

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



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

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

SPECIALITE: AUTOMATIQUE

THEME

**Commande hybride robuste avec gain adaptatif
appliquée à un simulateur de vol d'hélicoptère à
deux degrés de liberté**

Proposé et dirigé par :

Mr. GHELLAB Mohamed zinelaàbidine

Présenté par :

SAOUDI Khadidja

BEN TATA Meryem

Année Universitaire : 2019/2020

N° d'ordre : AUT_

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

رَبِّ الْعَالَمِينَ
إِنِّي أَسْأَلُكَ الْوَسْطَةَ الْبَيْنَةَ
بَيْنِي وَبَيْنَ عَذَابِكَ

وَأَنْ أَعْمَلَ صَالِحًا تَرْضَاهُ وَأَدْخِلْنِي بِرَحْمَتِكَ
فِي عِبَادِكَ الصَّالِحِينَ

Résumé : Dans ce travail, on s'intéresse à la description et la modélisation dynamique d'hélicoptère birotor type TRMS tenant compte les divers phénomènes physiques, qui peuvent influencer la dynamique d'une structure volante. Ensuite, nous avons étudiés le contrôleur par mode glissant (CMG) dans le but de rendre commande robuste envers les incertitudes, Les signaux de commandes obtenu par la CMG, présente des fréquences élevés dues au phénomène de broutement (chattering). Afin de réduire les effets de cette phénomène sans détériorer les performances de contrôle au TRMS, on a fait une association entre la logique floue et le mode de glissement, L'autre direction que nous avons suivie est synthétiser un Commande hybride mode glissant-floue avec gain adaptatif a été proposée afin d'améliorer la robustesse vis-à-vis des perturbations et variations paramétriques du TRMS.

Mots clés : TRMS, robustesse, mode glissant, logique floue, commande hybride, Gain adaptatif.

ملخص: في هذا العمل، اهتمنا بالوصف والنمذجة الديناميكية لطائرة هليكوبتر ثنائية الدوار من نوع (TRMS) مع الأخذ بعين الاعتبار الظواهر الفيزيائية المختلفة، والتي يمكن أن تؤثر على ديناميكيات هيكل الطيران. بعد ذلك، درسنا وحدة التحكم في النمط الانزلاقي (CMG) من أجل جعل التحكم قويًا ضد حالات الارتباك، تقدم إشارة التحكم التي تم الحصول عليها بواسطة (CMG) اختلافات مفاجئة بسبب ظاهرة التثيرة. من أجل تقليل تأثيرات هذه الظاهرة دون تنذب في أداء التحكم على (TRMS) قمنا بعمل ارتباط بين المنطق الضبابي والنمط الانزلاقي، والاتجاه الآخر الذي اتبعناه هو تركيب وضع التحكم الهجين الانزلاقي-الضبابي مع معامل تكيفي تم اقتراحه من أجل تحسين المتانة فيما يتعلق بالاضطرابات والتغيرات البارامترية لـ TRMS.

كلمات مفتاحية : TRMS، المتانة، النمط الانزلاقي، المنطق الضبابي، التحكم الهجين، المعامل التكيفي.

Abstract: In this work, we are interested in the description and dynamic modeling TRMS type twin-rotor helicopter taking into account the various physical phenomena, which can influence the dynamics of a flying structure. Then we studied the controller by sliding mode (SMC) in order to make the command robust with regard to uncertainties, control signals obtained by the SMC, presents high frequencies due to the phenomenon chattering. In order to reduce the effects of this phenomenon without damaging the control performance at TRMS, an association was made between fuzzy logic and sliding, The other direction we have followed is to synthesize a Hybrid Command sliding-fuzzy mode with adaptive gain has been proposed in order to improve the robustness vis-à-vis disturbances and parametric variations of the TRMS

Keywords: TRMS, robustness, sliding mode, fuzzy logic, hybrid control, Adaptive gain.

REMERCIEMENT

قال تعالى: "لئن شكرتم لأزيدنكم"

وقال رسول الله صلى الله عليه وسلم: "من لم يشكر الناس لم يشكر الله"

Tout d'abord, nous souhaitons remercier الله le tout puissant de nous avoir donné la force et le courage de terminer ce travail.

Nous tenons aussi à exprimer nos vifs remerciements à Docteur GHELLAB Mohamed zinelaabidine, pour la confiance qu'il nous a témoignés en nous accueillant dans son équipe et en acceptant l'encadrement de nos travaux. Nous lui sommes reconnaissants de nous avoir fait bénéficier tout au long de ce travail de sa grande compétence, de sa rigueur intellectuelle, de son efficacité et de ses précieux conseils. Aussi, nos vifs remerciements sont adressés aux membres de jury pour l'évaluation de ce travail de Master.

Nous ne pourrions pas oublier de remercier toute personne qui a contribué de près ou de loin à la réussite de ce travail...

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

À mon père BEN TATA LAKHDAR

À ma mère

À mes proches de mes sœurs surtout Khadidja Et

Fatima et mes frères surtout Mohammed Nor Elislem

À toute la famille BEN TATA sans oublier les familles

ADJABI, SAOUDI

À mes amis et mes collègues de la promotion 2015

« Automatique ».

À mes amis (chaque un à son nom).

B. Meryem

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

À mon père SAOUDI SAOUDI

À ma mère

*À ma chère sœur Asmahane et mes frères surtout Saïf
eddine, À toute la famille SAOUDI sans oublier la
famille BEN TATA.*

À mes amis et mes collègues de la promotion 2015

« Automatique ».

À mes amis (chaque un à son nom).

S. Khadidja

Table des Matières

Table des Matières.....	I
Liste des Figures.....	V
Liste des Tableaux.....	VII
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Présentation Et Modélisation Du Simulateur De Vol D'hélicoptère A 2DDL

I.1 Introduction	4
I.2 Présentation du simulateur d'hélicoptère	4
I.2.1 Généralité sur l'hélicoptère bi rotor	4
I.2.1.1 Terminologie	4
I.2.1.2 Les forces agissantes sur l'hélicoptère en vol:	6
I.2.1.3 Applications et utilisation	6
I.2.2 Principe du vol de l'hélicoptère	8
I.2.3 Présentation du système de simulateur d'hélicoptère TRMS	8
I.2.4 Description du système TRMS	9
I.2.4.1 Propulseurs	11
I.2.4.2 Commande des moteurs.....	11
I.2.4.3 les encodeurs optiques	12
I.2.4.4 La base du TRMS	12
I.2.4.5 Boîtier marche/arrêt	13
I.2.4.6 Le (SCSI BOX)	13
I.2.4.7 Carte d'acquisition : ADVANTECH PCI 1711 [pci1711].....	14
I.2.5 Environnement de développement	15
I.3 Modélisation de Simulateur d'hélicoptère	19
I.3.1 Modèle dynamique	19
I.3.1.1 Sous système d'élévation.....	20
I.3.1.2 Sous système d'azimut	21
I.3.2 Le modèle couplé	22
I.3.3 Le modèle découplé	25

I.3.3. 1 Modèle 1 DDL vertical.....	25
I.3.3.2 Modèle 1DDL horizontal.....	26
I.3.4 Réponse en boucle ouverte	26
I.4 Conclusion.....	26

Chapitre II : Commande A Structure Variable Appliquée Au Simulateur De Vol D'hélicoptère

II.1 Introduction	28
II.2 Système a structure variable	28
II.3 Théories des modes glissants	29
II.4 conception de la commande par mode glissant.....	31
II.4 .1 Choix des surfaces de glissement	31
II.4 .2 condition de convergence	32
II.4 .2 .1 fonction direct de commutation.....	32
II.4 .2 .2 Fonction de LYAPUNOV.....	33
II.4.3 calcul de la commande	33
II.4.4 Elimination du phénomène du broutement (chattering).....	34
II.4.5 Domaine d'application du réglage par mode glissant	36
II.4.6 Les avantages de commande par mode glissant.....	36
II.5 Application de la commande par mode glissant au TRMS	37
II.6 Résultat de simulation	41
II.6.1 Test de poursuite.....	42
II.6.2 Test de la robustesse	43
II.7 Conclusion.....	44

Chapitre III : Commande Hybride Floue–Glissante Appliquée Au Simulateur De Vol D'hélicoptère

III .1 Introduction	46
III.2 Théorie de La logique floue	46
III.2 .1 Principe de la logique floue.....	47

III.2.2 Les éléments de base de la logique floue	47
III.3 La Commande floue	48
III.3.1 Base de règles et définitions	49
III.3.2 Interface de Fuzzification	50
III.3.3 Mécanisme d'inférence	49
III.3.4 Interface de défuzzification	50
III.4 Type de Contrôleurs flou usuels	51
III.5 la Commande glissant Floue (GF)	51
III.5.1 Fonctions d'appartenance	52
III.5.2 Table des règles floues	55
III.5.3 Méthode d'inférence.....	55
III.6 Résultats de simulation	55
III.6.1 Test de poursuite de trajectoire	56
III.6.2 Test de robustesse.....	57
III.7 Conclusion.....	58

Chapitre IV : Commande Hybride Floue-Glissante Adaptatif Appliquée Au Simulateur De Vol D'hélicoptère

IV.1 Introduction	60
IV.2 Différentes techniques de commande adaptative.....	60
IV.2.1 Commande adaptative à modèle de référence	61
IV.2.2 Commande adaptative auto-ajustable.....	62
IV.3 L'application de la Commande Hybride Floue-Glissante Adaptatif Au TRMS.....	63
IV.3.1 Fonctions d'appartenance.....	64
IV.3.2 Table des règles floues	65
IV.3.3 la surface de superviseur	65
IV.3.4 Méthode d'inférence.....	66
IV.3.5 Méthode de défuzzification	66
IV.4 Résultats de simulation	67

IV.4.1 Test de poursuite de trajectoire carré.....	67
IV.4.2 Test de poursuite de trajectoire sinusoïde.....	68
IV.4. 3 Test de robustesse.....	68
IV. 5 Etude Comparative.....	70
IV. 6 Conclusion	73
Conclusion générale.....	74
Bibliographie.....	76

Liste de figures

Chapitre I

Figure I.1 : Schéma d'hélicoptère.....	4
Figure I.2 : forces agissantes sur l'hélicoptère	6
Figure I.3 : évacuation des blessés.....	7
Figure I.4 : le combat proprement dit.....	7
Figure I.5 : la surveillance et le renseignement.....	7
Figure I.6 :épandage de produits chimiques.....	7
Figure I.7 :l'agriculture.....	8
Figure I.8 : principe du vol de l'hélicoptère.....	8
Figure I.9 : Le simulateur d'hélicoptère TRMS.....	9
Figure I.10 : le simulateur TRMS.....	10
Figure I.11 : les deux vis de fixation.....	10
Figure I.12 : Les propulseurs du TRMS.....	11
Figure I.13 : schéma synoptique du fonctionnement du propulseur.....	11
Figure I.14: encodeurs optiques.....	12
Figure I.15: la base du TRMS.....	13
Figure I.16: branchement des différents connecteurs.....	14
Figure I.17 : Carte d'acquisition PCI 1711.....	14
Figure I.18: rapid prototyping VS processus de développement traditionnel.....	15
Figure I.19: processus de génération du code exécutable.....	17
Figure I.20: différentes cibles d'implémentation.....	17
Figure I.21: librairie de la carte d'acquisition.....	18
Figure I.22: exemple d'implémentation d'un contrôleur.....	18
Figure I.23: Configuration du TRMS 33-949S.....	19
Figure I.24: Schéma bloc du système TRMS 33-949S.....	25
Figure I.25: Réponse du système en boucle ouvert	26

Chapitre II

Figure II.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	29
Figure II.2 : Trajectoires de f^+ et f^- de pour le mode de glissement.....	30
Figure II.3 : Linéarisation exacte de l'écart	32
Figure II.4 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	33
Figure II.5 : phénomène de réticence	34
Figure II.6 : Schéma bloc de la commande par mode glissant appliquée à l'hélicoptère a deux degrés de liberté (TRMS)	37
Figure II.7 : Performances de commande dans le cas d'une trajectoire carrée : (a) et (b)réponses du système, (c) et (d) signaux de commande.....	42
Figure II.8 : Performances de commande dans le cas d'une trajectoire sinusoïdale: (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de commande.....	42
Figure II.9 : Réponses du système et signaux de commande avec perturbation externe.....	43
Figure IV.10 Forces aérodynamiques injectés	43

Chapitre III

Figure III.1 : La différence entre la logique floue et La logique classique.....	47
Figure III.2 : Types de fonctions d'appartenance.....	48
Figure III. 3 : Architecture générale d'un contrôleur flou	48
Figure III.4 : Schéma bloc de la commande hybride glissant-flou appliquée à l'hélicoptère a deux degrés de liberté (TRMS)	52
Figure III.5 : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées S, DS.....	53
Figure III.6 : La surface de régulateur flou.....	54
Figure III.7 Performances de commande dans le cas d'une trajectoire carrée : (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de commande	56
Figure III.8 : Performances de commande dans le cas d'une trajectoire sinusoïdale : (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de commande	56
Figure.III.9 : Réponses du système et signaux de commande avec perturbation externe.....	57
Figure III.10 : Forces aérodynamiques injectés.....	57

Chapitre IV

Figure IV.1 structure de base d'une commande adaptative.....	60
Figure IV.2 Schéma de principe de la commande directe MRAC.....	62
Figure IV.3 Schéma principe de la commande adaptative indirecte MIAC	63
Figure IV.4 Contrôleur flou de supervision	63
Figure IV.5 Fonctions d'appartenance pour les entrées (e et de) et la sortie K_j	64
Figure IV.6 Surface du contrôle floue de gain K_j	65
Figure IV.7 Schéma fonctionnel de la commande par glissant flou avec gain adaptatif	66
Figure IV.8 Performances de commande dans le cas d'une trajectoire carrée : (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de commande ...	67
Figure IV.9 Evaluation des gains de commutations.....	68
Figure IV.10 Performances de commande dans le cas d'une trajectoire sinusoïdale : (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de	68
Figure IV.11 Evaluation des gains de commutations	69
Figure IV.12 Réponses du système et signaux de commande avec perturbation externe	69
Figure IV.13 Forces aérodynamiques injectés.....	70
Figure IV.14 Comparaison qualitative entre les commandes développées pour le TRMS	72

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I.1 Paramètres du modèle de TRMS 33-949S	24
--	----

Chapitre II

Tableau II.1 fonctions permettant de réduire le phénomène de chattering	35
---	----

Tableau II.2 les paramètres de la commande mode glissant... ..	44
--	----

Chapitre III

Tableau III.1 Choix des différents opérateurs de la logique floue	49
---	----

Tableau III.2 les différents termes linguistiques des variables d'entrées.....	53
--	----

Tableau III. 3 les valeurs des variables de sorties d'un régulateur flou	54
--	----

Tableau III.4 Table de décision de Mac Vicar-Whelan (7x7=49 règles).....	55
--	----

Tableau III.5 les paramètres de la commande hybride glissant floue.....	58
---	----

Chapitre IV

Tableau IV.1 Règle d'inférence pour le superviseur du contrôleur CMGFA	65
--	----

Tableau IV.2 Comparaison quantitative entre les commandes développées pour le TRMS...71	
---	--

Tableau IV.4 les paramètres de la commande hybride floue-glissante a gain adaptatif	73
---	----

Introduction générale

I. Généralité :

L'objectif de l'automatique moderne est l'élaboration de lois de commande simples et performantes pour conférer aux systèmes physiques des propriétés qu'ils n'avaient pas naturellement ou leur renforcer certaines propriétés déjà pourvues. L'automatisation est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie moderne. C'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus industriel ou un système physique pour atteindre et réussir à obtenir de très hautes performances.

Les avancées récentes de l'automatique sont le fruit des progrès techniques réalisés en informatique industrielle, des moyens puissants de calcul, et la résolution de problèmes mathématiques complexes. Ainsi, différentes stratégies de commande ont été développées pour des systèmes linéaires et non linéaires [1].

Les systèmes à commander devenant de plus en plus complexes, les lois de commande deviennent elles-mêmes complexes et parfois difficiles à mettre en œuvre. Pour cela, des prototypes (ou simulateurs) ont été conçus dans le but de tester de nouvelles lois de commandes, qui ne peuvent être implémentées directement sur les systèmes réels [2]. Le système TRMS (Twin Rotor MIMO System) est un très bon exemple de ce prototype réel. Il est caractérisé par des comportements physiques non-linéaires difficilement modélisables. Cette caractéristique a motivé les chercheurs pour utiliser ces prototypes afin de valider et tester les lois de commande développées théoriquement [1].

Le TRMS a été développé par feedback instrument Ltd en 1998, depuis cette date, il a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche [2]. La plupart de ces recherches étaient basées sur des techniques de commande linéaire et plus récemment sur des approches non-linéaires. De plus, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est plus que nécessaire. Un certain nombre de ces commandes ont été déjà appliquées au système de vol vertical aéronef telles que la commande adaptative, la commande floue, les réseaux de neurones... Les travaux publiés dans la littérature ont montré l'efficacité de ces méthodes et particulièrement pour les systèmes complexes [3][4][5][6][7].

II. Problématique :

Le problème de la commande des hélicoptères à deux degrés de liberté (TRMS) est traité dans le projet qui vise à développer des lois de commande qui permettent l'amélioration des performances des appareils à vol vertical. Ces véhicules aériens sont des systèmes multi variables, un couplage important et une dynamique instable en boucle ouverte.

Ainsi nous sommes intéressés aux stratégies de commande suivantes :

- 1) Synthèse d'une loi de commande hybride floue-glissante avec une surfaces de glissement d'ordre un pour le système TRMS en présence des perturbations externes.
- 2) Un superviseur flou est conçu pour optimiser les gains de commutation de manière adaptative, a effectivement produit une bonne réponse dynamique pour le simulateur de vol d'hélicoptère TRMS.

III. Structure du mémoire :

Le contenu de ce mémoire est structuré en quatre chapitres suivis d'une conclusion générale. Ces chapitres sont organisés comme suit :

- Dans le **premier chapitre**, nous avons introduit une généralité sur TRMS et leur modélisation, suivie de quelques simulations en boucle ouverte.
- Le **second chapitre** est consacré à la commande par mode de glissement avec une surface de glissement linéaire d'ordre 1 pour l'hélicoptère TRMS
- Dans le **troisième chapitre**, nous présentons une commande hybride floue glissante, appliquée sur le simulateur de vol d'hélicoptère à deux degrés de liberté type TRMS.
- Le **quatrième chapitre**, Nous présentons la synthèse d'une commande hybride flou-glissant avec gain adaptatif basé sur la logique flou comme étant une nouvelle méthodologie de conception des lois de commande. Enfin, nous présentons une étude comparative entre les différentes lois de commandes.

Et en fin, notre travail sera clôturer par une conclusion générale et des perspectives envisagé.

CHAPITRE I

*Présentation Et Modélisation Du
Simulateur De Vol D'hélicoptère A
2DDL*

I.1 Introduction :

Les Systèmes aéronautiques sont devenus aujourd'hui difficiles et complexes qu'on ne puisse pas réaliser leurs commandes par des techniques classiques. En effet, des chercheurs automaticiens se sont penchés sur ces problèmes de commande[8], pour cela Plusieurs prototypes sont mis en œuvre dans le but de tester les commandes avant de les transférer sur le système réel. Le simulateur d'hélicoptère (TRMS) est l'un de ces prototypes qui supporte l'implémentation des diverses commandes pour ensuite les appliquer sur les procédés aéronautiques. Il sera donc l'objet de notre travail [9].

Ce chapitre abordera un petit aperçu sur le principe du vol des hélicoptères, ensuite seront présentés les détails du simulateur et leur modélisation, et en fin nous présenterons des simulations en boucle ouverte du modèle.

I.2 Présentation du simulateur d'hélicoptère :

I.2.1 Généralité sur l'hélicoptère bi rotor :

L'hélicoptère est un giravion dont la sustentation est assurée par un rotor ou ensemble de palestournant autour d'un axe sensiblement vertical. Ce rotor, entraîné par un moteur, assure à la fois la sustentation et la propulsion de l'hélicoptère. Ce dernier est donc capable de vol stationnaire, de décollage et atterrissage vertical, et de déplacement dans toutes les directions. Un rotor auxiliaire nécessaire à la stabilisation de l'appareil est placé à l'extrémité du fuselage.

I.2.1.1 Terminologie:

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

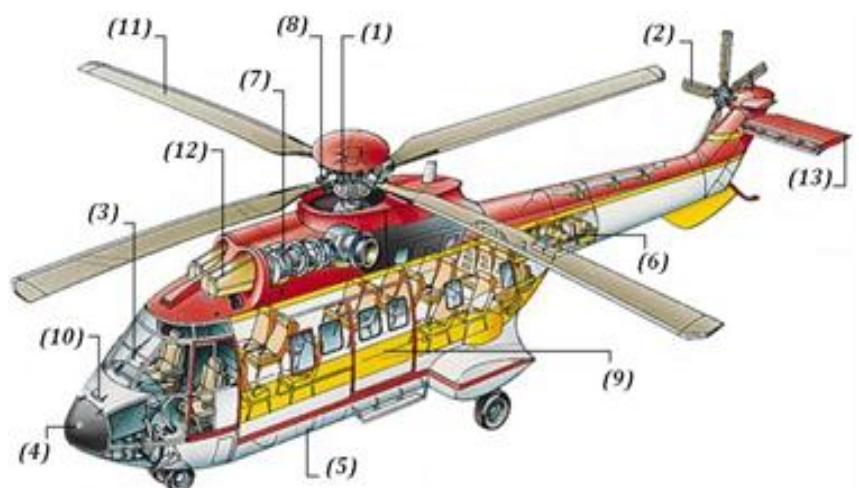


Figure I.1 Schéma hélicoptère

(12) Grilles d'entrée d'air.

(13) Plan fixe (avec dégivrage)

Un hélicoptère est composé :

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

La cellule se décompose en trois sous-parties :

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

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

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

Le rotor principal est une grande hélice constitué par :

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

Les pales sont fixées au moyeu par trois axes :

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

Le rotor arrière anti-couple sert à contrer la réaction engendrée par la rotation du rotor principal qui tend à entraîner la cellule en sens inverse du rotor **[10]**.

