25] Elbia Youcef, "Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté", *mémoire de magistère Batna 15 / 06 /2009.*
- [26] F. Chevie et F. Guély, "La logique floue", *Cahier technique n° 191,*
- [27] 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 fes 2009.*
- [28] C. DA CUNHA et B. AGARD,"modélisation de la demande grâce a la logique floue", *6^{eme} Conférence Francophone de Modélisation et Simulation - MOSIM'06 - du 3 au 5 avril 2006 – Rabat- Maroc.*

- [29] Arvin Agah, Kazuo Tanie ,''Fuzzy logic controller design utilizing multiple contending software agents'', *fuzzy sets and system, Volume 106, Issue 2, 1 September 1999*.
- [30] 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*
- [31] Patrick Brunet et Emile Ferrere, LETG Henry Brisson, Vierzon, ''Réalisation d'un T.P. de régulation thermique en utilisant l'environnement MATLAB pour la partie commande''. *Académie d'Orléans-Tours, année 2000-2001*.
- [32] Pierre Gabriel, '' introduction à la logique floue et à la commande floue'',2000-2001
- [33] A. Chaiba, ''Commande par la Logique Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Alimentée en Tension'', *Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2004*.
- [34] Mohand Ousaid Abdenbi et Ziadi Zakaria, ''Optimisation d'un Générateur Photovoltaïques par Réseaux de Neurones Artificiels, Application au Pompage Photovoltaïques'', *Mémoire d'ingénieur, ENP 2008*.
- [35] Abderrahmane Kechich et Benyounes Mazari, ''La commande par mode glissant, Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire)'', *Afrique Science 04(1) (2008) 21 – 37 ISSN 1813-548X*
- [36] Ibrahim Kaya, ''Performance improvement of unsymmetrical processes using sliding mode control approach'', *Energy Conversion and Management 49 (2008) 101–106*
- [37] B.Dehiba, A.Meroufel, A.Bendaoud, M.B.Benabdellah, ''Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation'', *Acta électrotechnica volume 49,number 3,2007*
- [38] Abdel G. Aissaoui, Hamza Abid, Mohamed Abid, ''robust fuzzy sliding mode controller design for motors drives'', *Acta Electrotechnica et Informatica Vol. 9, No. 2, 2009, 64–71*
- [39] K. Bouyoucef, ''Robotique et Contrôle des processus'', *thèse de Magister, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB), Alger, 1999*.
- [40] W.Gao, J.C.Hung, ''Variable structure control system'', *IEEE tras.Indust.appli, vol. N°:1.pp 45.55, 1993*.
- [41] Smati nassir, ''nouvelles approches de la commande par mode de glissement application au système électro-énergétique'', *Mémoire d'ingénieur .Tbessa 2008*.
- [42] Hijazi Alaa, ''Etude de la commande d'un dispositif de stockage d'énergie par super condensateurs'', *JCGE'08 LYON, 16 et 17 décembre 2008*
- [43] Pierre Lopez ,Ahmed Saïd Nouri, '' Théorie élémentaire et pratique de la commande par les régimes glissants'', *Mathématiques et Applications, Vol. 55*