I.2.1.2 Les forces agissantes sur l'hélicoptère en vol :

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

En vol, l'hélicoptère est soumis à trois forces [figure I.2] :

- 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.

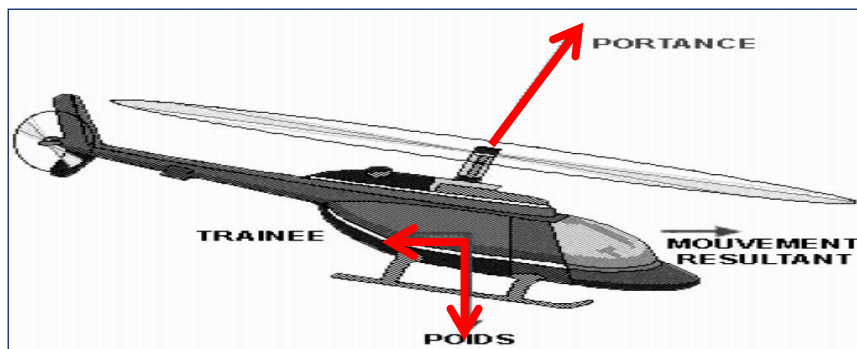


Figure I.2 forces agissantes sur l'hélicoptère

Pour que l'hélicoptère soit en équilibre, il faut que la résultante du poids et de la traînée soit égale et opposée à la force générée par le rotor. La résultante des forces est alors nulle et le vol est stabilisée : si l'hélicoptère est immobile il le demeure, s'il est soumis à une translation, son mouvement est rectiligne. Le mouvement de l'hélicoptère résulte des variations en intensité et en direction de la portance [11].

I.2.1.3 Applications et utilisation :

Les drones sont développés à l'origine pour remplacer l'homme dans des environnements ou des situations dangereuses. Ces engins sans pilote présentent de nombreux avantages tels que :

- la diminution des contraintes liées à la sécurité.
- l'accomplissement des missions à haut risque ou dans des zones inaccessibles à l'homme.
- la réduction des coûts.

Le domaine d'application des drones, qui ne cesse de s'élargir, relève tant du domaine militaire que civil. Principalement, on peut distinguer les applications militaires et les applications civiles [12].

❖ Applications militaires :



Figure I.3 évacuation des blessés



Figure I.4 le combat proprement dit.



Figure I.5 la surveillance et le renseignement

❖ Applications civiles :



Figure I.6 épandage de produits chimiques



Figure I.7 l'agriculture

I.2.2 Principe du vol d'un hélicoptère :

Le principe du vol est à la fois simple et très compliqué, 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.8]

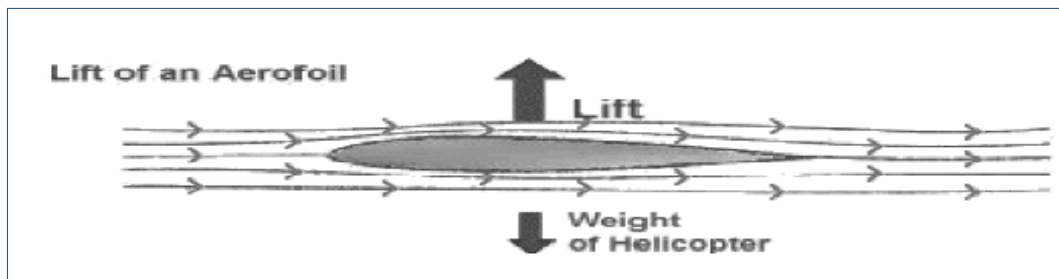


Figure I.8 principe du vol de l'hélicoptère

Le rotor de l'hélicoptère est à la fois l'aile et l'hélice, il assure traction et portance en tournant d'où son appellation rotor [11].

I.2.3 Présentation du système de simulateur d'hélicoptère TRMS :

La maquette étudiée au nom du TRMS se référant à **Twin Rotor MIMO System**. Il s'agit d'un système non linéaire modélisant un hélicoptère. Le concept est fourni par la société Feedback spécialisée dans la conception d'équipements d'ingénierie. A l'origine, la maquette est contrôlée par un logiciel fonctionnant sous Matlab. L'acquisition des signaux et l'envoi des commandes sont faits via les cartes d'acquisition de la compagnie Advantech.

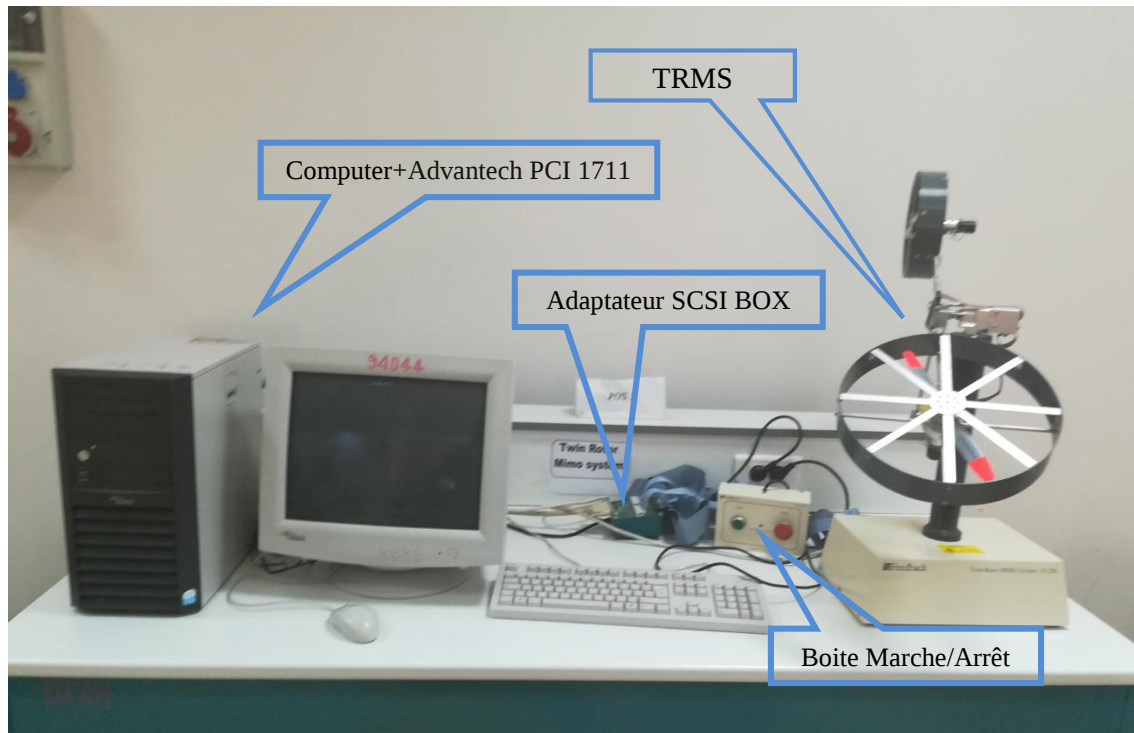


Figure I.9 le simulateur d'hélicoptère TRMS (Twin Rotor MIMO System).

I.2.4 Description 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 (figure I.10). Ceci inclut, la modélisation de la dynamique du système, l'identification, l'analyse et la conception de divers contrôleurs par des méthodes classiques et modernes. Son comportement ressemble à celui d'un hélicoptère, de point de vue de commande ; il présente un système non linéaire d'ordre supérieur avec des couplages significatifs. Il comprend les éléments suivants :

- Une poutre qui peut pivoter sur sa base de telle manière qu'elle puisse tourner librement dans le plan vertical et horizontal.
- Deux propulseurs (principal et secondaire) fixés aux deux extrémités de la poutre, ils sont formés d'une hélice, un moteur à courant continu ainsi qu'un bouclier pour des raisons de sécurité.
- Un contrepoids fixé sur la tige à son pivot, son rôle est de diminuer les vibrations (oscillations) de la poutre.
- Une tour pour maintenir la poutre.
- Une base comprenant des circuits électroniques pour l'adaptation, synchronisation et filtrage des signaux entrants et sortants.
- Un boîtier de marche/arrêt des moteurs [12].

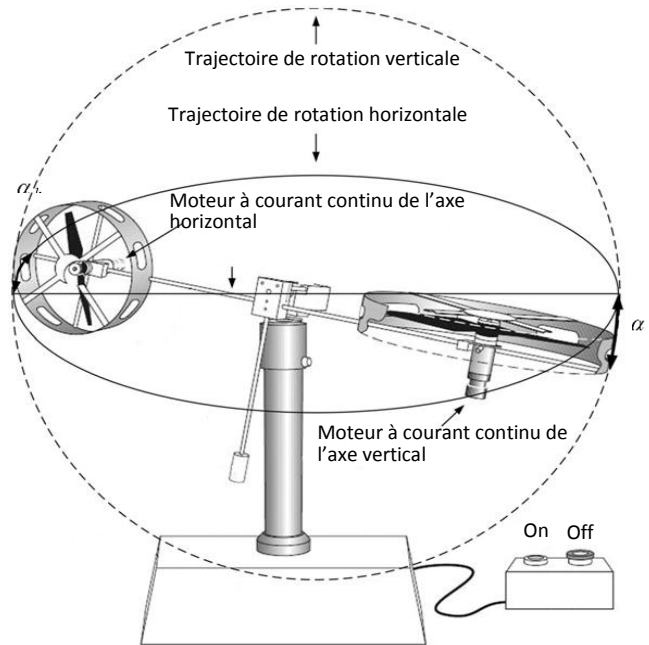


Figure I.10 Simulateur TRMS

Le modèle du TRMS est multi-variable à deux entrées et deux sorties (MIMO 2*2). Les sorties étant l'angle d'élévation et l'angle d'azimut, les entrées étant les tensions appliquées aux deux moteurs. L'articulation sphérique permet à la poutre de pivoter simultanément dans le plan horizontal et vertical, c'est un système à deux degrés de liberté, mais on peut restreindre le mouvement à un degré de liberté par de 2 vis. [figure I.11]



Figure I.11 les deux vis de fixation

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

I.2.4.1 Propulseurs :

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

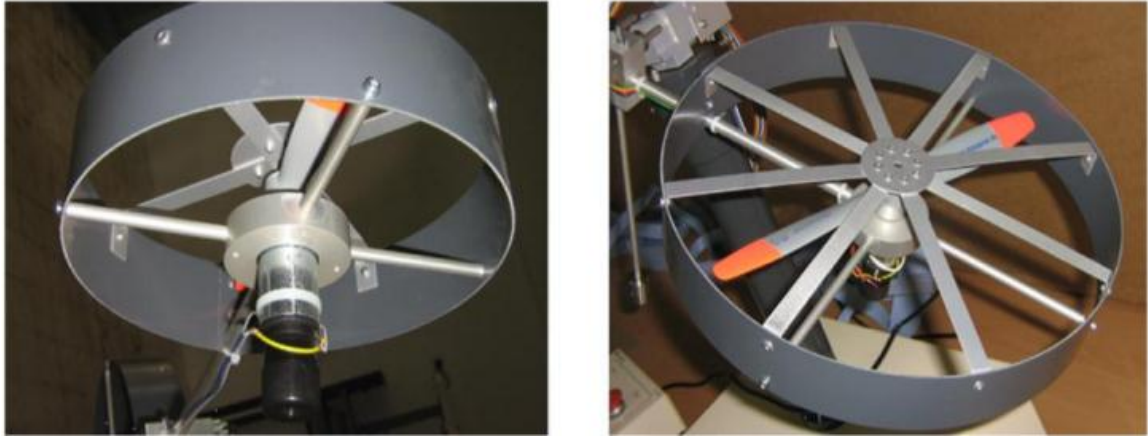


Figure I.12 Les propulseurs du TRMS.

I.2.4.2 Commande des moteurs :

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

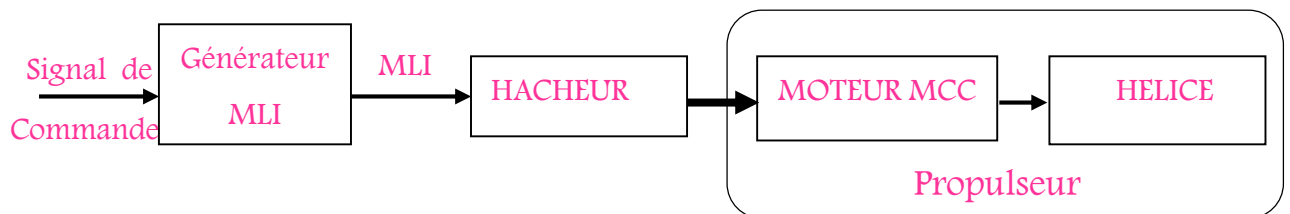


Figure I.13 schéma synoptique du fonctionnement du propulseur

I.2.4.3 les encodeurs optiques :

Le TRMS a deux capteurs pour mesurer l'orientation de la poutre dans l'espace, ils se situent à l'intérieur du pivot sphérique de la poutre. Il s'agit de deux encodeurs optiques incrémentaux : le principe de fonctionnement est le suivant [figure I.14]:

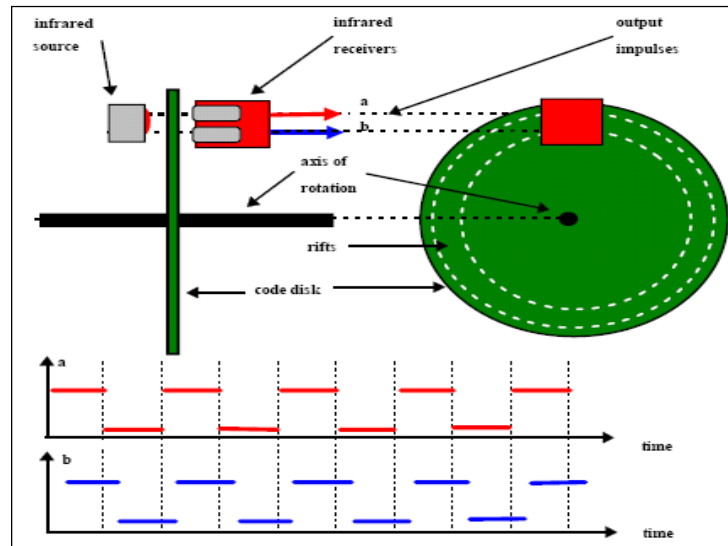


Figure I.14 encodeurs optiques

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

I.2.4.4 La base du TRMS :

À l'arrière de la base on trouve les différentes connectiques :

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

- **Connecteur CN3** : il se branche avec PL2, avec une nappe 20 pistes. Les signaux sont ceux des tachymètres

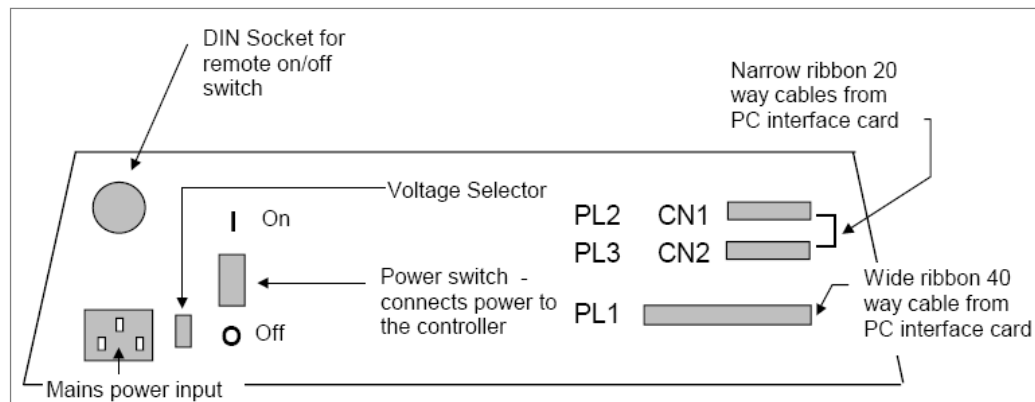
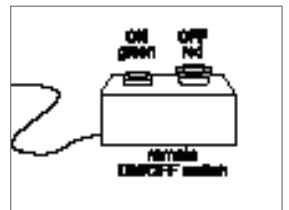


Figure I.15 la base du TRMS

I.2.4.5 Boîtier marche/arrêt :

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



I.2.4.6 Le (SCSI BOX) :

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

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

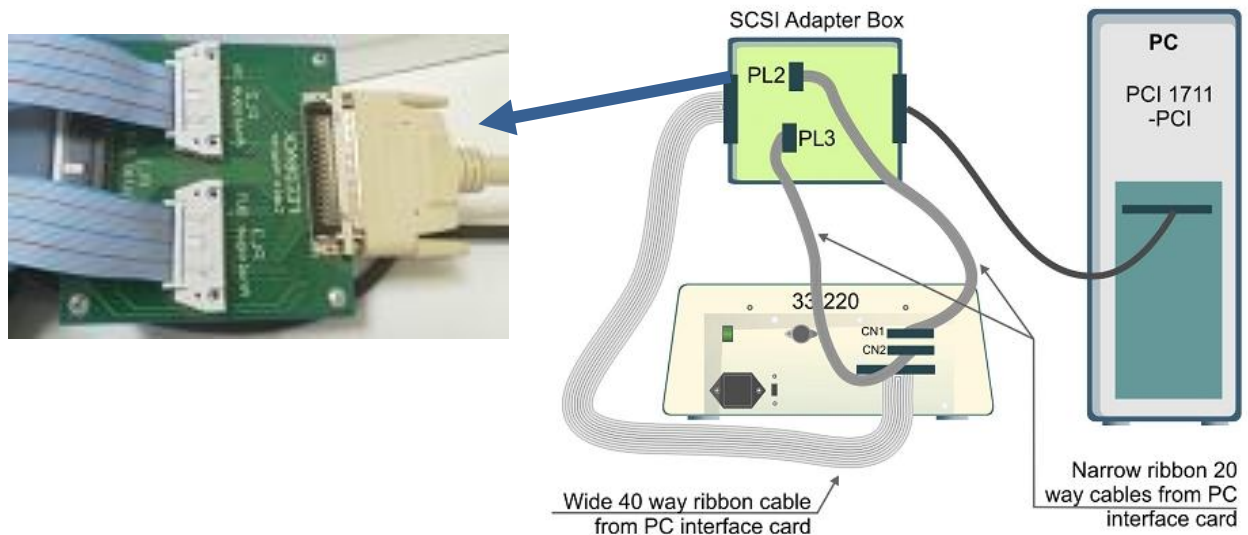


Figure I.16 branchement des différents connecteurs

I.2.4.7 Carte d'acquisition ADVANTECH PCI 1711 [pci-1711] :

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

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



Figure I.17 Carte d'acquisition PCI-1711

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

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

I.2.5 Environnement de développement :

Ce banc d'essai utilise une approche novatrice d'implémentation, qui jouit d'une flexibilité accrue et d'une architecture totalement ouverte, cette approche est appelée HIL pour « **Hardware-Int he-Loop** ». Ou bien « **Rapid Prototyping** ».

Cette approche élimine l'étape entre la synthèse du régulateur en simulation, et son implémentation réelle sur un système embarqué spécialisé. Cette dernière cause des pertes de temps considérables, en testant et en calibrant à nouveau le régulateur implémenté, voici ci-dessous, un petit comparatif entre cette approche et l'approche classique :

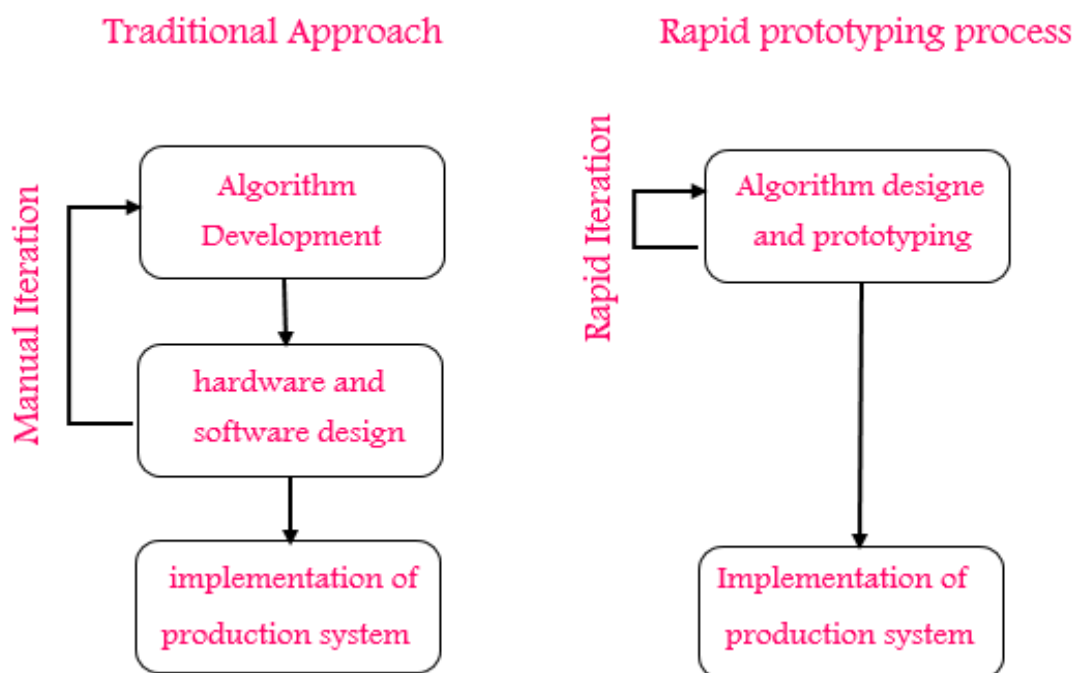


Figure I.18 rapid prototyping VS processus de développement traditionnel

Avec le « hardware-in-the-loop », on teste directement le contrôleur qu'on a synthétisé en simulation sur le système physique réel, avec un simple PC de développement. En effet tous ce qu'on a besoin est :

- un PC standard (pour le développement et pour la commande)
- une carte d'acquisition pour la conversion A/D et D/A
- le système physique à commander
- les logiciels nécessaires

Les logiciels utilisés sont :

- **MATLAB** : il joue le rôle d'une plateforme, où tous les autres composants s'exécutent, c'est l'environnement le plus utilisé dans le monde par les ingénieurs, il fournit plusieurs routines sophistiquées de calculs numériques .
- **SIMULINK** : C'est un langage de haut niveau graphique, avec lequel on programme avec des objets ou blocks, ces objets peuvent être soit des blocks standards de bien des blocks spécialisés écrit par l'utilisateur comme des S-functions
- **REAL TIME WORKSHOP** : c'est le programme le plus important, il génère automatiquement du code source C++ optimisé, à partir du modèle simulink. De plus, ce code est paramétrable pour plusieurs targets (cible) d'implémentation. Dans notre cas le target est un processeur Pentium sous WINDOWS comme système d'exploitation
- **Compilateur C++** : il compile le code généré par real time workshop et fait l'édition des liens pour générer un exécutable qui communique avec la cible d'implémentation (target), dans notre cas, le compilateur est VISUAL C++ 6.0 PRO
- **REAL TIME WINDOWS TARGET** : Dans le cas d'un environnement WINDOWS, ce petit kernel (noyau), est essentiel, son rôle est primordial, il assure le temps réel pour notre régulateur. Car WINDOWS est un OS événementiel donc il n'est pas temps réel. Il s'exécute comme un service résident dans le niveau zéro (mode noyau) et intercepte les interruptions matérielles avant WINDOWS, ensuite, Il communique avec l'exécutable du régulateur et interface avec le système physique à travers la carte d'acquisition. Il contrôle donc le flux de données et de signaux du modèle (maintenant exécutable) vers le système physique et vice versa
- On a besoin aussi, des bibliothèques, ou drivers de la carte d'acquisition, pour les intégrer dans notre programme

Voici ci-dessus un schéma [figure I.19] qui illustre la relation qui existe entre les différents modules :

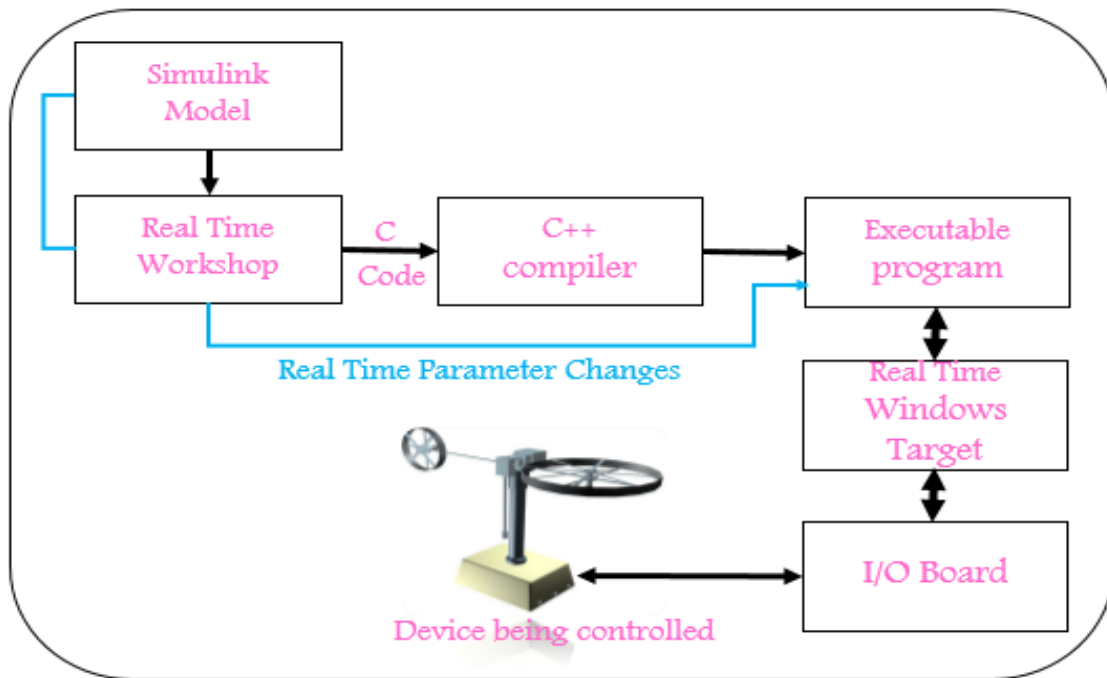


Figure I.19 processus de génération du code exécutable

Et voici un autre schéma [figure I.20] qui illustre les différentes cibles (targets) et les différentes manières dont on peut implémenter notre régulateur :

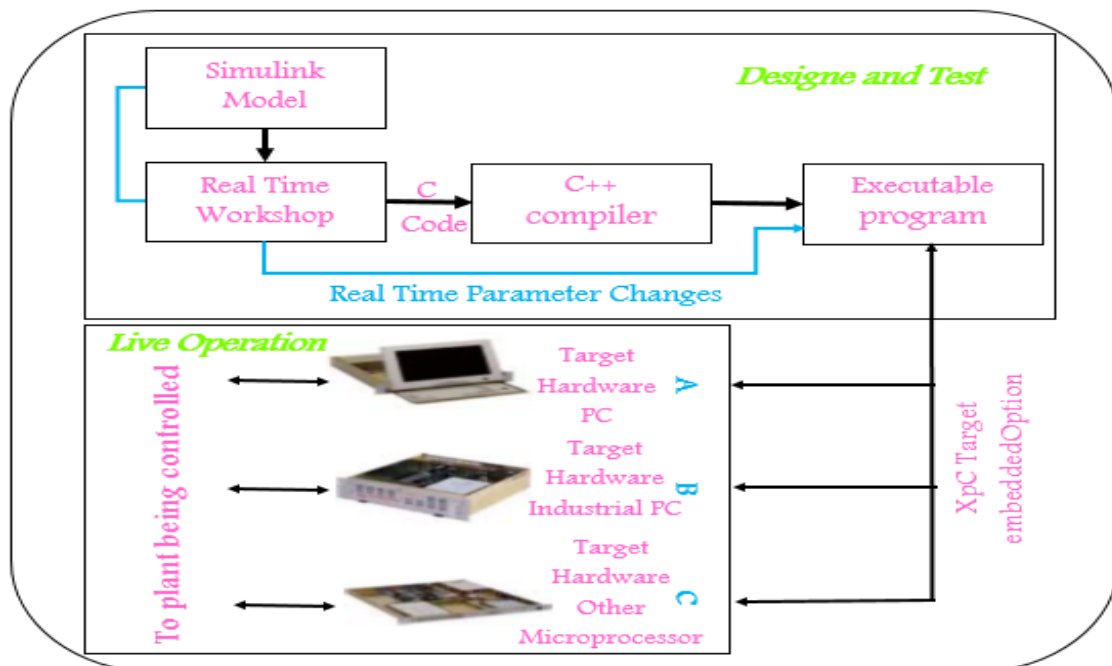


Figure I.20 différentes cibles d'implémentation

Pour passer d'un régulateur simulé (non temps réel) vers un programme temps réel, il suffit juste d'ajouter dans le modèle de simulation sous SIMULINK, les différents blocs des entrées sorties de la carte d'acquisition (ANALOG INPUT, ANALOG OUTPUT, ENCODER CHANNEL ...etc.). Pour notre carte d'acquisition voici la librairie utilisée :

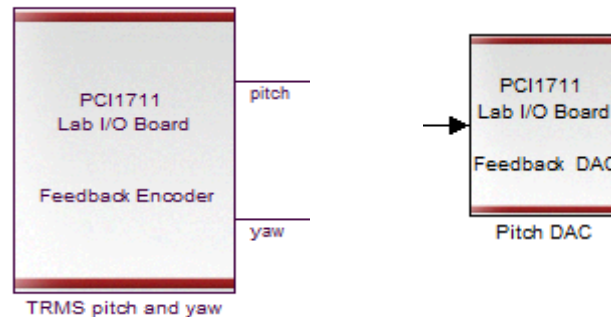


Figure I.21 librairie de la carte d'acquisition

Et voici ci-dessous un exemple complet de commande en temps réel avec MATLAB

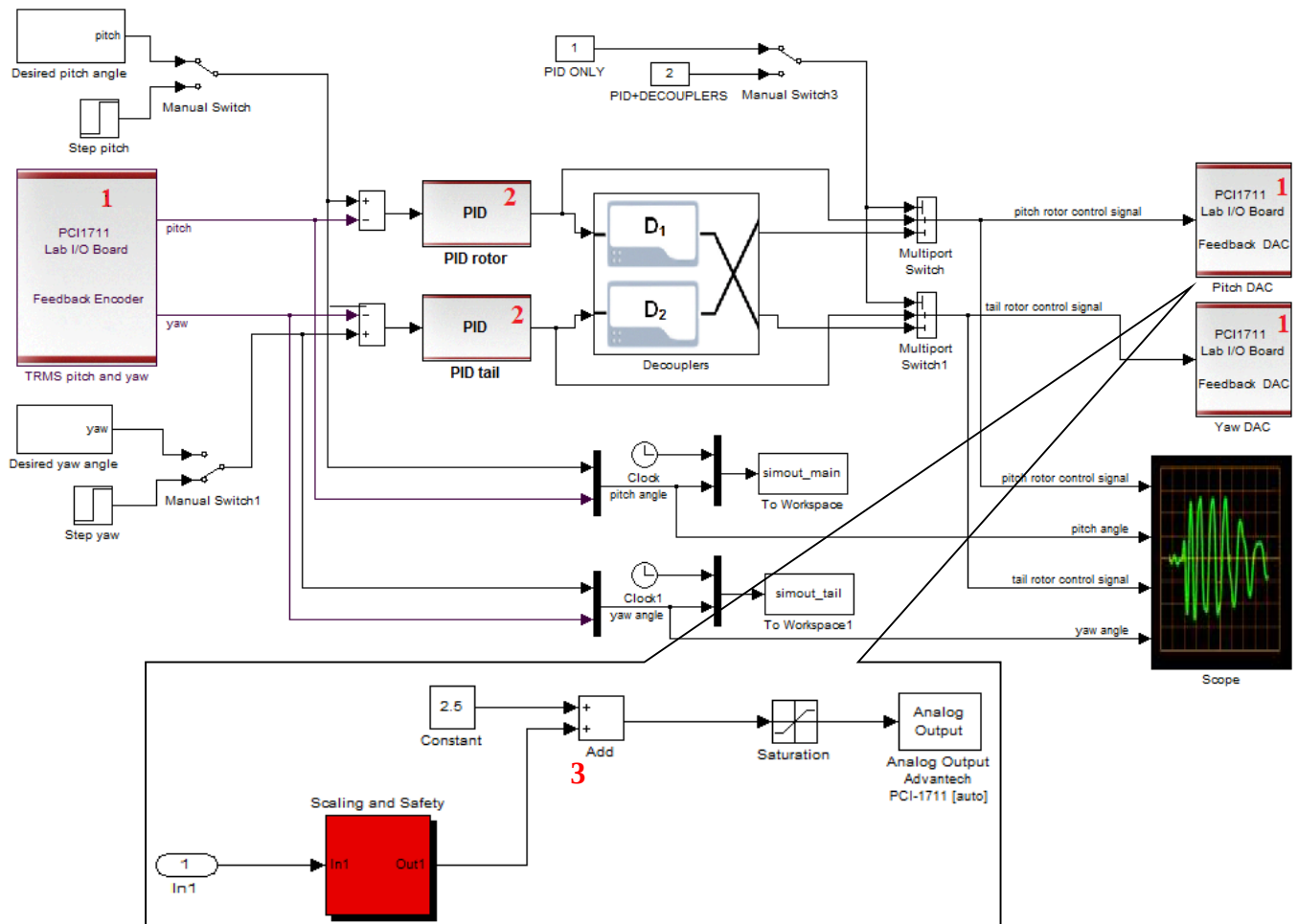


Figure I.22 exemple d'implémentation d'un contrôleur.

N=1 : blocs de communications avec la carte d'acquisition, à gauche les encodeurs et à droite des sorties analogiques (tension de commande).

N=2 : est la partie essentielle qui est le bloc de notre régulateur. Ce bloc peut être écrit par n'importe quel langage, on peut même importer un régulateur déjà écrit et l'implémenté, grâce à l'architecture ouverte de cette approche.

N=3 : blocs de protection des moteurs, car la tension max est de $\pm 2.5V$

Après compilation du programme, il sera indépendant de MATLAB et SIMULINK, néanmoins, on peut utiliser juste SIMULINK comme interface homme machine, pour visualiser et récupérer les signaux [9][10][11][12].

I.3 Modélisation de Simulateur d'hélicoptère

I.3.1 Modèle dynamique :

Le modèle physique est développé sous certaines hypothèses simplificatrices. En premier lieu, on suppose que les dynamiques du sous-système rotor sont représentées par des équations différentielles du premier ordre. De plus, on suppose que les frottements sont de type visqueux, et que le sous-système hélice-air peut être décrit par les lois d'écoulement aérodynamiques[1][8][13].

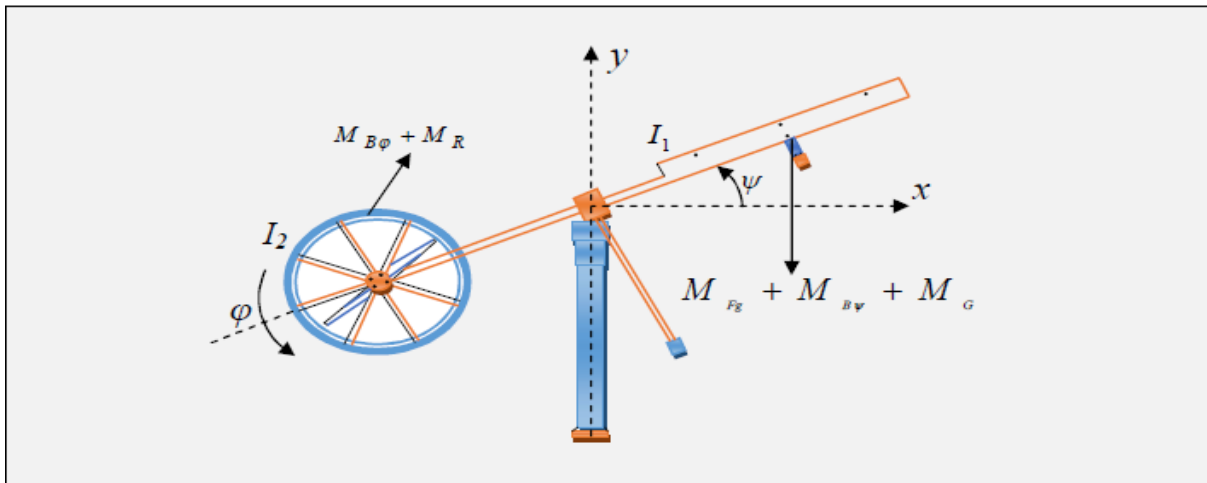


Figure I.23 Configuration du TRMS 33-949S.

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

I.3.1.1 Sous système d'élévation :

D'abord, considérons la rotation de la poutre dans le plan vertical ; c'est-à-dire autour de l'axe horizontal. En appliquant la seconde loi de Newton on obtient :

$$M_v = I_1 \frac{d^2\psi}{dt^2} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$M_v = M_1 - M_{Fg} - M_{B\psi} - M_G \quad (\text{I.2})$$

Les équations de quantité de mouvement suivantes peuvent être dérivées pour le mouvement vertical :

$$I_1 \cdot \ddot{\Psi} = M_1 - M_{Fg} - M_{B\psi} - M_G \quad (\text{I.3})$$

Où :

M_v : Somme des moments dans le plan vertical.

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

ψ : Angle d'élévation de la tige.

M_{Fg} : Moment de la gravitation.

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

M_G : Moment de la force centrifuge.

M_1 : Moment de la force aérodynamique.

Les différents moments de l'équation (2.3) sont donnés par :

$$M_1 = a_1 \tau_1^2 + b_1 \cdot \tau_1 \quad (\text{I.4})$$

$$M_{Fg} = M_g \cdot \sin(\Psi) \quad (\text{I.5})$$

$$M_{B\psi} = B_{1\psi} \cdot \dot{\Psi} \quad (\text{I.6})$$

$$M_G = K_{gy} \cdot M_1 \cdot \dot{\phi} \cdot \cos(\Psi) - K_{gx} \dot{\phi}^2 \sin(2\Psi) \quad (\text{I.7})$$

Avec :

τ_1 : Couple délivré par le rotor principal (vertical).

a_1 Et b_1 : Sont des paramètres caractérisant le moment de la force aérodynamique M_1 .

M_g : Dynamique de gravité.

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

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

φ : L'angle d'azimut.

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

$$\tau_1(s) = \frac{k_1}{T_{11}s + T_{10}} \cdot u_1(s) \quad (\text{I.8})$$

Où :

K_1 Est le gain du moteur (M1), T_{11} et T_{10} sont des constantes liées au moteur (M1) et u_1 est l'entrée de commande du moteur (M1).

I.3.1.2 Sous système d'azimut :

De la même façon, on peut décrire le mouvement de la tige autour de l'axe vertical. Le mouvement horizontal peut être décrit comme étant un mouvement de rotation d'un solide :

$$M_h = I_2 \frac{d^2\varphi}{dt^2} \quad (\text{I.9})$$

Avec :

$$M_h = M_2 - M_{B\varphi} - M_R \quad (\text{I.10})$$

De même, le mouvement horizontal est décrit par :

$$I_2 \cdot \ddot{\varphi} = M_2 - M_{B\varphi} - M_R \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$$M_2 = a_2 \tau_2^2 + b_2 \cdot \tau_2 \quad (\text{I.12})$$

$$M_{B\varphi} = B_{1\varphi} \cdot \dot{\varphi} \quad (\text{I.13})$$

Où :

M_h : Somme des moments dans le plan horizontal.

I_2 : Somme des moments d'inertie par rapport à l'axe vertical.

M_2 : Moment de la force aérodynamique.

$M_{B\varphi}$: Moment de friction.

τ_2 : Couple délivré par le rotor secondaire (horizontal).

a_2 Et b_2 : Sont des paramètres caractérisant le moment de la force aérodynamique M_2 .

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

M_R : est la dynamique de réaction croisée, elle est approchée par:

$$M_R(s) = \frac{K_c(T_0s+1)}{T_p s+1} \cdot M_1 \quad (\text{I.14})$$

Où :

K_c Est le gain de la réaction de l'élan et T_0 et T_p sont des paramètres de la réaction de l'élan.

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

$$\tau_2(s) = \frac{k_2}{T_{21}s+T_{20}} \cdot u_2(s) \quad (\text{I.15})$$

Avec :

k_2 Est gain du moteur (M2), T_{21} et T_{20} sont des constantes liées au moteur (M2) et u_2 est l'entrée de commande du moteur (M2).

Le modèle dynamique du TRMS 33-949S est donné par :

I.3.2 Le modèle couplé :

$$\begin{cases} \ddot{\Psi} = \frac{1}{I_1} \{ -M_g \cdot \sin(\Psi) - B_{1\psi} \cdot \dot{\Psi} + K_{gx} \dot{\phi}^2 \cdot \sin(2\Psi) + (a_1 \tau_1^2 + b_1 \tau_1) (1 - K_{gy} \cdot \dot{\phi} \cos(\Psi)) \} \\ \ddot{\phi} = \frac{1}{I_2} \left\{ -B_{1\varphi} \dot{\phi} - \frac{K_c(T_0s+1)}{T_p s+1} (a_1 \tau_1^2 + b_1 \tau_1) + a_2 \tau_2^2 + b_2 \tau_2 \right\} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Le modèle couplé après de l'étude en présente :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Psi}{dt} = \dot{\Psi} \\ \frac{d\dot{\Psi}}{dt} = \frac{1}{I_1} [-M_g \sin(\Psi) - B_{1\psi} \dot{\Psi} + K_{gx} \dot{\phi}^2 \sin(2\Psi) + (a_1 \tau^2_1 + b_1 \tau)(1 - K_{gy} \dot{\phi} \cos(\Psi))] \\ \frac{d\tau_1}{dt} = \frac{K_1}{T_{11}} U_1(t) - \frac{T_{10}}{T_{11}} \\ \frac{d\phi}{dt} = \dot{\phi} \\ \frac{d\dot{\phi}}{dt} = \frac{1}{I_2} \left[-B_{1\phi} \dot{\phi} - \frac{K_c(T_0 S + 1)}{T_p S + 1} (a_1 \tau^2_1 + b_1 \tau_1) + a_2 \tau^2_2 + b_2 \tau_2 \right] \\ \frac{d\tau_2}{dt} = \frac{K_2}{T_{21}} U_2(t) - \frac{T_{20}}{T_{21}} \tau_2 \end{array} \right. \quad (\text{I.17})$$

Alors en choisissant comme :

- Entrée : $U = [U_\psi \ U_\phi]$
- Vecteur d'état : $X = [\Psi \ \dot{\Psi} \ \tau_1 \ \phi \ \dot{\phi} \ \tau_2]^T$
- Sortie : $Y = [\Psi \ \phi]^T$

On obtient le modèle d'état ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{I_1} [-M_g \sin(x_1) - B_{1\psi} x_2 + K_{gx} x_5^2 \sin 2x_1 + (a_1 x_3^2 + b_1 x_3)(1 - K_{gy} b_1 \cos x_1 x_3 x_5)] \\ \dot{x}_3 = -\frac{T_{10}}{T_{11}} x_3 + \frac{K_{11}}{T_{11}} U_\psi \\ \dot{x}_4 = x_5 \\ \dot{x}_5 = \frac{1}{I_2} \left[-B_{1\phi} x_5 + a_2 x_6^2 + b_2 x_6 - b_1 \frac{K_c(T_0 S + 1)}{(T_p S + 1)} x_3 - a_1 \frac{K_c(T_0 S + 1)}{(T_p S + 1)} x_3^2 \right] \\ \dot{x}_6 = -\frac{T_{20}}{T_{22}} x_6 + \frac{K_{22}}{T_{22}} U_\phi \end{array} \right. \quad (\text{I.18})$$

Les paramètres de ce modèle ont été choisis plus ou moins expérimentalement, ce qui rend en fait le modèle non linéaire du TRMS 33-949S un modèle semi phénoménologique. Le tableau II.1 donne les valeurs des différents paramètres du modèle du TRMS 33-949S.