- [44] K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, "Commande Hybride par Mode Glissant Floue appliquée à un Moteur à induction", *CReSTIC, Faculté des Sciences. France*
- [45] M. Clerc et P. Siarry, "Une nouvelle métaheuristique pour l'optimisation difficile : la méthode des essaims particuliers", *France Télécom R&D; Université Paris 12. J3eA - Vol. 3 - 7 (2004)*.
- [46] Guillaume Calas, "Optimisation par essaim de particules", *[SCIA] EPITA 2009.france*
- [47] Maurice Clerc, "L'Optimisation par essaims particuliers", *Hermes Science 2005*.
- [48] S. aupeitit, N. monmarché, and N. slimane, "Apprentissage de modèles de markov caché par essaim particulière", *laboratoire d'informatique (EA 2101) de l'université François-rabelais de tours*
- [49] Maurice Clerc and James Kennedy. "The particle swarm - explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space", *IEEE Trans. Evolutionary Computation, 6(1) :58-73, 2002*.
- [50] yuhui shi, Russell C. eberhart, "empirical study of particle swarm optimization", *IEEE international conference on evolutionary computation, 0-7803-5536-9/1999*
- [51] Antoine Dutot et Damien Olivier, "Optimisation par essaim de particules Application au problème des n-Reines", *Laboratoire Informatique du Havre*
- [52] Zafer Bingül, Oguzhan Karahan, "A Fuzzy Logic Controller tuned with PSO for 2 DOF robot trajectory control", *Expert Systems with Applications 38 (2011) 1017-1031*
- [53] Yamille del Valle, Ganesh Kumar Venayagamoorthy, Salman Mohagheghi, Jean-Carlos Hernandez, and Ronald G. Harley, "Particle Swarm Optimization: Basic Concepts, Variants and Applications in Power Systems", *IEEE Transactions on evolutionary computation, VOL. 12, NO. 2, APRIL 2008*
- [54] Hamid BOUBERTAKH, "Contribution à l'Optimisation par Algorithmes Evolutionnaires des Contrôleurs Flous", *thèse de doctorat en science ENP 2009*

Annexe

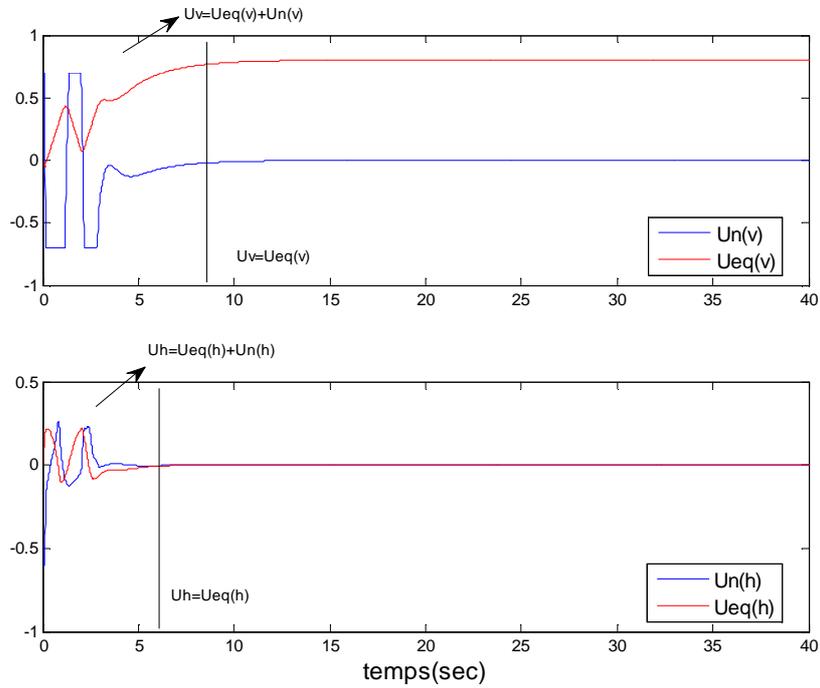


Figure A.1. Signaux de commande (U_n et U_{eq}) pour une stabilisation en $(0,0)$ avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$.