<i>Définition</i>	<i>Symbole</i>	<i>Valeur</i>
Moment d'inertie du rotor vertical	I_1	0.068 Kg.m ²
Moment d'inertie du rotor horizontal	I_2	0.02 Kg.m ²
Paramètre caractéristique statique	a_1	0.0135
Paramètre caractéristique statique	b_1	0.0924
Paramètre caractéristique statique	a_2	0.02
Paramètre caractéristique statique	b_2	0.09
Dynamique de gravité	M_g	0.32 N.m
Paramètre de la fonction de friction dynamique	$B_{1\psi}$	0.006 N.m.s/rad
Paramètre de la fonction de friction dynamique	$B_{1\phi}$	0.1 N.m.s/rad
Paramètre d'inertie gyroscopique	K_{gy}	0.05 s/rad
Le gain du Moteur 1	K_{11}	1.1
Le gain du Moteur 2	K_{22}	0.8
constante liée au moteur 1	T_{11}	1.1
constante liée au moteur 1	T_{10}	1
constante liée au moteur 2	T_{21}	1
constante liée au moteur 2	T_{22}	1
paramètre de la réaction de l'élan	T_P	2
paramètre de la réaction de l'élan	T_0	3.5
Le gain de la réaction de l'élan	K_C	-0.2

Tableau II.1 Paramètres du modèle de TRMS 33-949S

La figure I.24 présente un schéma bloc du TRMS 33-949S :

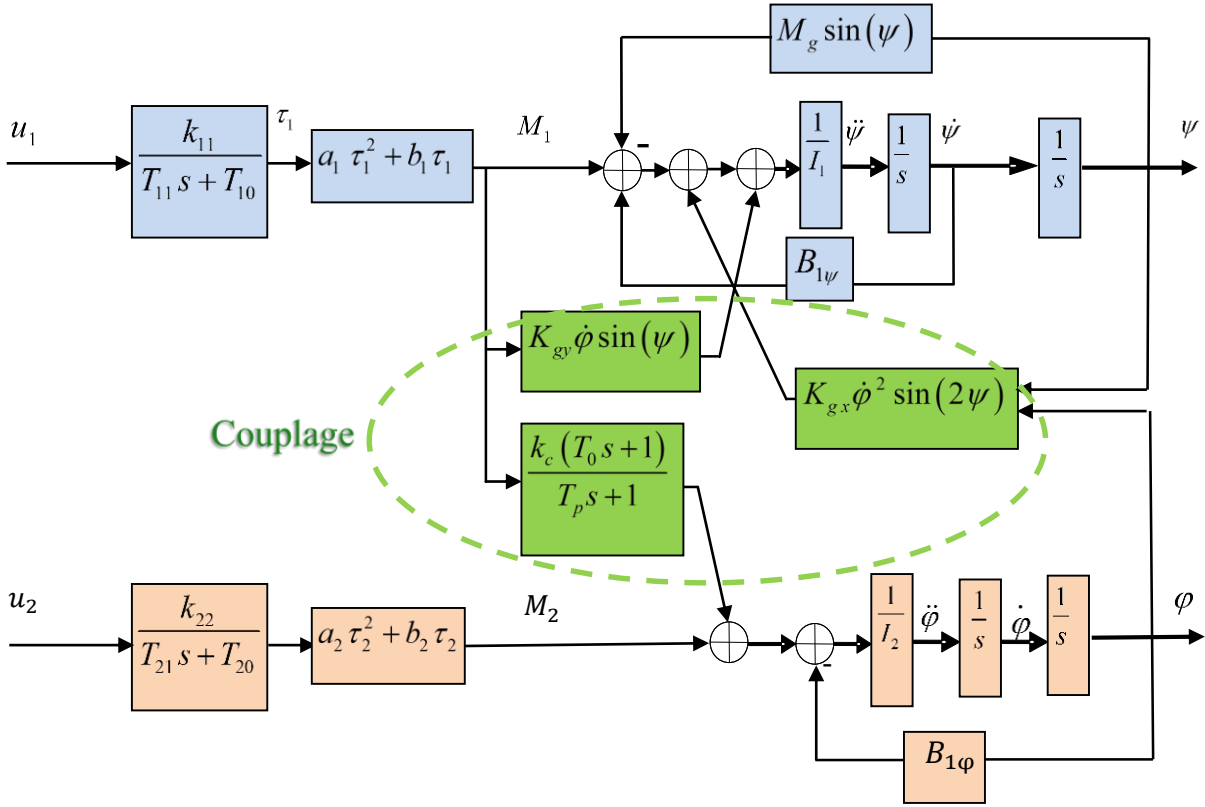


Figure I.24 Schéma bloc du système TRMS 33-949.

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 chacun ayant 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 ϕ , et en posant $U_2 = 0$. On choisit le vecteur d'état suivant :

$$X = [\Psi \quad \dot{\Psi} \quad \tau_1]$$

La représentation d'état est alors :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{I_1} [-M_g \sin(x_1) - B_{1\psi} x_2 + a_1 x_3^2 + b_1 x_3] \\ \dot{x}_3 = -\frac{T_{10}}{T_{11}} x_3 + \frac{K_{11}}{T_{11}} U_\psi \end{cases} \quad (I.19)$$

I.3.3.2 Modèle 1DDL horizontal :

De la même façon que pour le modèle vertical, dans le modèle couplé on pose $U_1 = 0$.

Et on choisit (II.21) comme vecteur d'état $X = [\varphi \ \dot{\varphi} \ \tau_2]$.

Le modèle horizontal est ainsi :

$$\begin{cases} \dot{x}_4 = x_5 \\ \dot{x}_5 = \frac{1}{I_2} [-B_{1\varphi} x_5 + a_2 x_6^2 + b_2 x_6] \\ \dot{x}_6 = -\frac{T_{20}}{T_{22}} x_6 + \frac{K_{22}}{T_{22}} U_\varphi \end{cases} \quad (I.20)$$

I.3.4 Réponse en boucle ouverte:

Voici ci-dessous la réponse du système en boucle ouverte

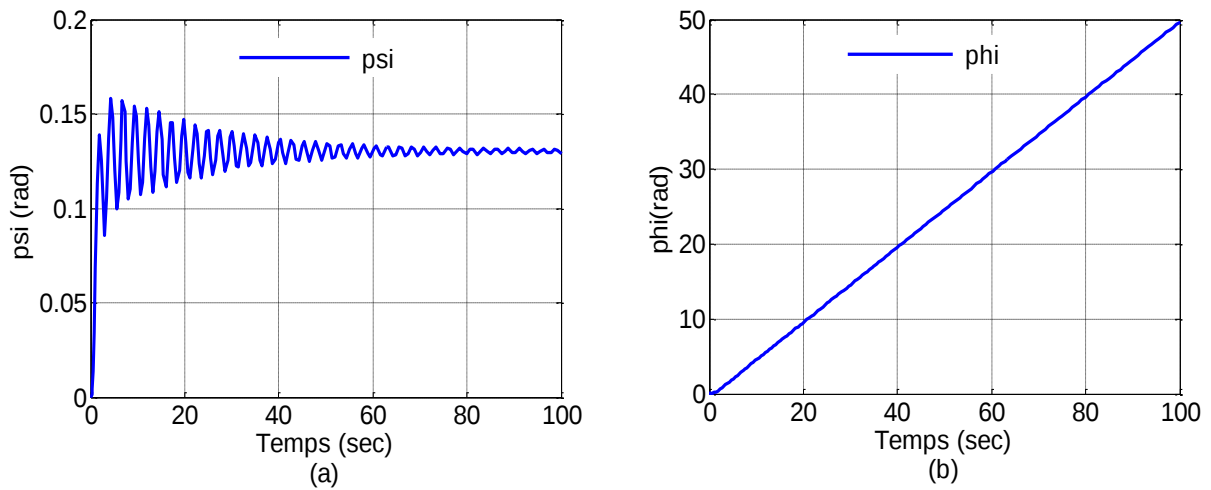


Figure I.25 Réponse du système pour $U_1 = U_2 = 0.5$ avec $\Psi_0 = \varphi_0 = 0$.

I.4 Conclusion :

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

CHAPITRE II

*Commande A Structure Variable
Appliquée Au Simulateur De Vol
D'hélicoptère*

II.1 Introduction :

Généralement, la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commande classiques, par exemple PID, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations.

Les lois de la commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique, La commande à structure variable consiste à amener la trajectoire d'état du système bouclé vers une surface de glissement et de faire commuter autour de cette surface jusqu' au point d'équilibre[14].

Dans ce chapitre, La commande ont été synthétisée est appliquée sur le système TRMS. Des résultats de simulations aussi poursuite de trajectoires seront présentés.

II.2 Système a structure variable :

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est conduite vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est forcée à rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée **surface de glissement** et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [15].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

1. **Le 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 $s(x, y) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
2. **Le 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 le choix de la surface de glissement $s(x, y) = 0$.

3. **Le mode du régime permanent (MRP) :** Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [16].

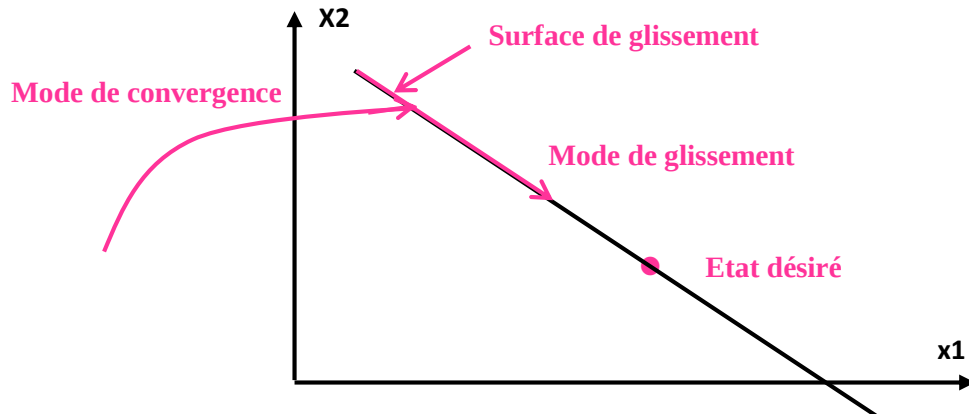


Figure II.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase [17].

II.3 Théories des modes glissants :

La théorie des systèmes sliding mode, est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

- Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois que le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré .
- Définition d'une loi de commande qui conduit le système jusqu'à cette région de l'espace d'état [18].

Comme il a été présenté précédemment, la commande par mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante:

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

Les champs de vecteur U^+, U^- sont définis par :

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

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

La surface de commutation S_0 est défini comme suit

$$S_0 = \frac{X(t)}{S(x, t)} = 0 \quad (\text{II .3})$$

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

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

- ✓ La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation.
- ✓ La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+)
- ✓ La troisième configuration (Figure II.2) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation, et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé « mode de glissement ».

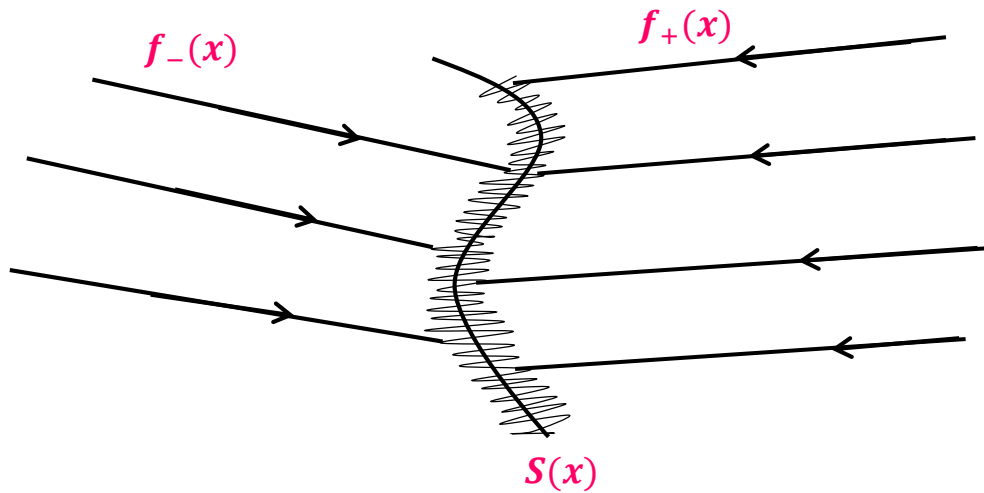


Figure II.2 : Trajectoires de f^+ et f^- de pour le mode de glissement.

II.4 conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Choix des surfaces de glissement.
2. Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
3. Détermination de la loi de commande.

II.4 .1 Choix des surfaces de glissement :

Comme on a déjà parler Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{g}(\mathbf{x}, t) \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}^T \mathbf{x} \quad \mathbf{y} \in \mathbf{R}^m \end{cases} \quad (\text{II .4})$$

Le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande « $\mathbf{u}$ », Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (convergence de la variation d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface $S(\mathbf{x})$ représente le comportement dynamique désiré du système. **J.J SLOTINE** propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(\mathbf{x}) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(\mathbf{x}) \quad (\text{II .5})$$

Avec :

$e(\mathbf{x})$: L'écart de la variation à régler :

$$e(\mathbf{x}) = x_{ref} - x \quad (\text{II .6})$$

λ_x : Est un scalaire qui représente la pente de la surface de glissement, cette dernière est obtenue pour un système du deuxième ordre lorsque : $S(\mathbf{x}, t)=0$

$\mathbf{r}$: Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver le sorite pour faire apparaître la commande.

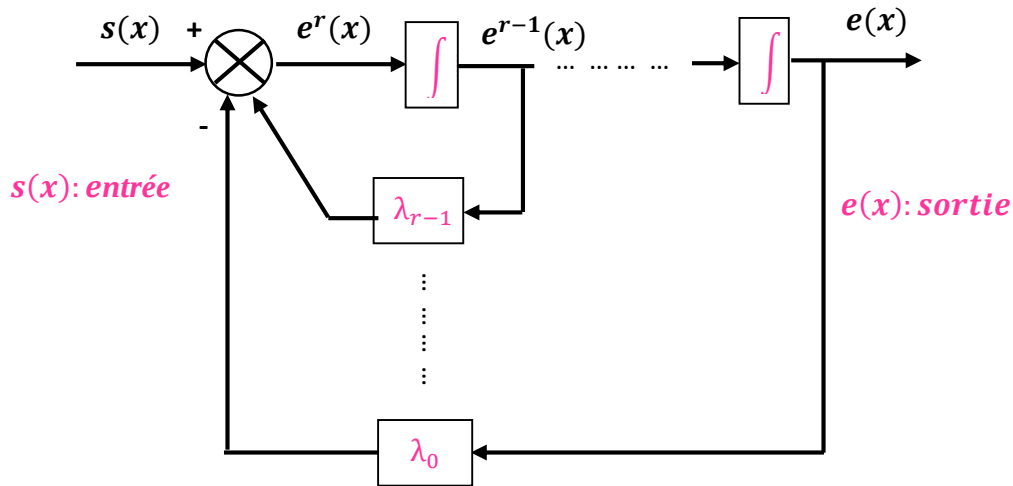


Figure II.3 : Linéarisation exacte de l'écart.

Pour : $r=1$ $S(x) = e(x)$

Pour : $r=2$ $S(x) = \dot{e}(x) + \lambda_x e(x)$ (II .7)

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

$S(x)=0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est : $e(x)=0$

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de **garder $S(x)$ à zéro**. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart (Figure II.2) a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

II.4 .2 condition de convergence :

Les conditions de convergences permettent à la dynamique du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système

II.4 .2 .1 fonction direct de commutation :

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

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

II.4 .2 .2 Fonction de LYAPUNOV :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e.) $\dot{V}(x) < 0$. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

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

Et sa dérivée par :

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

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{II .11})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par: $S(x)^2$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (**Figure II.4**). Cette condition suppose un régime glissant idéal [14].

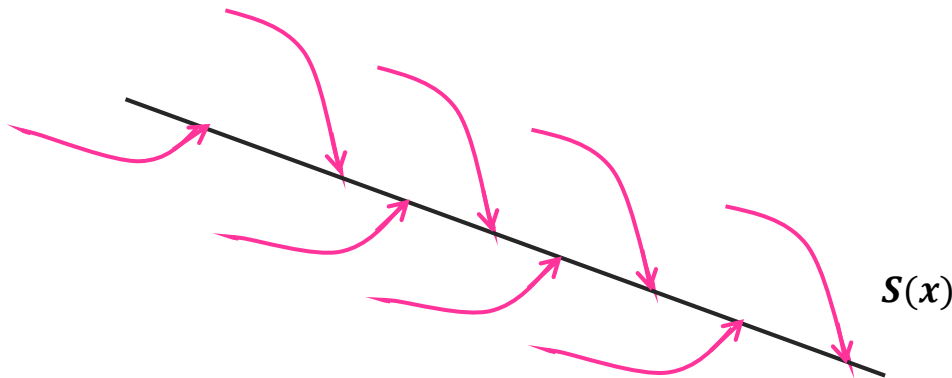


Figure II.4 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

II.4. 3 Calcul de la commande :

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

linéarisation exacte et une autre dite stabilisante. Nous posons donc :

$$U = U_{eq} + U_{\eta} \quad (\text{II .12})$$

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

$$U_{\eta} = -K_u \text{signe}(S) \quad (\text{II .13})$$

Le choix de la constante K_u est **très influent**. Car si la constante K_u est très petite, le temps de réponse est trop long et si elle est trop grande, des oscillations de très hautes fréquences appelées phénomène de chattering, apparaissent dans le mode de glissement et qui sont éliminées par une des solutions qui consistent à imposer une variation de la valeur de la commande en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement [19].

II.4.4 Elimination du phénomène du broutement (chattering) :

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering car il peut endommager les actionneurs par des oscillations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système (voir **Figure II.5**).

En pratique, de telles oscillations sont quelque fois indésirables car elles peuvent dégrader les performances du système et même le déstabiliser [20].

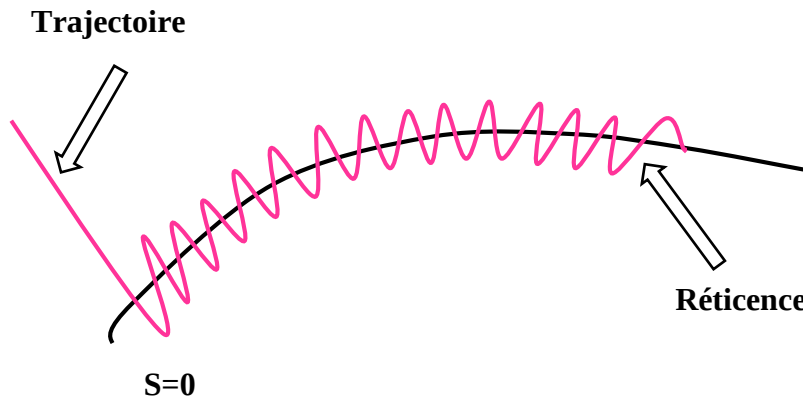
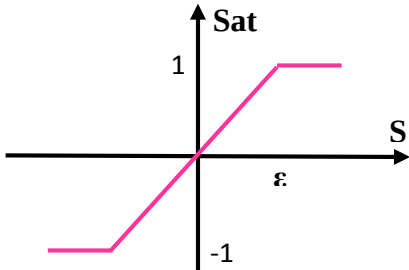
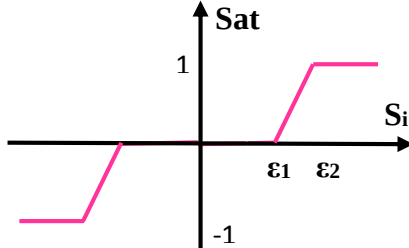
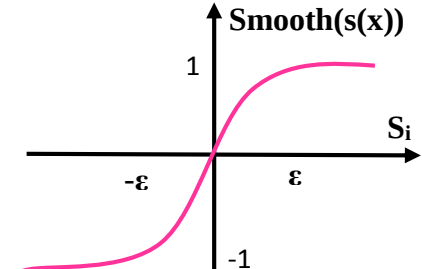


Figure II.5 : phénomène de réticence.

Afin d'éliminer ou au moins réduire ce phénomène comme il montre le tableau ci-dessous :

La fonction	La définition
	$\begin{cases} \text{sat}(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ \text{sat}(S) = -1 & \text{si } S < \mu \\ \text{sat}(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } S < \mu \end{cases}$
	$\begin{cases} 0 & \text{si } S < \varepsilon_1 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < S < \varepsilon_2 \\ \text{sign}(S) & \text{si } S > \varepsilon_2 \end{cases}$
	$\begin{aligned} \text{Smooth}(S(x)) &= \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \\ &= \frac{S(x)}{ S(x) + \varepsilon} \end{aligned}$

TableauII.1 : fonction permettant de réduire le phénomène de chattering.

Il y a d'autres méthodes qui permettent de réduire l'effet du chattering :

1-**Utiliser des commandes à gain décroissant** définies par $U = -K|S|^\alpha \text{signe}(S)$ où la commande diminue en amplitude à mesure que l'on s'approche de la surface de glissement. Aussi, pour cette méthode la précision, la robustesse et le temps de réponse sont dégradés.

2-**Les modes glissants d'ordre supérieur** (higher order sliding en anglais) Cette Méthode récente a été introduite dans les années 80. Elle consiste à introduire de nouvelles dynamiques dans la commande ainsi que le problème de discontinuité dû à l'élément de commutation est déplacé sur les dérivées d'ordre supérieur de la commande.

3-Les techniques de l'intelligence computationnelle Trois techniques principales de l'intelligence computationnelle ont été combinées avec la commande sliding mode :

- ✓ la logique floue
- ✓ les réseaux de neurones
- ✓ les algorithmes évolutionnaires en particulier les algorithmes génétiques [21].

II.4.5 Domaine d'application du réglage par mode glissant :

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des **commandes hydraulique ou pneumatiques**, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables : ou complètement ouvertes ou fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10 Hz. Les entraînements électriques pour les **machines électriques, ou robots**, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation). Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : **les processus chimique et métallurgiques**, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions.

II.4.6 Les avantages de commande par mode glissant :

Le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages qui sont :

- ✓ imprécision et variation de paramètres : **problème d'identification.**
- ✓ Simplification du modele dynamique du système : **probleme de modélisation.**
- ✓ Robustesse, rejant la perturbation.
- ✓ On peut etendre la technique a des surfaces autres que des droites, de dimension quelconques, et a des intersections d'autant de telles surfaces qu'on a des commande disponibles [20].

II.5 Application de la commande par mode glissant au TRMS :

Avant l'application d'une technique de commande à un système complexe il faut choisir entre deux stratégies de commande : la commande centralisée, ou la commande décentralisée. Dans ce choix, on doit s'appuyer sur les critères suivants : réalisabilité de la commande, temps de calcul et ordre du régulateur. L'utilisation de la commande centralisée nécessite une bonne connaissance du système, donc un temps de calcul très grand. Par contre, l'utilisation de la commande décentralisée facilite la synthèse et donne des lois de commandes non gourmandes en temps de calcul [12].

Le système global (le TRMS) sera décomposé en deux sous-systèmes (vertical et horizontal), chacun d'eux est commandé indépendamment de l'autre (**figure II.6**). Les interconnexions seront considérées comme étant des perturbations.

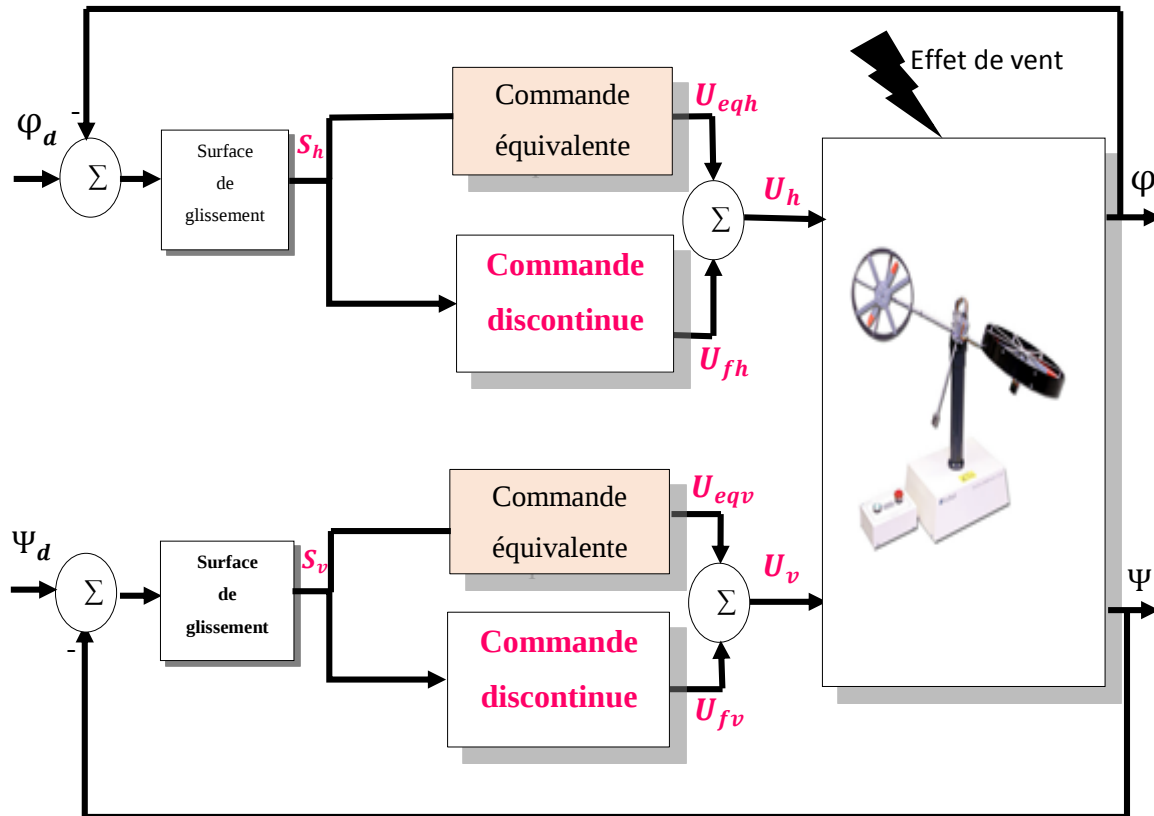


Figure II.6 : Schéma bloc de la commande par mode glissant appliquée à l'hélicoptère a deux degrés de liberté (TRMS).

D'après les équations (I.17) et (I.18), nous obtenons pour le sous-système vertical et le sous-système horizontal les représentations d'état suivantes :

Sous-système vertical :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{I_1} [-M_g \sin(x_1) - B_{1\psi} x_2 + a_1 x_3^2 + b_1 x_3] \\ \dot{x}_3 = -\frac{T_{10}}{T_{11}} x_3 + \frac{K_{11}}{T_{11}} U_\psi \end{cases} \quad (\text{II .14})$$

Sous-système horizontal :

$$\begin{cases} \dot{x}_4 = x_5 \\ \dot{x}_5 = \frac{1}{I_2} [-B_{1\varphi} x_5 + a_2 x_6^2 + b_2 x_6] \\ \dot{x}_6 = -\frac{T_{20}}{T_{22}} x_6 + \frac{K_{22}}{T_{22}} U_\varphi \end{cases} \quad (\text{II .15})$$

Les lois de commande synthétisées pour chaque sous-système vertical et horizontal, en utilisant les surfaces de glissement proposées ci-dessus, assurent la stabilité au sens de Lyapunov.

1-Choix de surface de glissement :

1-1 Calcul du degré relatif

$$y = x_1$$

$$\begin{cases} \dot{y} = \dot{x}_1 = x_2 \\ \ddot{y} = \ddot{x}_1 = \dot{x}_2 = \frac{1}{I_1} [-M_g \sin(x_1) - B_{1\psi} x_2 + a_1 x_3^2 + b_1 x_3] \\ \dddot{y} = \dddot{x}_1 = \ddot{x}_2 = \frac{1}{I_1} [-M_g \dot{x}_1 \sin(x_1) - B_{1\psi} \dot{x}_2 + 2a_1 x_3 \dot{x}_3 + b_1 \dot{x}_3] \end{cases} \quad (\text{II .16})$$

Et on a :

$$\dot{x}_3 = -\frac{T_{10}}{T_{11}} x_3 + \frac{K_{11}}{T_{11}} U_\psi \quad (\text{II .17})$$

La commande apparente alors $r = 3$

$$\text{Et on a :} \quad e(x) = x_1 - x_{1d} \quad (\text{II .18})$$

Donc et selon slotin la surface de ce sous-système 1 défini comme suit

$$S_v(x) = \ddot{e}(x) + 2\lambda_v \dot{e}(x) + \lambda_v^2 e(x) \quad (\text{II .19})$$

$$y = x_4$$

$$\begin{cases} \dot{y} = \dot{x}_4 = x_5 \\ \ddot{y} = \ddot{x}_4 = \dot{x}_5 = \frac{1}{I_2} [-B_{1\varphi} x_5 + a_2 x_6^2 + b_2 x_6] \\ \dddot{y} = \dddot{x}_4 = \ddot{x}_5 = \frac{1}{I_2} [-B_{1\varphi} x_5 \dot{x}_5 + 2a_2 x_6 \dot{x}_6 + b_2 \dot{x}_6 x_6] \end{cases} \quad (\text{II .20})$$

Et on a :

$$\dot{x}_6 = -\frac{T_{20}}{T_{22}} x_6 + \frac{K_{22}}{T_{22}} U_\varphi \quad (\text{II .21})$$

La commande apparente alors $r = 3$

$$\text{Et on a :} \quad e(x) = x_4 - x_{4d} \quad (\text{II .22})$$

Donc et selon slotin la surface de sous-système 2 défini comme suit

$$S_h(x) = \ddot{e}(x) + 2\lambda_h \dot{e}(x) + \lambda_h^2 e(x)$$

En résumé :

$$\begin{cases} S_v(x) = \ddot{e}(x) + 2\lambda_v \dot{e}(x) + \lambda_v^2 e(x) \\ S_h(x) = \ddot{e}(x) + 2\lambda_h \dot{e}(x) + \lambda_h^2 e(x) \end{cases} \quad \lambda_v, \lambda_h > 0 \quad (\text{II .23})$$

2-Calcul de la commande équivalente :

Sous-système vertical :

On dériver (II .22) :

$$\begin{cases} \dot{S}_v(x) = 2\lambda_v \dot{e}(x) + \lambda_v^2 \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \\ \dot{S}_v(x) = 2\lambda_v \ddot{e}(x) + \lambda_v^2 \dot{e}(x) + (\ddot{x}_1 - \ddot{x}_{1d}) \\ \dot{S}_v(x) = 2\lambda_v \ddot{e}(x) + \lambda_v^2 \dot{e}(x) - \ddot{x}_{1d} + \frac{1}{I_1} [-M_g \dot{x}_1 \sin(x_1) - B_{1\psi} \dot{x}_2 + 2a_1 x_3 \dot{x}_3 + b_1 \dot{x}_3] \end{cases} \quad (\text{II .24})$$

Remplaçons $\dot{x}_3$ et $\dot{x}_1$ par leurs valeurs dans (II .23), on trouve :

$$\begin{cases} \dot{S}_v(x) = 2\lambda_v \ddot{e}(x) + \lambda_v^2 \dot{e}(x) - \ddot{x}_{1d} + \frac{1}{I_1} [-M_g \dot{x}_1 \sin(x_1) - B_{1\psi} \dot{x}_2 \\ \quad + \dot{x}_3 (2a_1 x_3 + b_1)] \\ \dot{S}_v(x) = 2\lambda_v \ddot{e}(x) + \lambda_v^2 \dot{e}(x) - \ddot{x}_{1d} + \frac{1}{I_1} [-M_g \dot{x}_1 \sin(x_1) - B_{1\psi} \dot{x}_2 \\ \quad + (-\frac{T_{10}}{T_{11}} x_3 + \frac{K_{11}}{T_{11}} U_\psi)(2a_1 x_3 + b_1)] \end{cases} \quad (\text{II .25})$$

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

$$\begin{aligned} U_{\text{eqv}} = & \frac{T_{11} I_1}{K_{11}(2a_1 x_3 + b_1)} [2\lambda_v \ddot{e}(x) - \lambda_v^2 \dot{e}(x) + \ddot{x}_{1d} - \frac{1}{I_1} (-M_g \dot{x}_1 \sin(x_1) + B_{1\psi} \dot{x}_2 \\ & + \frac{T_{10}}{T_{11}} x_3^2 + \frac{T_{10} b_1}{T_{11}} x_3)] \end{aligned} \quad (\text{II .26})$$

Sous système horizontal :

On dériver (II .22)

$$\begin{cases} \dot{S}_h(x) = 2\lambda_h \ddot{x}(x) + \lambda_h^2 \dot{x}(x) + \ddot{x}(x) \\ \dot{S}_h(x) = 2\lambda_h \ddot{x}(x) + \lambda_h^2 \dot{x}(x) + (\ddot{x}_4 - \ddot{x}_{4d}) \\ \dot{S}_h(x) = 2\lambda_h \ddot{x}(x) + \lambda_h^2 \dot{x}(x) - \ddot{x}_{4d} + \frac{1}{I_2} [-B_{1\varphi} \dot{x}_5 + 2a_2 x_6 \dot{x}_6 + b_2 \dot{x}_6] \end{cases} \quad (\text{II .27})$$

$$\begin{cases} \dot{S}_h(x) = 2\lambda_h \ddot{x}(x) + \lambda_h^2 \dot{x}(x) - \ddot{x}_{4d} + \frac{1}{I_2} [-B_{1\varphi} \dot{x}_5 + 2a_2 x_6 \dot{x}_6 + b_2 \dot{x}_6] \\ \dot{S}_h(x) = 2\lambda_h \ddot{x}(x) + \lambda_h^2 \dot{x}(x) - \ddot{x}_{4d} + \frac{1}{I_2} [-B_{1\varphi} \dot{x}_5 (-\frac{T_{20}}{T_{22}} x_6 + \frac{K_{22}}{T_{22}} U_\varphi) (2a_2 x_6 + b_2)] \end{cases} \quad (\text{II .28})$$

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

$$U_{eqh} = \frac{T_{22} I_2}{K_{22}(2a_2 x_6 + b_2)} [2\lambda_h \ddot{x}(x) - \lambda_h^2 \dot{x}(x) + \ddot{x}_{4d} - \frac{1}{I_2} (B_{1\varphi} \dot{x}_5 + \frac{T_{20} 2a_2}{T_{22}} x_6^2 + \frac{T_{20} b_2}{T_{22}} x_6)] \quad (\text{II .29})$$

3- L'attractivité :

La condition de convergence est :

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

Soit la commande

$$U_{\eta i} = -K_i \text{signe}(S) \quad \text{Avec } i (v, h) \quad (\text{II .31})$$

La loi de commande globale est alors :

$$U = U_{eqi} + U_{\eta i} \quad (\text{II .32})$$

$$\dot{S} = -K_i \text{signe}(S) \quad (\text{II .33})$$

Multiplions (II .32) par S

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

Ce qui vérifie la condition de convergence

En somme, Les lois de commandes finales sont :

$$U_i = U_{eqi} + U_{\eta i}$$

Les lois de commande assurant la stabilité au sens de Lyapunov se présentent comme suit :

$$\begin{cases} U_v = \frac{T_{11} I_1}{K_{11}(2a_1 x_3 + b_1)} [-2\lambda_v \ddot{e}(x) - \lambda_v^2 \dot{e}(x) + \ddot{x}_{1d} + \frac{1}{I_1} (+M_g \dot{x}_1 \cos(x_1) + B_{1\psi} \dot{x}_2 \\ \quad + \frac{T_{10} 2a_1}{T_{11}} x_3^2 + \frac{T_{10} b_1}{T_{11}} x_3)] - K_v \text{signe}(S) \\ U_h = \frac{T_{22} I_2}{K_{22}(2a_2 x_6 + b_2)} [-2\lambda_h \ddot{e}(x) - \lambda_h^2 \dot{e}(x) + \ddot{x}_{4d} + \frac{1}{I_2} (B_{1\varphi} \dot{x}_5 + \frac{T_{20} 2a_2}{T_{22}} x_6^2 + \frac{T_{20} b_2}{T_{22}} x_6)] \\ \quad - K_h \text{signe}(S) \end{cases} \quad (\text{II. 35})$$

II.6 Résultat de simulation :

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation concernant l'application de la loi de commande par mode de glissement synthétisée précédemment. Ces résultats ont été obtenus en utilisant le modèle mathématique du TRMS couplés, nous avons utilisé les valeurs des paramètres du modèle présentées dans le tableau I.1.

Les figures ci-dessous représente les Réponses du système et signaux de commande, (a, c) pour le sous-système vertical, (b, d) pour le sous-système horizontal.

La simulation a donné de bons résultats de poursuite de trajectoire de référence (erreurs presque nul $5*10^{-3}, 7*10^{-4}$), des valeurs de dépassement maximales admissibles et un temps de réponse d'environ 2.5 sec (ceci est acceptable par rapport à la nature des systèmes aéronautiques). Cependant on remarque que les commande appliqués au TRMS sont des signaux de hautes fréquences, ce qui considéré comme un inconvénient de cette commande.

II.6.1 Test de poursuite de trajectoire :

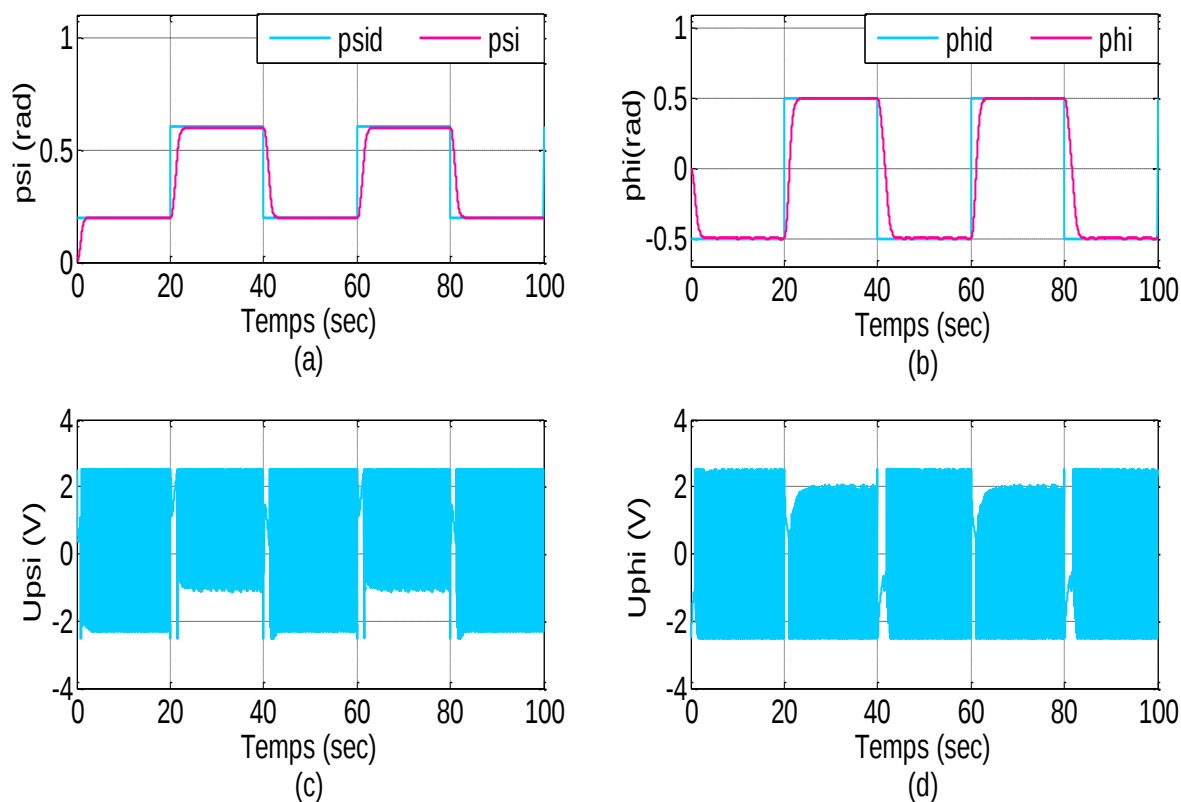


Figure II.7 Performances de commande dans le cas d'une trajectoire carrée : (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de commande.

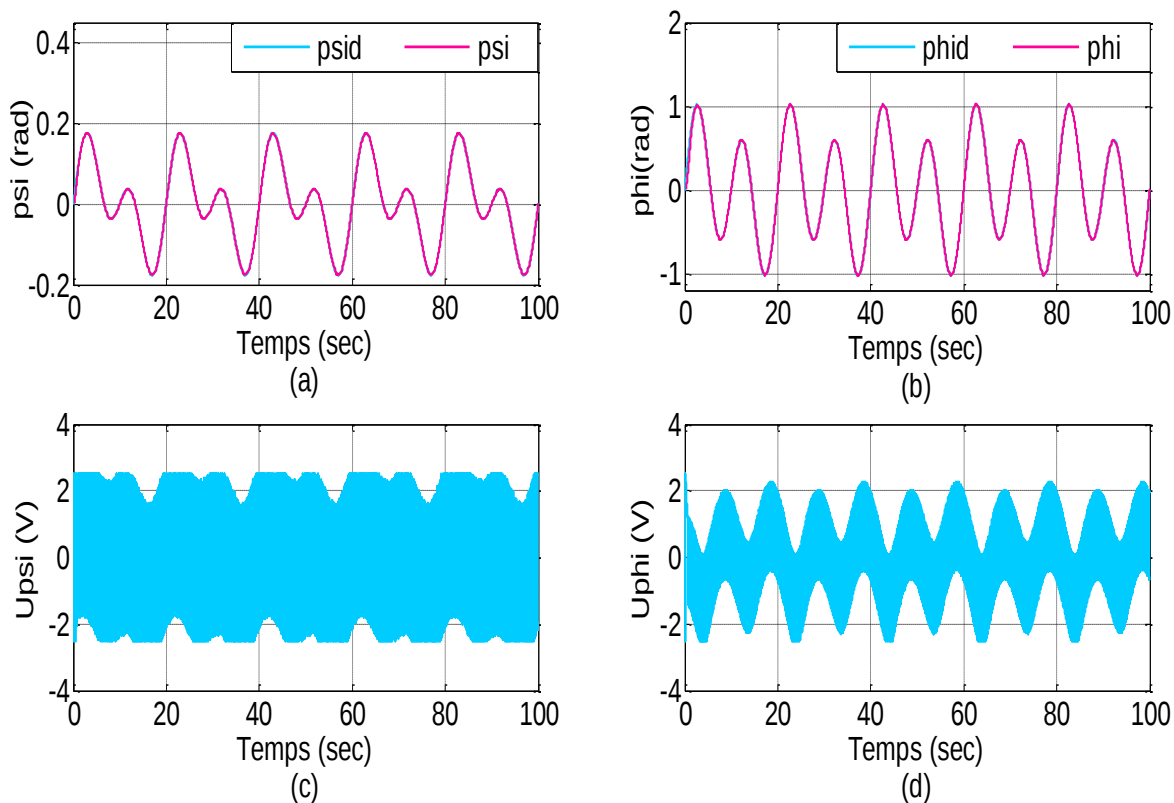


Figure II.8 : Performances de commande dans le cas d'une trajectoire sinusoïdale : (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de commande.

II.6.2 Test de la robustesse :

Pour évaluer la robustesse du la commande par mode glissant, nous avons augmenté la force aérodynamique.