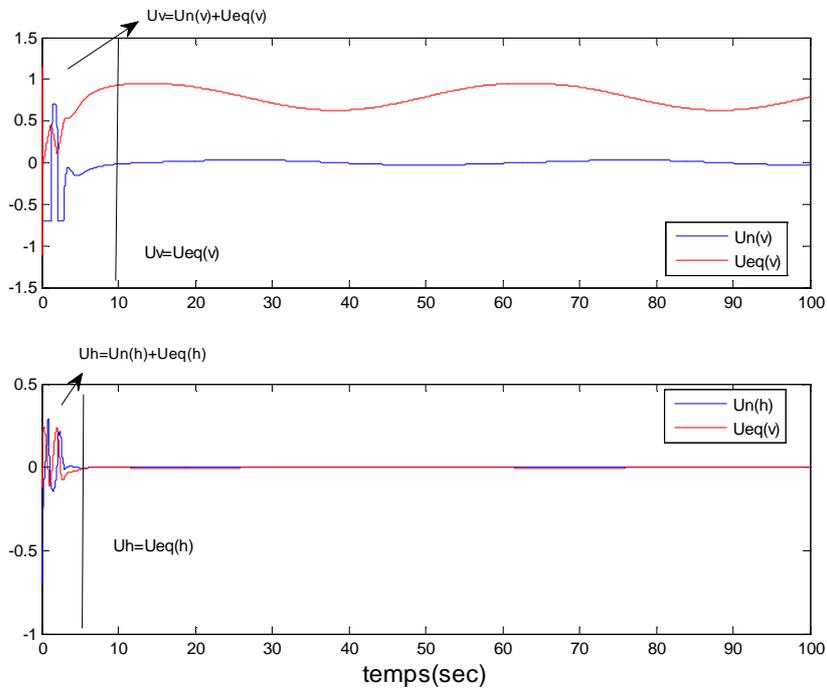


Figure A.2. Signaux de commande (U_n et U_{eq}) pour une référence sinusoïdale avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$.

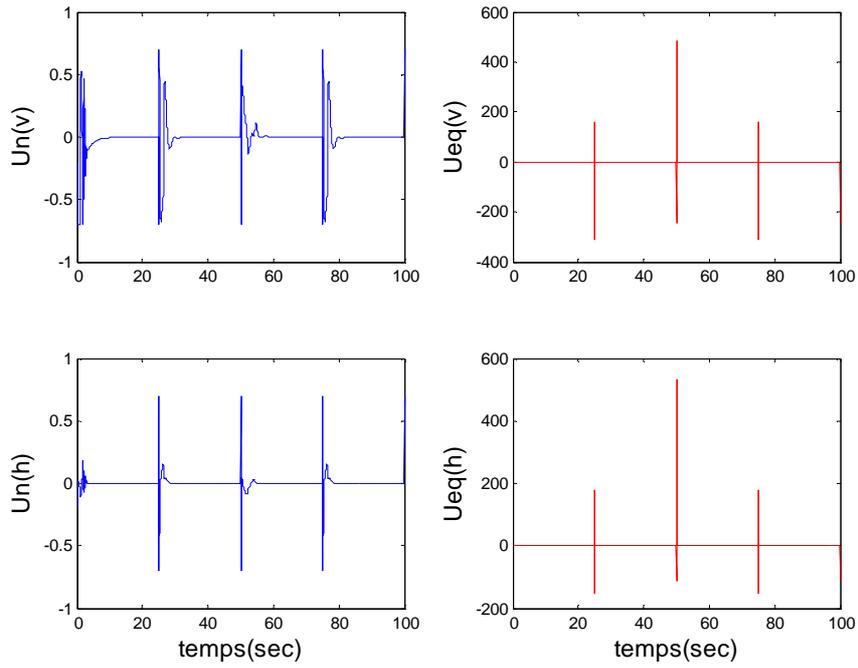


Figure A.3. Signaux de commande (U_n et U_{eq}) pour une référence carrée avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sat}(s)$.

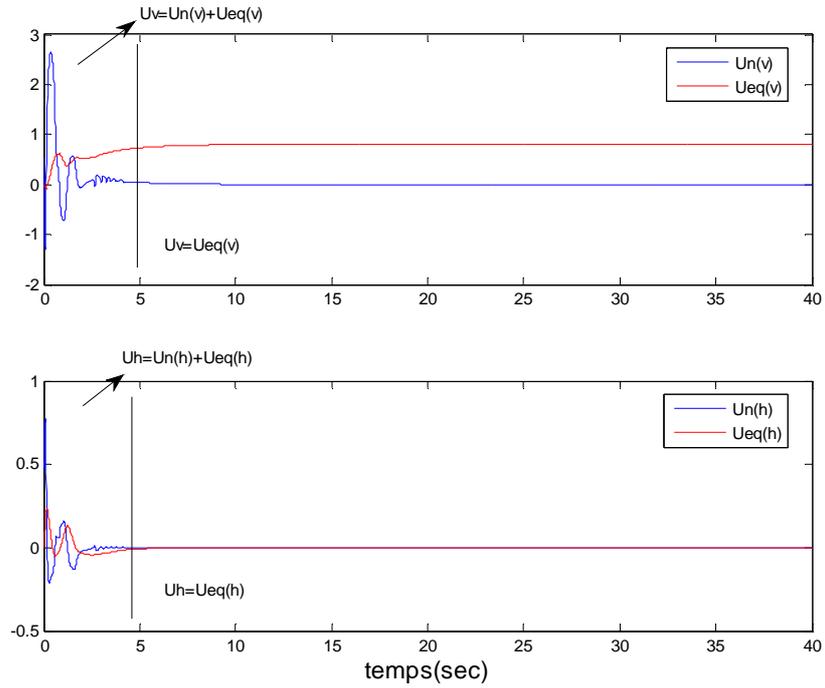


Figure A.4. Signaux de commande (U_n et U_{eq}) pour une stabilisation en $(0,0)$ avec la commande flou-glissante.

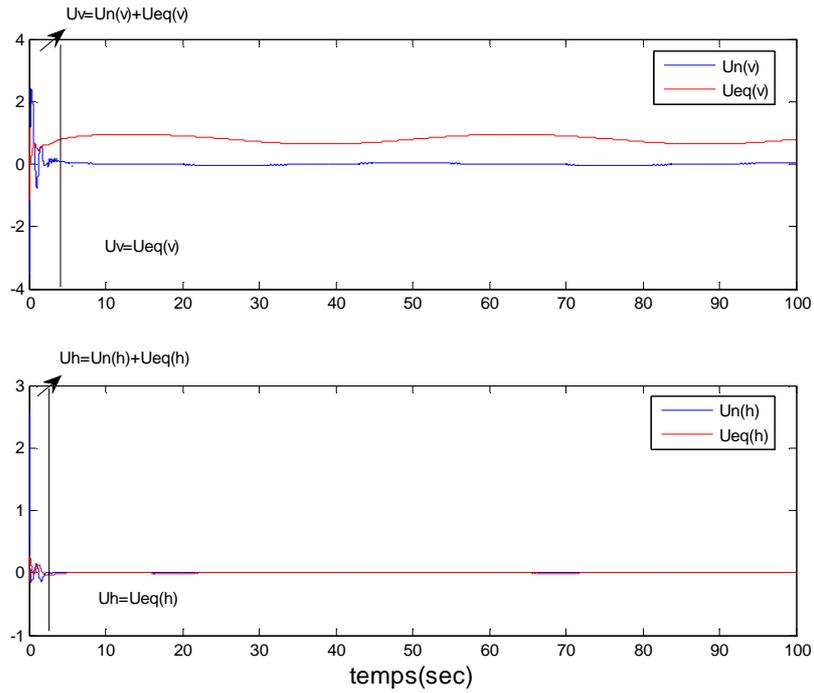


Figure A.5. Signaux de commande (U_n et U_{eq}) pour une référence sinusoïdale avec la commande flou-glissante.