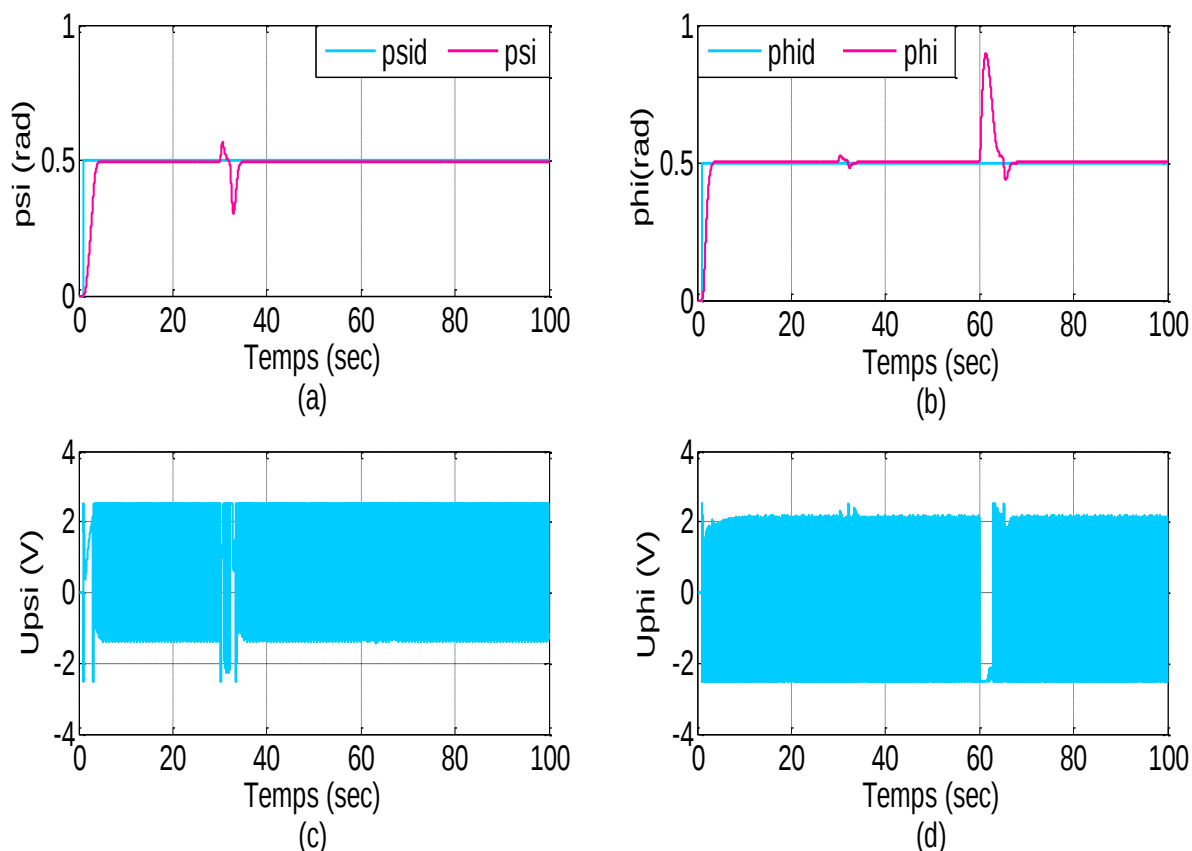


Figure II.9 : Réponses du système et signaux de commande avec perturbation externe

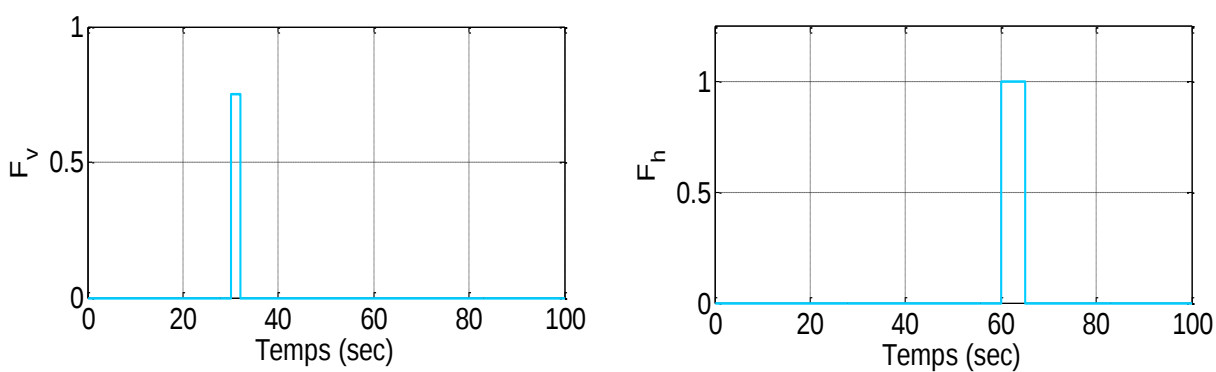


Figure IV.10 Forces aérodynamiques injectés.

Noter que les valeurs finales de ces gains, ayant contribué à cette performance sont les suivantes :

Sous-système	paramètres de la commande	Valeurs	Sous-système	paramètres de la commande	Valeurs
Horizontale	λ_h	3	Verticale	λ_v	3.75
	k_h	0.7		k_v	1.55

Tableau II.2 : les gains de la commande glissant.

II.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref rappel sur la commande par les modes glissants. Pour différentes raisons, l'exposé sur les modes glissants a été restreint à des modèle découplé, ensuite au modèle multi variable couplé et affine en la commande mais l'ensemble des résultats peut s'appliquer, sous certaines conditions, à des systèmes d'ordre plus général.

Les résultats de simulation montrent que la commande synthétisée pour les modèles à un degré de liberté, ont pu rejeter l'effet de couplage lors de leur application au modèle à deux degré de liberté. Ces commandes synthétisées, bien qu'ayant des avantages, possèdent aussi des inconvénients. En effet, le phénomène de broutement peut être néfaste pour les actionneurs et aussi pour la stabilité du système, puisque il peut exciter les dynamiques non modélisées. En outre, lors du calcul de la commande équivalente, nous avons besoin du modèle du système à commander, ce qui est difficile à avoir en pratique où la modélisation à nos jours est un véritable problème. Pour cela Nous présentons dans troisième chapitre une technique qui consiste à combiner la logique floue avec mode de glissant.

CHAPITRE III

*Commande Hybride Floue-
Glissante Appliquée Au Simulateur
De Vol D'hélicoptère*

III .1 Introduction :

La commande par mode glissant(CMG) une méthodologie de commande robuste pour le système linéaire et non linéaire en raison de sa robustesse aux changements des paramètres, des perturbations externe et de la dynamique non modélisé.

Cependant, la discontinuité de la commande engendre des oscillations de fréquence élevée une fois atteint le régime glissant, phénomène connu sous le nom de chattering. Pour éliminer ce phénomène sans dégradation les performances de commande et tout en gardant la robustesse de mode glissant, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature [22][23].

Ces solutions consistent à combiner plusieurs techniques de commande pour obtenir de bonnes performances. Dans ce chapitre, nous considérons la combinaison de la commande par logique floue et la commande par mode glissant.

Nous avons synthétisé une commande hybride Floue- glissante dont le but est de réduire le broutement dû au terme de correction. Des résultats de simulation de la commande d'hélicoptère à deux degrés de liberté sont inclus dans ce chapitre pour illustrer les performances des stratégies de commande proposées.

III.2 Théorie de La logique floue :

La théorie de la logique floue introduite par Zadeh en 1965[24]. permet de traiter des variables imprécises dont l'appartenance à un sous-ensemble donné est une valeur qui peut varier entre 0 et 1. Un domaine d'application de la logique floue qui devient de plus en plus important depuis 1974 est celui de la commande de processus [25][26][27][28]. Les lois de commande classiques sont alors remplacées par une base de règles de la forme : SI conditions ALORS opérations, (4.1) où les différentes conditions et opérations sont définies par des variables linguistiques. Dans ce cas, la stratégie de commande ne nécessite plus un modèle mathématique particulier mais plutôt l'adaptation des expériences obtenues par un opérateur. On évite ainsi les problèmes d'identifications complexes et mal définies [29][30].

III.2 .1 Principe de la logique floue :

Un exemple : dans la logique classique, la taille peut être qualifiée par les termes « Grand » et « Petit ». Dans la logique floue, des échelons d'appréciation intermédiaires de la variable taille sont possibles. La «taille» devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : «Très Petit », « Petit », « Moyenne », «Grand », « Très Grand». La logique floue peut être considérée comme une extension de la logique classique ou binaire.

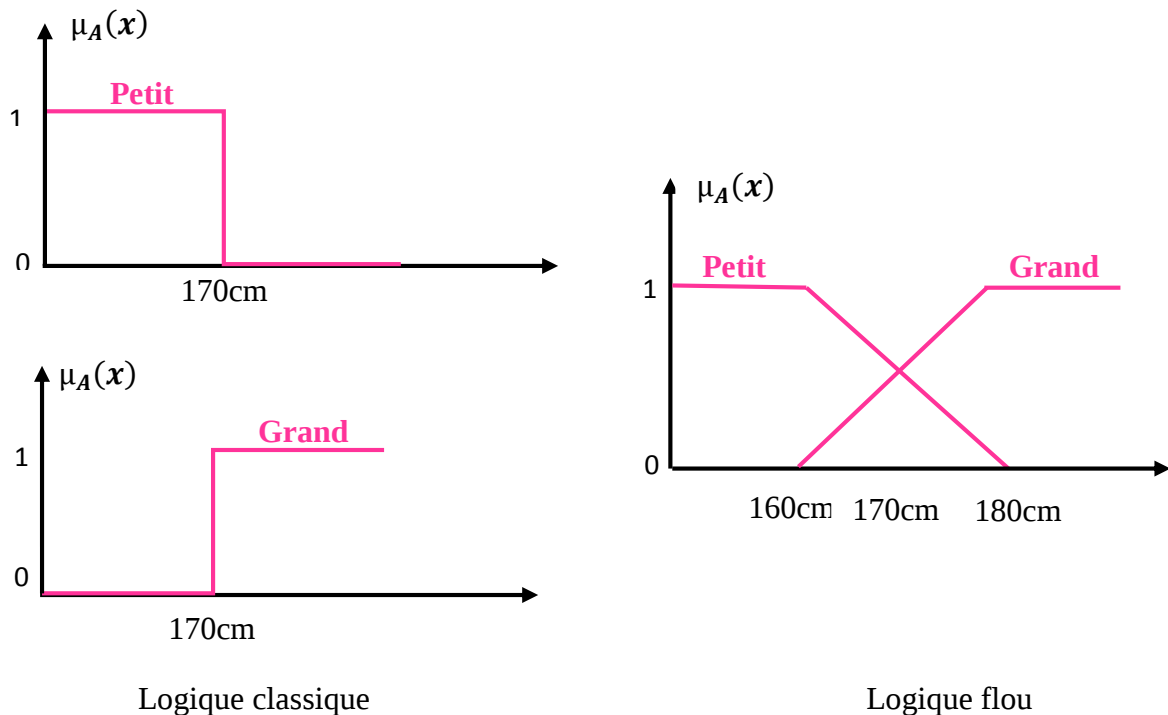


Figure III.1 : La différence entre la logique floue et La logique classique.

III.2.2 Les éléments de base de la logique floue :

sont les suivants:

- **les ensembles flous** (*fuzzy sets*) : pour la représentation de variables linguistiques ;
- **les fonctions d'appartenance** (*memberships functions*) : qui décrivent le degré d'appartenance de grandeurs physiques (vitesse, courant, température) à un ensemble flou (faible, élevé, chaud) ;

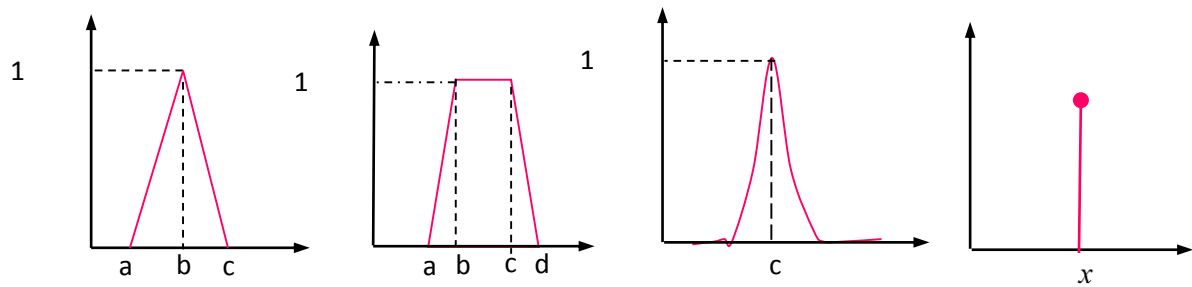


Figure III.2 : Types de fonctions d'appartenance.

- **les opérateurs flous** : qui permettent l'énonciation de relations logiques entre les assertions floues (conclusion du genre « Si, Alors »).
- **L'inférence floue** : c'est à dire la déduction de nouvelles informations déjà disponibles sur la base des règles linguistiques [31].

III.3 La Commande floue :

La structure classique d'un régulateur par logique floue est composée de quatre blocs distincts comme le montre la figure III.3

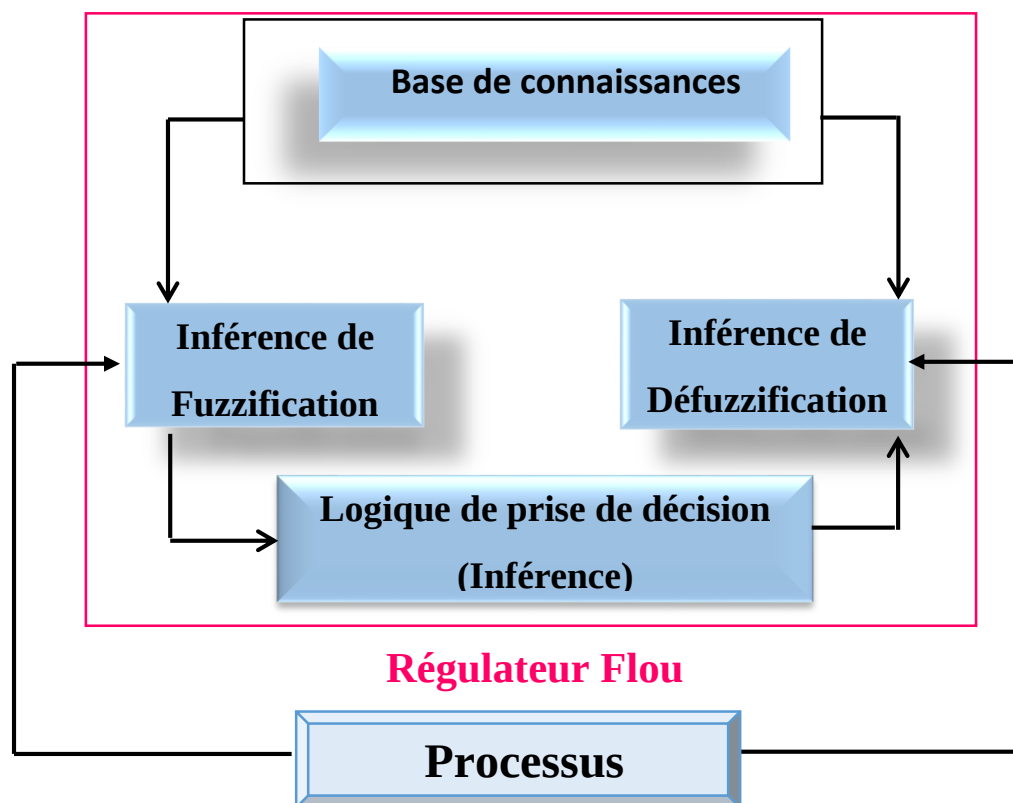


Figure III. 3 : Architecture générale d'un contrôleur flou [32].

III.3.1 Base de règles et définitions :

On regroupe dans ce bloc toutes les définitions utilisées pour l'élaboration de la loi de commande telles que le choix des opérateurs [33]. et une description de la stratégie de commande avec plusieurs règles R1, se basant sur des variables linguistiques liées entre elles par des opérateurs, de la forme :

$$K \text{ règles } R^i : \text{SI } (x \text{ est } X^i) \text{ ALORS } (y \text{ est } Y^i), \quad (\text{III.1})$$

Où x est la variable d'entrée et y est la variable de sortie. X^i et Y^i sont respectivement des sous-ensembles flous d'entrée et de sortie.

Le tableau (III.1) présente un exemple de choix des opérateurs de la logique floue

Opérateur	Choix
Intersection	min
Union	max
Projection floue	sup
Implication floue	min

Tableau III.1 : Choix des différents opérateurs de la logique floue

III.3.2 Interface de Fuzzification :

Elle permet de définir des **fonctions d'appartenance** pour les différentes variables. On réalise ainsi la conversion d'une grandeur physique x_0 en une variable linguistique, c'est-à-dire, appartenant à un sous-ensemble flou X_0 d'un univers de discours U caractérisée par une fonction continue dans $[0 ; 1]$, appelée fonction d'appartenance et notée $\mu_{x_0}(X_0)$ [33].

III.3.3 Mécanisme d'inférence :

Il permet de lier, à l'aide d'un certain nombre de règles, le sous-ensemble flou X_0 de l'univers de discours U , correspondant à la fuzzification de la variable de mesure x_0 , à un sous ensemble flou Y_0 caractérisant la variable de sortie exprimée, elle aussi, sous forme linguistique sur l'univers de discours W .

$$\begin{aligned}
& \text{Fait flou : } x \text{ est } X_0, \\
& m \text{ règles } R^i: \text{SI } (x \text{ est } X^i) \text{ ALORS } (y \text{ est } Y^i), \\
& \text{Conclusion : } y \text{ est } Y_0.
\end{aligned} \tag{III .2}$$

Si les règles R^i utilisées dans (III .2) sont disjonctives, la relation globale R est définie par l'opérateur d'union $\cup$ sur les m règles floues R^i ($i = 1, \dots, m$) et caractérisée par sa fonction d'appartenance μ_R :

$$\mu_R(x, y) = \mu_R^1(x, y) \cup \dots \cup \mu_R^m(x, y), \tag{III. 3}$$

Expression dans laquelle la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou défini par la règle R s'écrit (**Tableau III.4**)

$$\mu_R^i(x, y) = \min(\mu_{X^i}(x), \mu_{Y^i}(y)). \tag{III .4}$$

Le sous-ensemble flou Y^0 de l'univers de discours W solution du problème (4.3) est la projection sur W de l'intersection entre le sous-ensemble flou X^0 et la relation R (4.4). En se basant sur le choix des opérateurs du tableau 4.1, il en résulte pour la fonction d'appartenance $\mu_Y(y)$ l'expression :

Voire un exemple dans [34]

$$\mu_Y(y) = \sup(\min(\mu_X(x), \max(\mu_R(x, y)))) \tag{III .5}$$

III.3.4 Interface de défuzzification :

Les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance $\mu_Y^i(y)$ pour la variable de sortie y . Il s'agit donc d'une information floue. Comme l'organe de commande nécessite un signal précis, il faut transformer cette information floue en une valeur déterminée. Cette opération est appelée défuzzification et notée D_F , on peut citer la défuzzification barycentrique qui consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_Y(y)$:

$$D_F(Y) = \frac{\int y \mu_Y(y) dy}{\int \mu_Y(y) dy} \tag{III .6}$$

Dans le cas où les sous-ensembles flous M' relatifs aux gains à choisir dans les règles floues R' sont des singletons, la défuzzification barycentrique donne :

Où k est le nombre de sous-ensemble flous Y distincts sur l'univers de discours W .

$$y = D_F(Y) = \frac{\sum_{i=1}^k y^i \mu_Y(y^i)}{\sum_{i=1}^k \mu_Y(y^i)} \quad (\text{III.7})$$

III.4 Type de Contrôleurs flou usuels :

Les contrôleurs flous sont principalement de deux types :

- **Contrôleur flou type Mamdani** : la conclusion de chaque règle appartient au domaine symbolique.
- **Contrôleur flou type Sugeno** : la conclusion de chaque règle est définie sous forme numérique, Cette méthode est plus simple à mettre en œuvre et donne aussi de bons résultats en commande floue.

III.5 la Commande Floue- glissant (FG) :

Il est bien connu que l'un des avantages de la mode glissant est le phénomène de chattering .L'idée de base pour la conception de cette commande est qu'il est possible de faire une extension de la surface de glissement $s = 0$, vers une surface floue.

Dans cette section, un contrôleur flou est introduit pour remplacer la fonction $\ll \text{signe}(S_i) \gg$

$$U_i = U_{eqi} + K_i CLF(S_i, \dot{S}_i) \quad (\text{III.8})$$

Tel que i : représente les deux sous système (vertical et horizontal) Alors :

$$\begin{cases} U_v = \frac{T_{11} I_1}{K_{11}(2a_1 x_3 + b_1)} \left[-2\lambda_v \ddot{e}(x) - \lambda_v^2 \dot{e}(x) + \ddot{x}_{1d} + \frac{1}{I_1} (+M_g \dot{x}_1 \cos(x_1) + B_{1\psi} \dot{x}_2 \right. \\ \quad \left. + \frac{T_{10} 2a_1}{T_{11}} x_3^2 + \frac{T_{10} b_1}{T_{11}} x_3) \right] - K_v \textcolor{red}{CLF}(S_1, \dot{S}_1) \\ U_h = \frac{T_{22} I_2}{K_{22}(2a_2 x_6 + b_2)} \left[-2\lambda_h \ddot{e}(x) - \lambda_h^2 \dot{e}(x) + \ddot{x}_{4d} + \frac{1}{I_2} \left(B_{1\varphi} \dot{x}_5 + \frac{T_{20} 2a_2}{T_{22}} x_6^2 + \frac{T_{20} b_2}{T_{22}} x_6 \right) \right] \\ \quad - K_h \textcolor{red}{CLF}(S_2, \dot{S}_2) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Le schéma bloc ci-dessous représente la combinaison entre les deux commandes glissante et Floue :

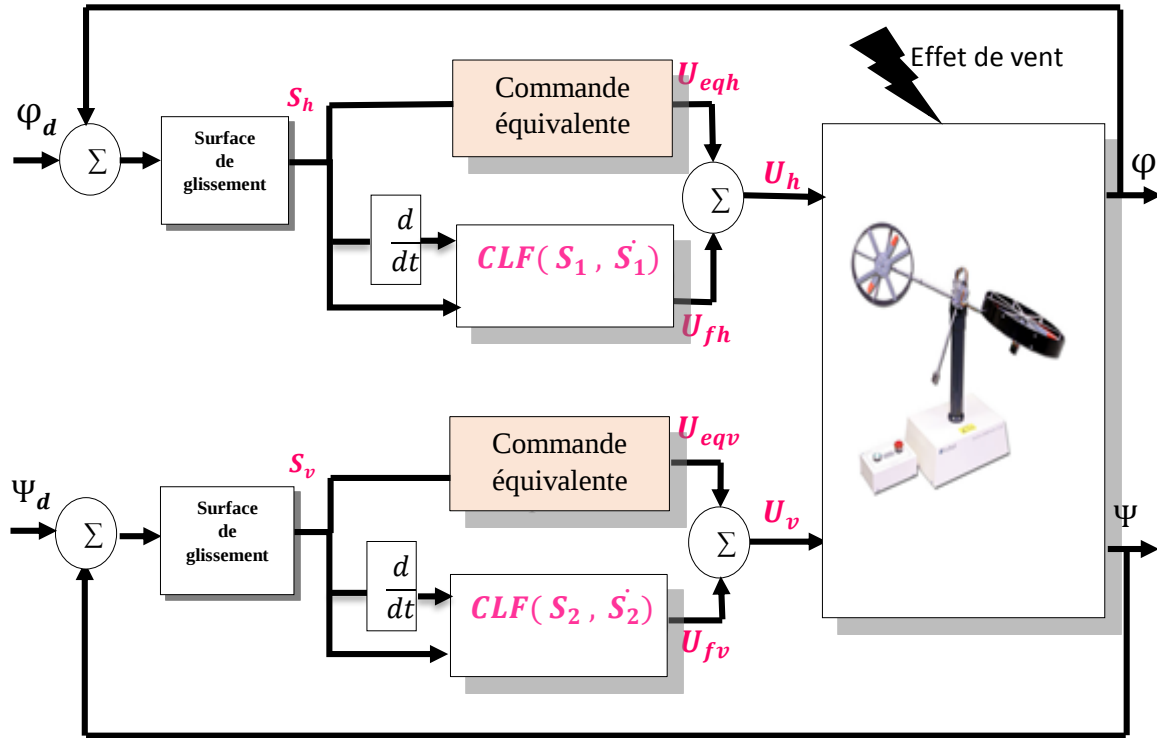


Figure III.4 : Schéma bloc de la commande hybride glissant-flou appliquée à l'hélicoptère a deux degrés de liberté (TRMS)

Comme nous l'avons expliqué précédemment pour obtenir la commande glissant floue on garde la commande équivalente comme nous l'avons dans le chapitre précédent et remplace la fonction $\ll \text{signe}(S_i) \gg$ par un régulateur flou

III.5.1 Fonctions d'appartenance :

- **Forme des fonctions d'appartenance**

Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons procédé par essai et observation. Les trois formes principales (triangulaires, trapézoïdales et gaussiennes) ont été essayées. Les résultats obtenus pour les formes trapézoïdales et gaussiennes n'ont pas été assez satisfaisants. En revanche, le choix de formes triangulaires s'est avéré le plus approprié.

- **Distribution des fonctions d'appartenance**

Après plusieurs essais de diverses distributions, celle qui a donné lieu à plus de satisfaction est simplement la distribution uniforme ou équidistante avec des formes symétriques ce qui donne un chevauchement de 50 % entre les sous-ensembles flou adjacents.

- **Nombre de classes ou sous-ensembles flous**

Plusieurs combinaisons des nombres impairs (3, 5, 7, 9) pour les sous-ensembles flous représentant les deux variables du contrôleur flou (s , Δs) ont été essayées. Les résultats étaient **meilleurs** en utilisant **les sept** sous-ensembles flous.

Nous choisissons les différents termes linguistiques des variables d'entrées par :

NB	Negative Big
NM	Negative Medium
NS	Negative Small
ZE	Zero Equal
PS	Positive Small
PM	Positive Medium
PB	Positive Big

Tableau III.2 : les différents termes linguistiques des variables d'entrées

- Les fonctions d'appartenance des deux variables S , DS , sont illustrées par la figure III.5

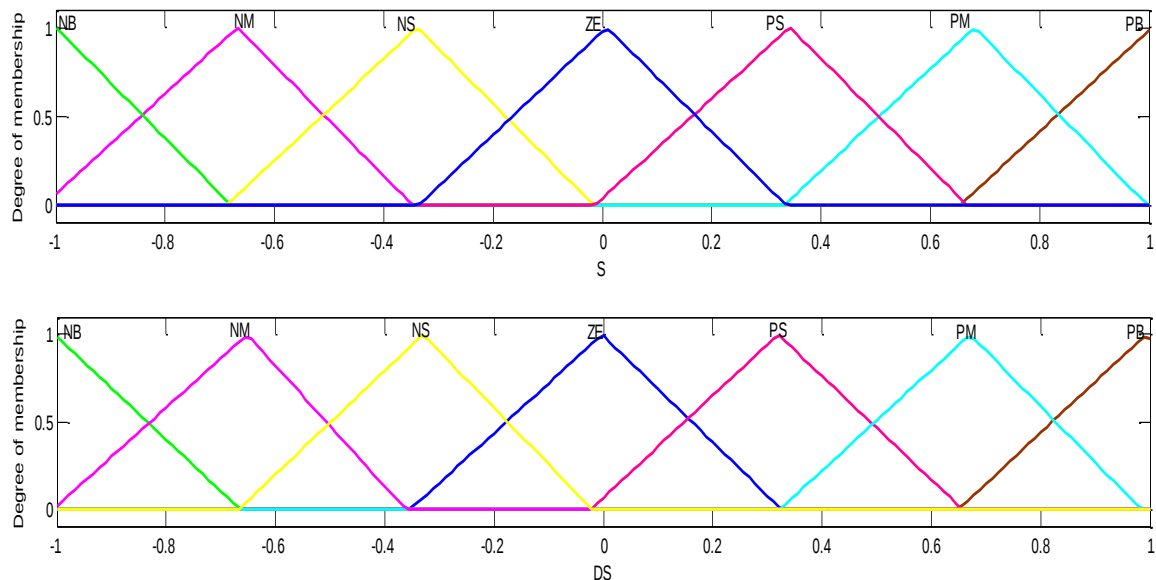


Figure III.5 : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées S , DS .

- **Sortie du contrôleur flou**

Le contrôleur flou est de type Sugeno avec une seule sortie, Le tableau ci-dessous représente les valeurs des variables de sortie d'un RF

<i>NVB</i>	-1
<i>NB</i>	-0.8
<i>NM</i>	-0.6
<i>NS</i>	-0.4
<i>ZE</i>	0
<i>PS</i>	0.4
<i>PM</i>	0.6
<i>PB</i>	0.8
<i>PVB</i>	1

Tableau III. 3 : les valeurs des variables de sorties d'un régulateur flou

- **La surface générée est illustrée dans la figure III.6**

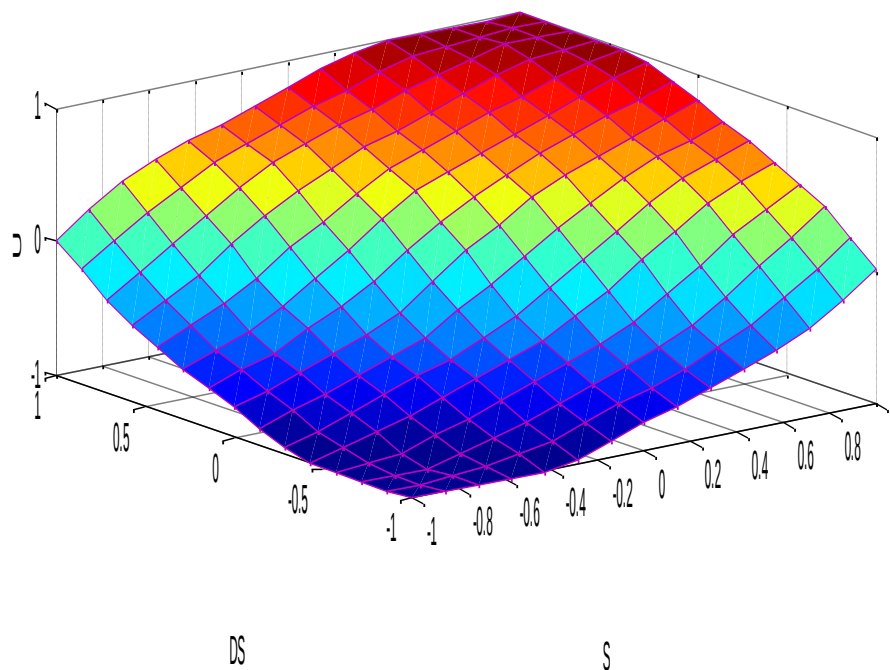


Figure III.6: La surface de régulateur flou.

III.5.2 Table des règles floues :

La table de décision adoptée pour notre contrôleur flou est universelle, celle de Mac Vicar-Whelan [35] illustrée par le tableau III.4 :

DS \ S	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	NS	ZE
NM	NVB	NVB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NVB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PVB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PVB	PVB
PB	ZE	PS	PM	PB	PVB	PVB	PVB

EX : Règle 35 :
Si S = PS et D = PB alors U = PVB

Tableau III.4 Table de décision de Mac Vicar-Whelan (7x7=49 règles) [35].

III.5.3 Méthode d'inférence :

Pour ce qui est de la méthode d'inférence, notre choix s'est porté sur la méthode Max-Min de Zadeh.

III.6 Résultats de simulation :

Les figures ci-dessous (a, c), (b, d) représentent respectivement la sortie et la commande pour les deux sous-systèmes, Nous pouvons remarquer qu'on a abouti à des résultats de suivi satisfaisants, avec un dépassement maximal admissible et un temps de réponse environ de 5 sec, Le signal de commande agissant est représenté dans la figure (b, e). Nous pouvons remarquer clairement l'absence des oscillations à hautes fréquences (chattering) .

III.6.1 Test de poursuite de trajectoire :

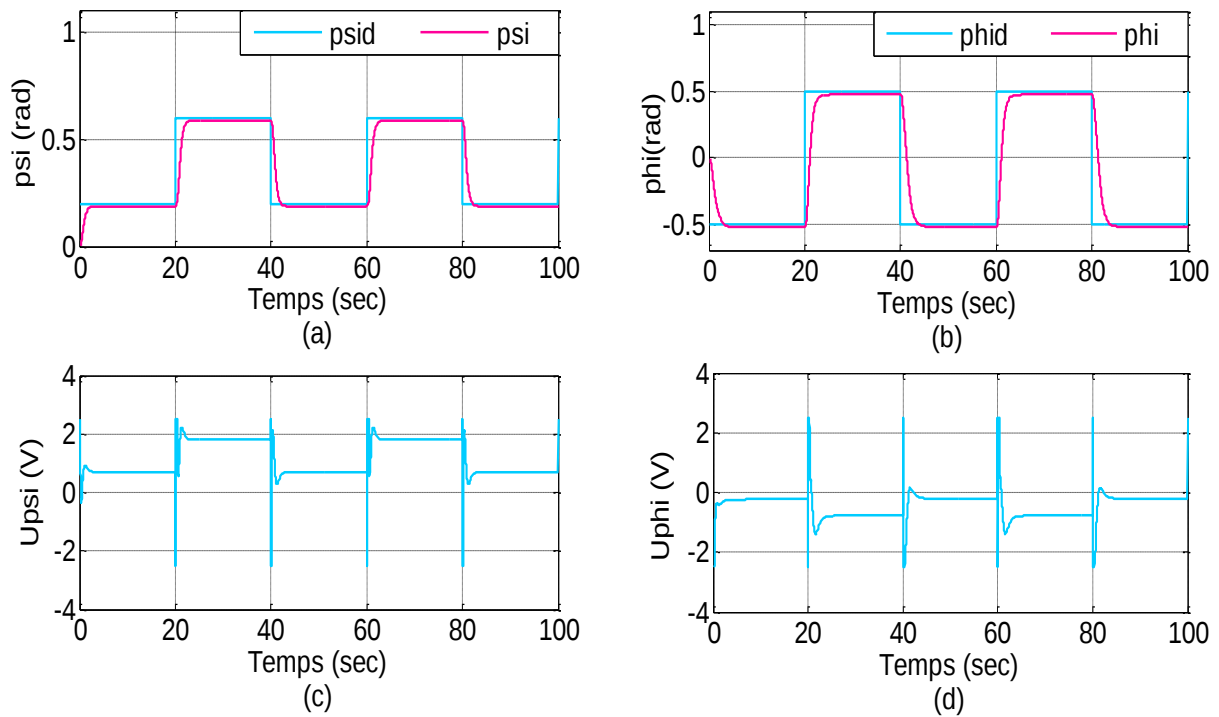


Figure III.7 Performances de commande dans le cas d'une trajectoire carrée : (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de commande.

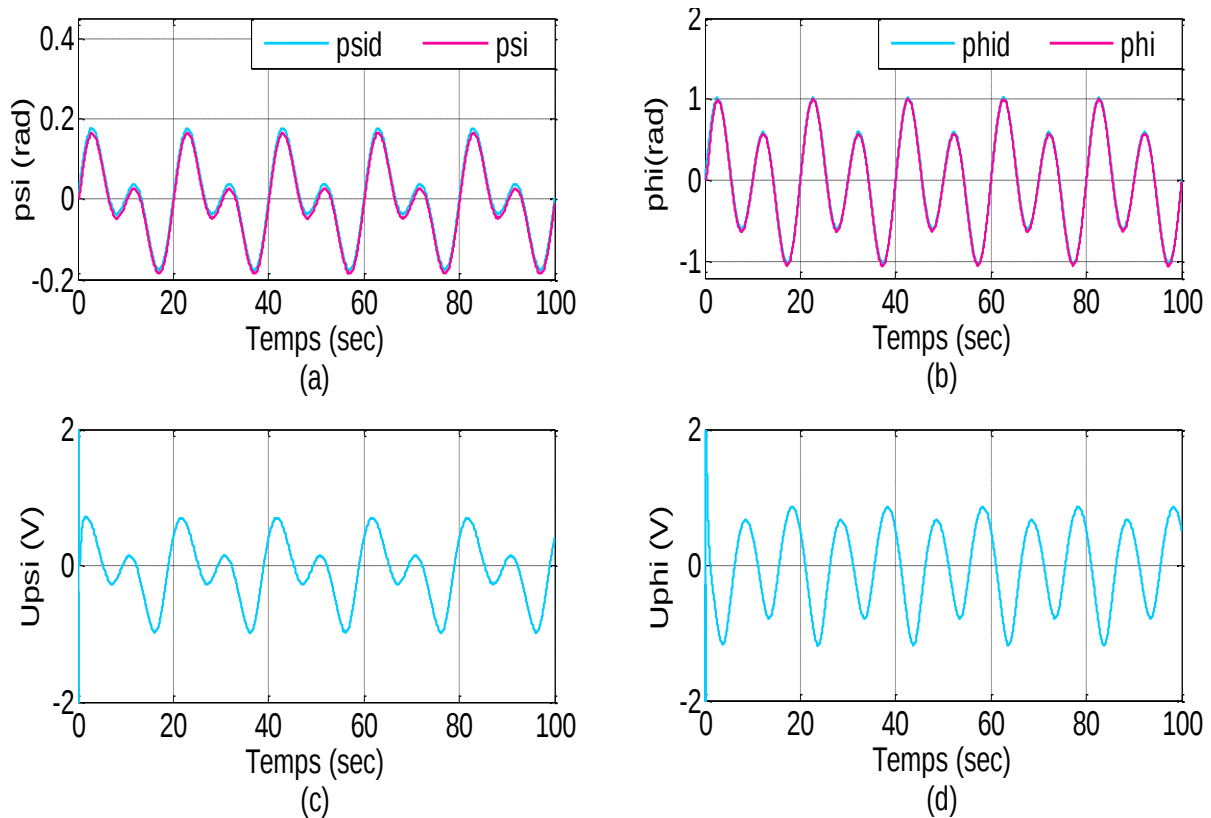


Figure III.8 : Performances de commande dans le cas d'une trajectoire sinusoïdale : (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de commande

III.6.2 Test de robustesse :

Le test de robustesse est considéré par une augmentation de la force aéronautique, Les résultats de simulation montrent les efficacités de sa robustesse :

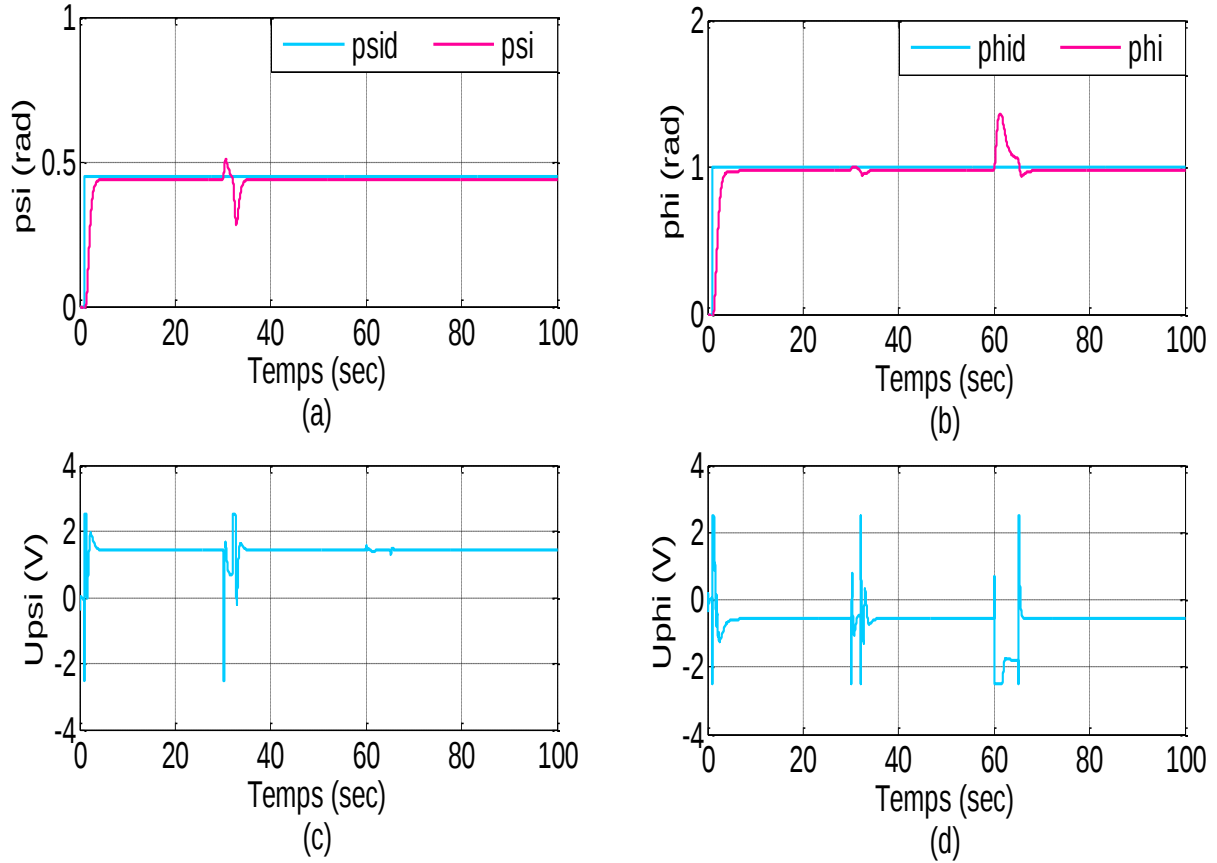


Figure.III.9 : Réponses du système et signaux de commande avec perturbation externe.

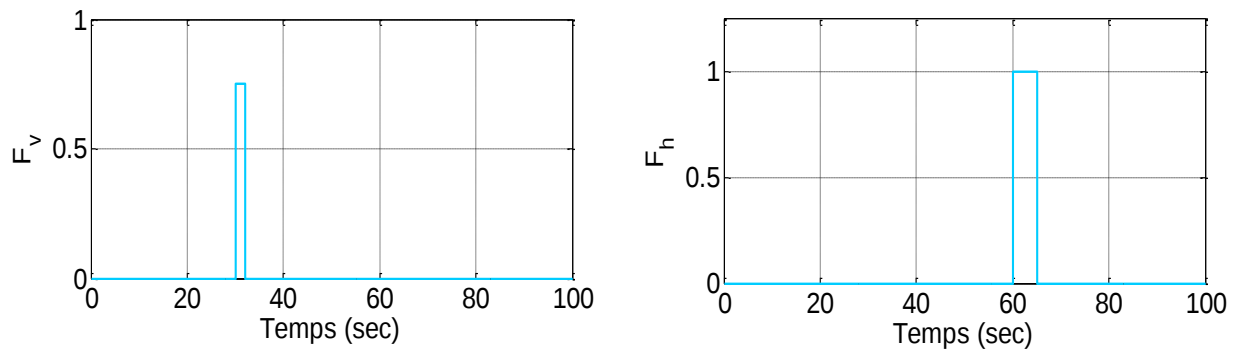


Figure III.10 Forces aérodynamiques injectés.

Sous-système	paramètres de la commande	Valeurs	Sous-système	paramètres de la commande	Valeurs
Horizontale	λ_h	3	Verticale	λ_v	3.75
	k_h	0.7		k_v	1.55
	k_{h11}	0.018		k_{v21}	0.01
	k_{h12}	0.177		k_{v22}	0.2

Tableau III.5 : les paramètres de la commande hybride floue-glissante

III.7 Conclusion :

Dans ce chapitre une commande floue-glissante a été développée et testée aussi bien en simulation. Ceci a permis, de commander le système de vol d'hélicoptère bi rotor à deux degrés de libertés TRMS.

Des résultats de simulation montrent en effet un bon suivi de trajectoires, de plus, un temps de réponse acceptable pour les systèmes aéronautiques, Les avantages et les performances de cette commande, tels que la diminution du phénomène de broutement ainsi que la robustesse ont bien été mises en évidence.

CHAPITRE IV

*Commande Hybride Floue-
Glissante Adaptatif Appliquée Au
Simulateur De Vol D'hélicoptère*

IV.1 Introduction :

En automatique, il est difficile de donner une définition précise à l'adaptation, cependant le sens retenu est de dire qu'un régulateur est adaptatif s'il peut modifier son comportement en réponse à des changements dans la dynamique du procédé ou des perturbations. Cette modification doit se faire d'une manière automatique, sans intervention externe. Le régulateur adaptatif est défini par son aptitude à maintenir dans ces conditions in certain niveau de performance préalablement choisi. Lorsque le système de commande est non-linéaire et que les paramètres de son modèle de connaissance varient dans de grandes proportions, la commande adaptative est une alternative intéressante qui permet de prendre en compte ces problèmes. Plusieurs possibilités de commande adaptative peuvent être envisagées[36].