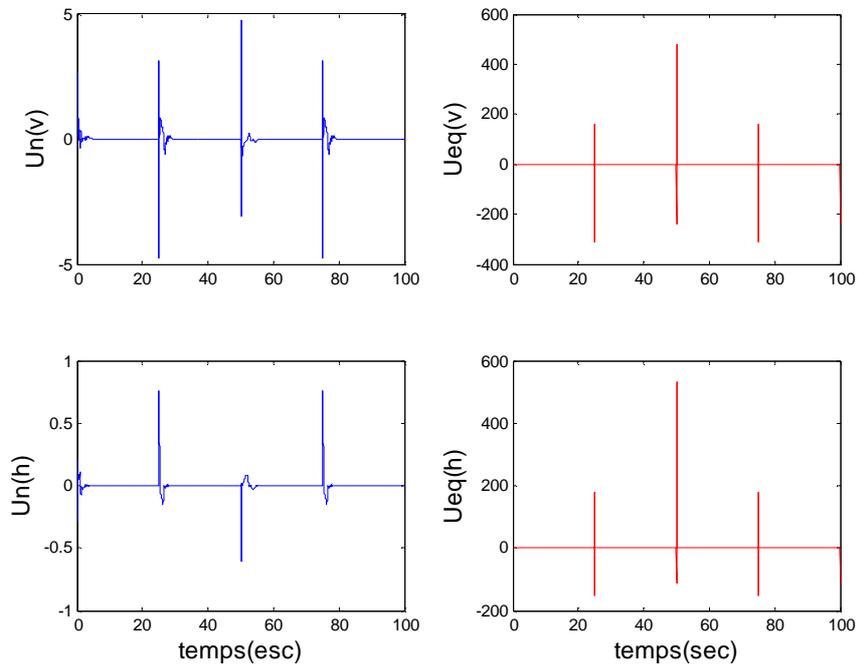


Figure A.6. Signaux de commande (U_n et U_{eq}) pour une référence carrée avec la commande flou-glissante.

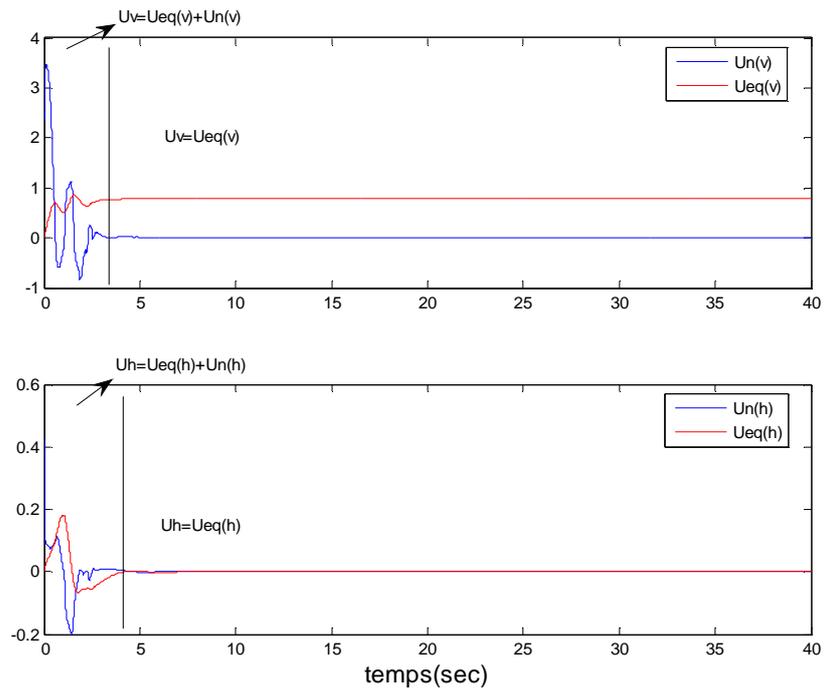


Figure A.7. Signaux de commande (U_n et U_{eq}) pour une stabilisation en $(0,0)$ avec les régulateurs flou-glissants optimaux.

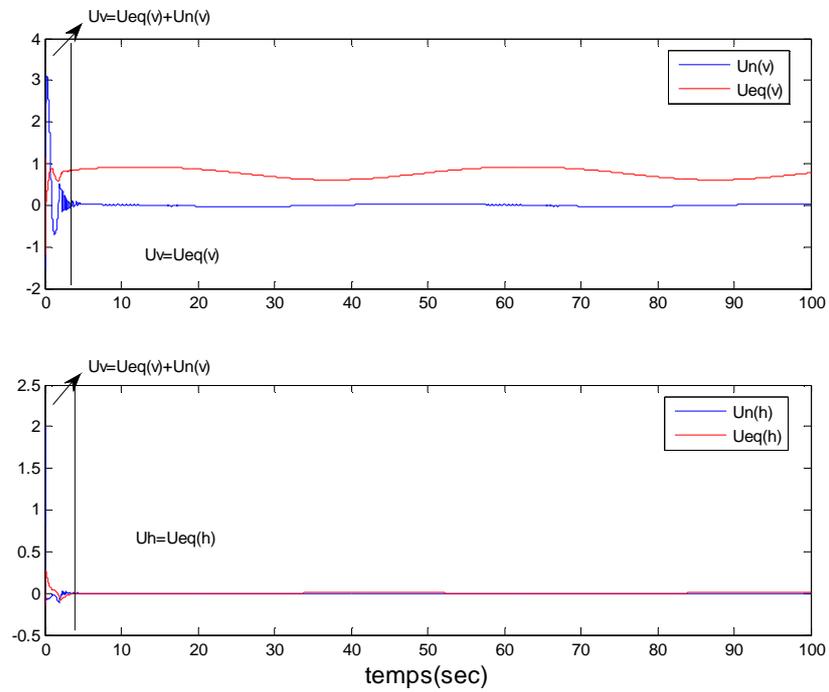


Figure A.8. Signaux de commande (U_n et U_{eq}) pour une référence sinusoïdale avec les régulateurs flou-glissants optimaux.

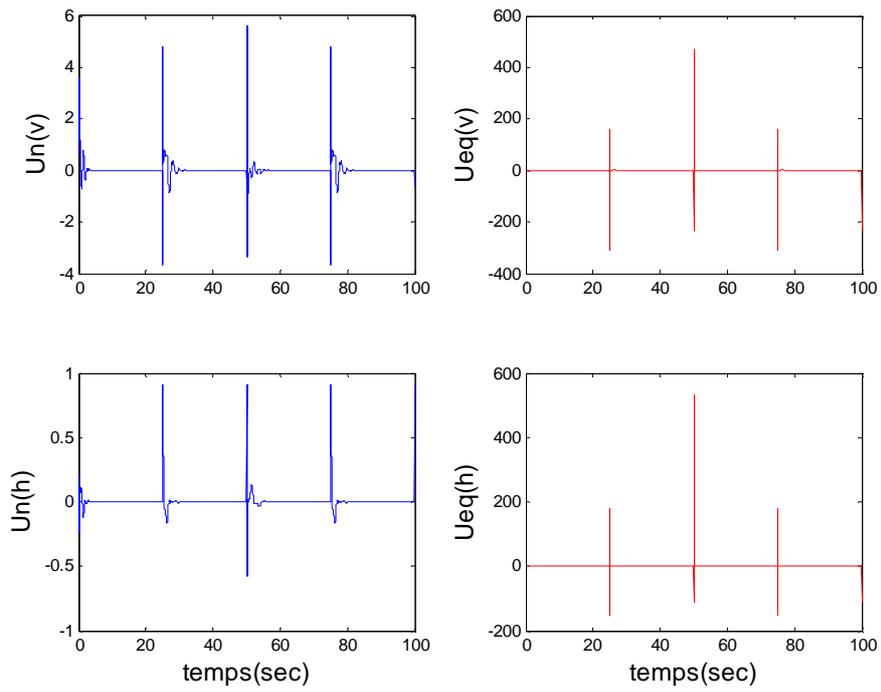


Figure A.9. Signaux de commande (U_n et U_{eq}) pour une référence carrée avec les régulateurs flou-glissants optimaux.