Nous présentons dans ce chapitre une commande hybride floue-glissante adaptatif appliquée au simulateur de vol d'hélicoptère. Enfin, une étude comparative entre les différentes lois de commandes proposées sera présentée.

IV.2 Differentes techniques de commande adaptative :

La commande adaptative est un ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement automatique des régulateurs pour assurer les performances voulues quand les paramètres du système à contrôler sont inconnus et/ou variaient avec le temps.

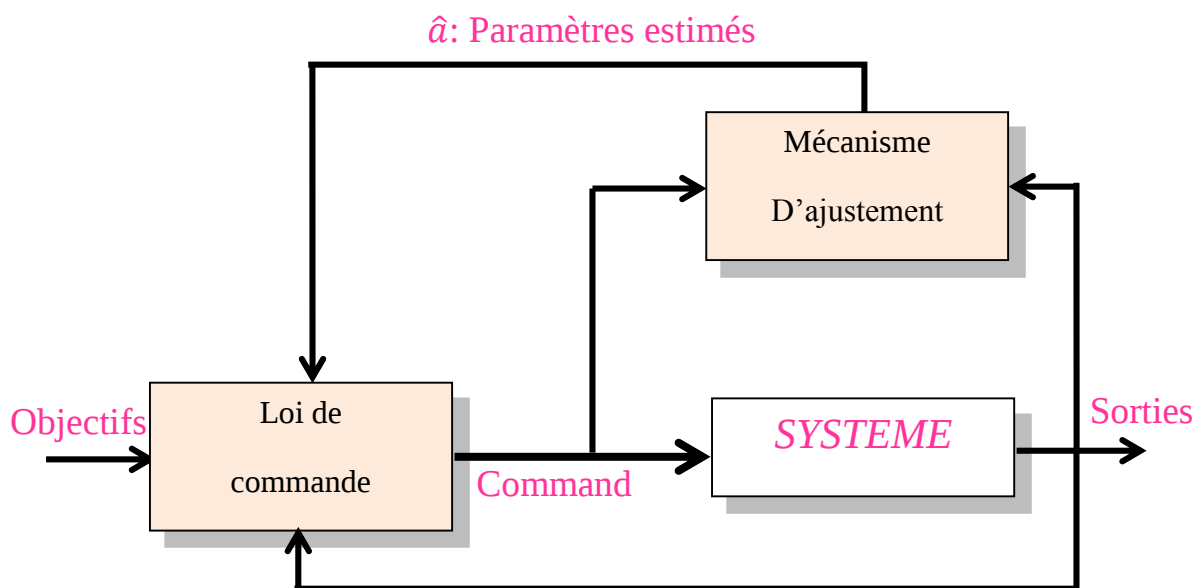


Figure IV.1 structure de base d'une commande adaptative.

La commande adaptative peut être structurée selon les catégories suivantes :

- 1) Approximations des stratégies de commande optimale stochastique (Duale)
- 2) Systèmes de Commande Auto-ajustable (Self Tuning Control - S.T.C.)
- 3) Commande Adaptative avec Modèle de Référence (MRAC)

Parmi les méthodes de commande adaptative, deux principales approches ont attiré le plus d'attention :

- La commande adaptative à modèle de référence (Model Reference Adaptive Control « M.R.A.C »).
- Les systèmes de commande auto-ajustable (Self-Tuning Regulator « S.T.R »).

La principale différence qui existe entre les deux approches réside dans la mode d'ajustement des paramètres du régulateur. De plus, les systèmes MARC sont initialement développés pour les problèmes de poursuite en temps continu déterministe et la technique STR pour les problèmes de régulation discrète stochastique [36][37].

IV.2.1 Commande adaptative à modèle de référence :

Les systèmes (MRAC) sont importants puisqu'ils sont relativement simples à implémenter et qu'ils n'ont pas besoin d'une identification des performances de la dynamique du procédé. L'idée de base de ces systèmes est de synthétiser le signal de commande qui forcera le système de se conduire d'une certaine manière prescrite par un modèle de référence idéalement choisi[36]. En effet, la différence entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence est une mesure de la différence entre les performances réelles et les performances désirées. Cette information est ensuite utilisée par le mécanisme d'adaptation pour ajuster les paramètres du régulateur afin de faire tendre l'erreur de comportement ou l'erreur de poursuite de trajectoire $e(t)$ vers zéro. Cette technique demande souvent des algorithmes plus rapides et favorise une application en temps réel[37].

La structure en boucle fermée du MRAC est représentée par la figure.IV.2 :

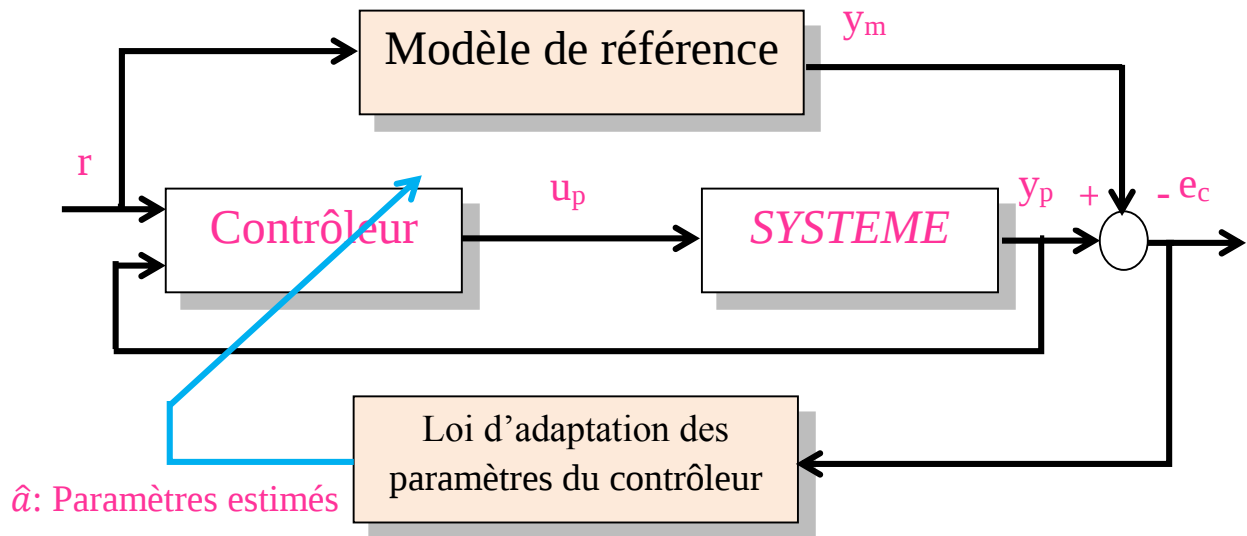


Figure IV.2 Schéma de principe de la commande directe MRAC

IV.2.2 Commande adaptative auto-ajustable :

Dans les systèmes adaptatifs, il est supposé que les paramètres du régulateur sont ajustés pendant tout le temps. Ceci implique que les paramètres du régulateur suivent les changements dans les processus. Le régulateur est appelé auto-ajustable du fait qu'il ajuste le contrôleur aux performances désirées[36].

Ce type de commande adaptative est basé sur les principes de séparation et d'équivalence certaine. Le modèle du processus servant pour le calcul du régulateur est remplacé par un modèle estimé en temps réel à partir des entrées et des sorties du système à réguler. L'hypothèse de base consiste à supposer que le bloc d'identification est capable de fournir une bonne estimation de l'état du système à chaque instant précédent le calcul proprement dit de la loi de commande. L'avantage de la séparation entre identification et commande est de pouvoir estimer les paramètres du système à contrôler tout en satisfaisant les objectifs de commande. Pour l'élaboration du régulateur, aucune erreur d'estimation n'est donc prise en compte. Cependant, la stabilité de cette commande dépend fortement de la compatibilité des modèles utilisés pour les tâches d'identification et de calcul de la commande[37].

Le schéma block de cette commande est représenté par la figure. IV.3 :

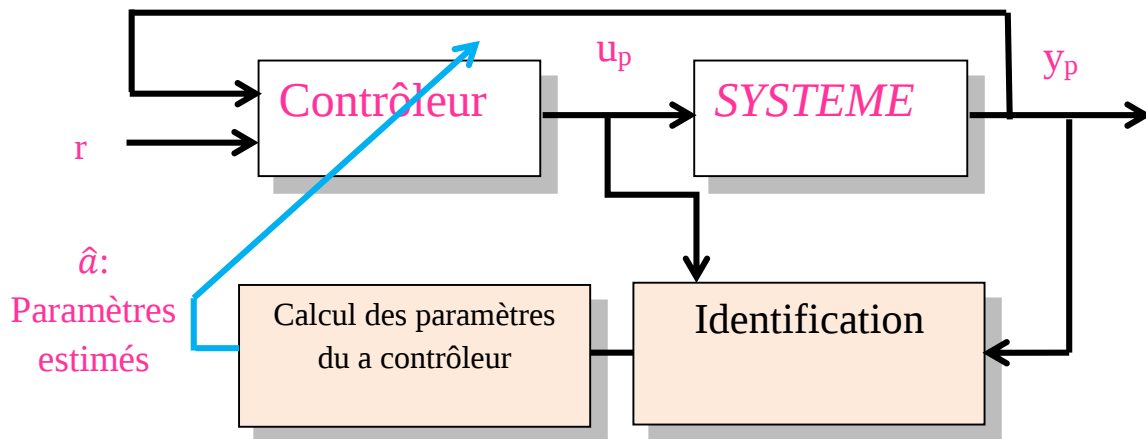


Figure IV.3 Schéma principe de la commande adaptative indirecte MIAC

IV.3 L'application de la Commande Hybride floue- Glissante Adaptatif :

Dans les deux chapitres précédents, on a supposé que le gain K_j de la commande par mode glissant peut être déterminé. Cependant, en pratique, on n'a pas une méthode permettant le calcul de ce gain [38]. Pour résoudre ce problème, on utilise dans cette section, une commande à gain adaptatif optimisé par la logique floue. C'est une stratégie de réglage proposée contient des opérations de connaissance sous la forme de règles « SI-ALORS » qui décident des valeurs des gains K_j du commande en fonction de la condition de fonctionnement simultané du système à commander. Les règles du superviseur flou sont développées en fonction de l'erreur et sa variation pour faire une adaptation de gain K_j à chaque pas d'échantillonnage [39]. Cette approche permet de faire converger la commande attractive vers la commande attractive optimale. Pour se faire nous proposons un schéma de superviseur donné par la figure IV.4.

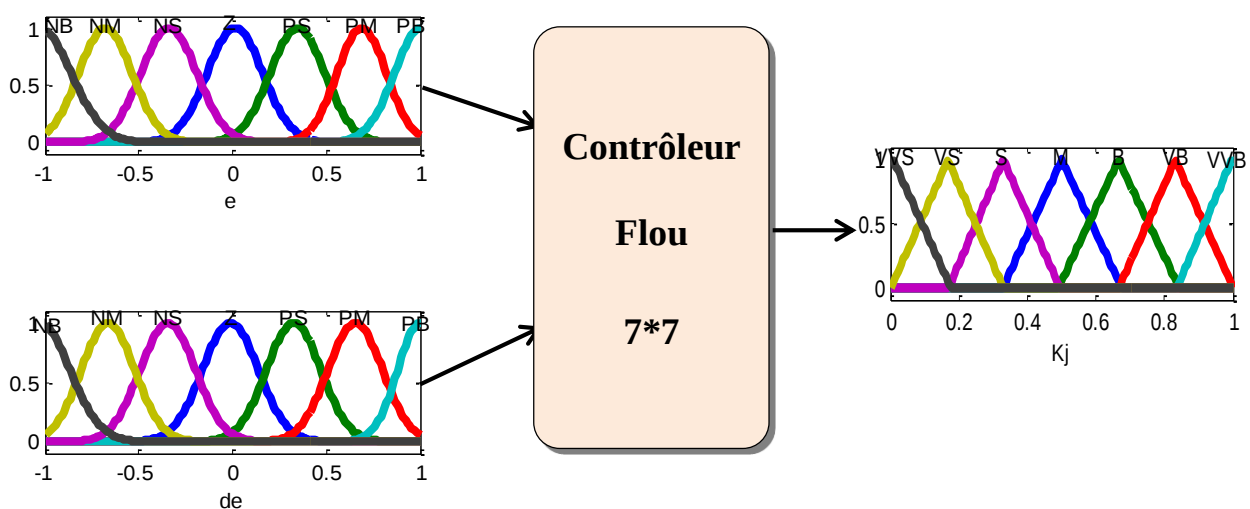


Figure IV.4 Contrôleur flou de supervision.

IV.3.1 Fonctions d'appartenance :

Les fonctions d'appartenance des trois variables e_j , de_j et k_j , sont illustrées par la figure IV.5. On définit des fonctions d'appartenance de forme gaussienne pour les entrées e_j et de_j et de forme triangulaires pour la sortie k_j , qui présente de meilleures performances que les autres types de fonctions d'appartenance, elles sont définies respectivement dans les plages $[-1,1]$, $[-1,1]$ et $[0, 1]$ avec les variables linguistiques suivants :

(e, de) = {NB (Negative Big), NM (Negative Medium), NS (Negative Small), Z (Zero), PS (Positive Small), PM (Positive Medium), PB (Positive Big)}. K_j = {VVS (Very Very Small), VS (Very Small), S (Small), M (Medium), B (Big), VB (Very Big) and VVB (Very Very Big)}.

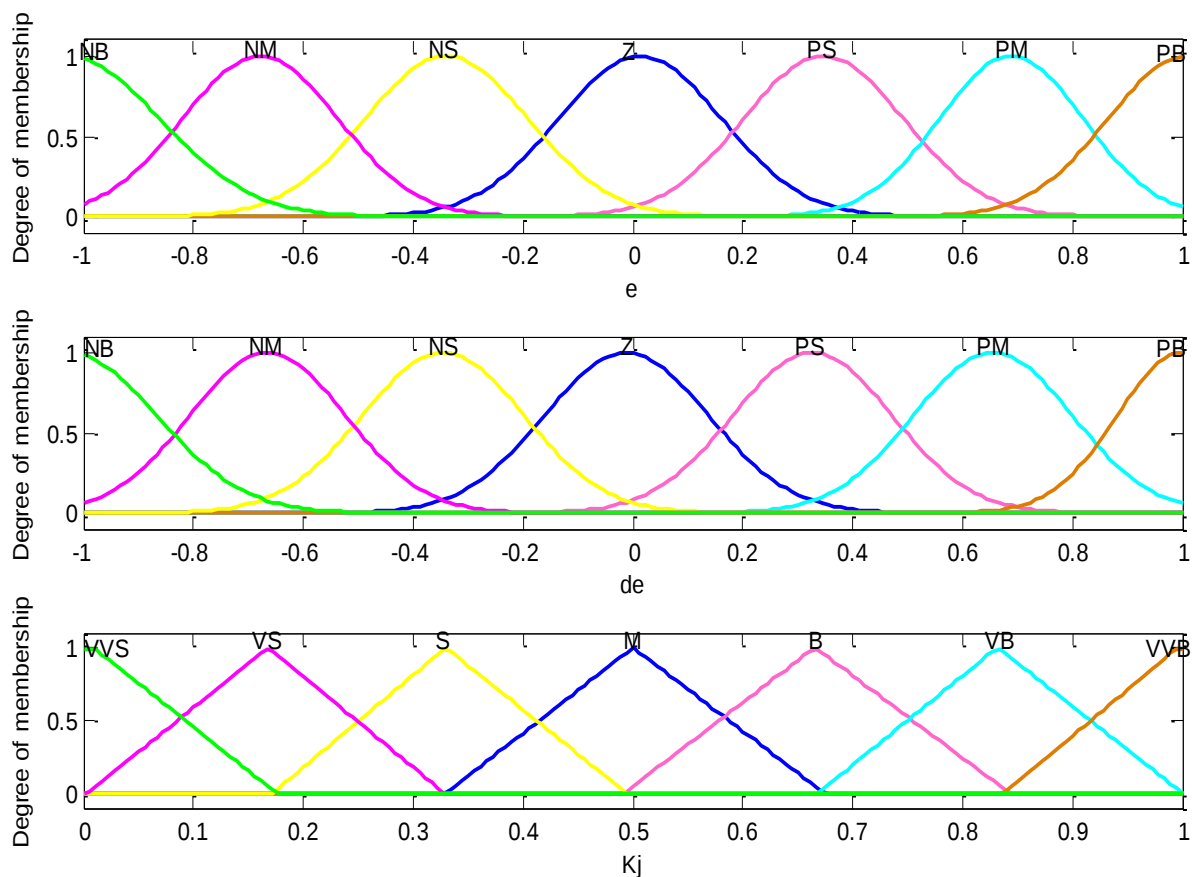


Figure IV.5 Fonctions d'appartenances pour les entrées (e et de) et la sortie K_j .

IV.3.2 Table des règles floues :

Le tableau IV.1 présente la base de règles floues du superviseur

K_j <i>de</i>	e						
	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>Z</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>NB</i>	M	S	VS	VVS	VS	S	M
<i>NM</i>	B	M	S	VS	S	M	B
<i>NS</i>	VB	B	M	S	M	B	VB
<i>Z</i>	VVB	VB	B	M	B	VB	VVB
<i>PS</i>	VB	B	M	S	M	B	VB
<i>PM</i>	B	M	S	VS	S	M	B

Tableau IV.1 Règle d'inférence pour le superviseur du contrôleur CGFA [39].

IV.3.3 la surface de superviseur :

La surface générée du superviseur flou est présenté sur la figure IV.6

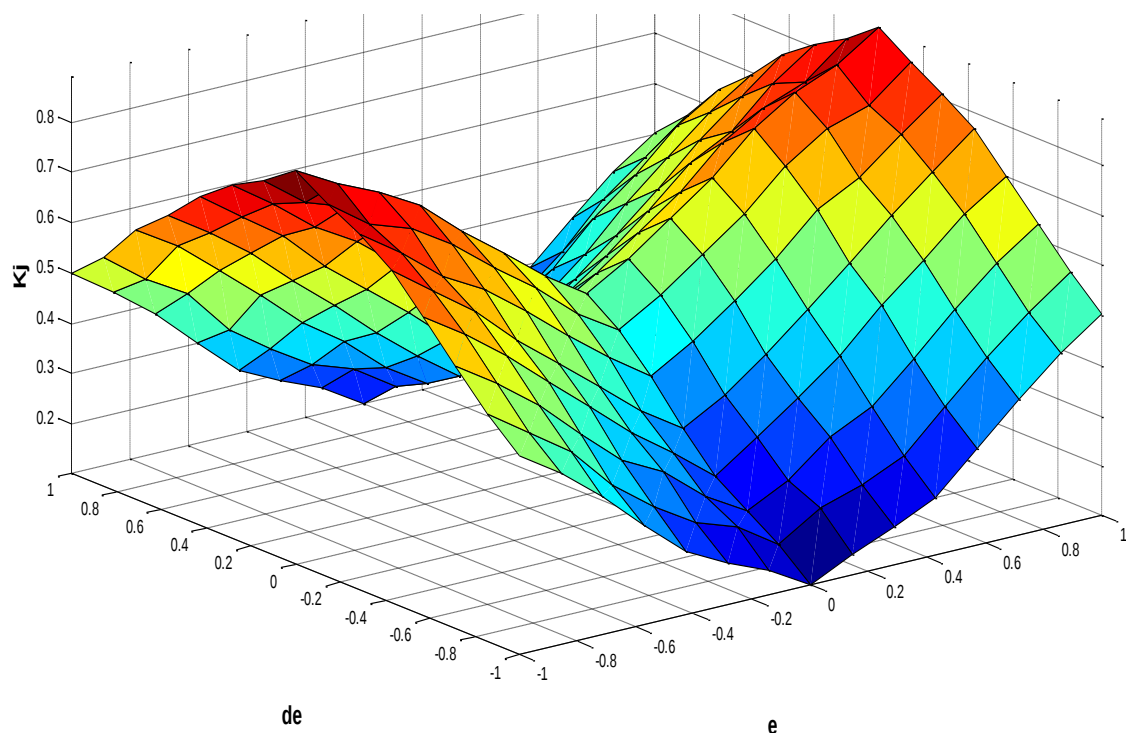


Figure IV.6 Surface du contrôle floue de gain K_j

IV.3.4 Méthode d'inférence :

Pour ce qui est de la méthode d'inférence, notre choix s'est porté sur la méthode Max-Min de Zadeh.

IV.3.5 Méthode de défuzzification :

La méthode de défuzzification adoptée est celle qui est la plus utilisée en commande, à savoir la méthode du centre de gravité.

$$\left\{ \begin{array}{l} U_v = \frac{T_{11} I_1}{K_{11}(2a_1 x_3 + b_1)} \left[-2\lambda_v \ddot{e}(x) - \lambda_v^2 \dot{e}(x) + \ddot{x}_{1d} + \frac{1}{I_1} (M_g \dot{x}_1 \cos(x_1) + B_{1\psi} \dot{x}_2 + \frac{T_{10} 2a_1}{T_{11}} x_3^2 + \frac{T_{10} b_1}{T_{11}} x_3) \right] - \text{CLF}(e_1, \dot{e}_1) * \text{CLF}(s_1, \dot{s}_1) \\ U_h = \frac{T_{22} I_2}{K_{22}(2a_2 x_6 + b_2)} \left[-2\lambda_h \ddot{e}(x) - \lambda_h^2 \dot{e}(x) + \ddot{x}_{4d} + \frac{1}{I_2} \left(B_{1\phi} \dot{x}_5 + \frac{T_{20} 2a_2}{T_{22}} x_6^2 + \frac{T_{20} b_2}{T_{22}} x_6 \right) \right] - \text{CLF}(e_2, \dot{e}_2) * \text{CLF}(s_2, \dot{s}_2) \end{array} \right. \quad (\text{IV. 1})$$

Afin d'éliminer le phénomène de chattering et d'optimiser le gain de commutation K_j en utilisant le système d'inférence flou. La structure générale proposée de la commande par mode glissant flou à gain adaptatif basée sur un superviseur flou est illustrée dans la figure IV.7.

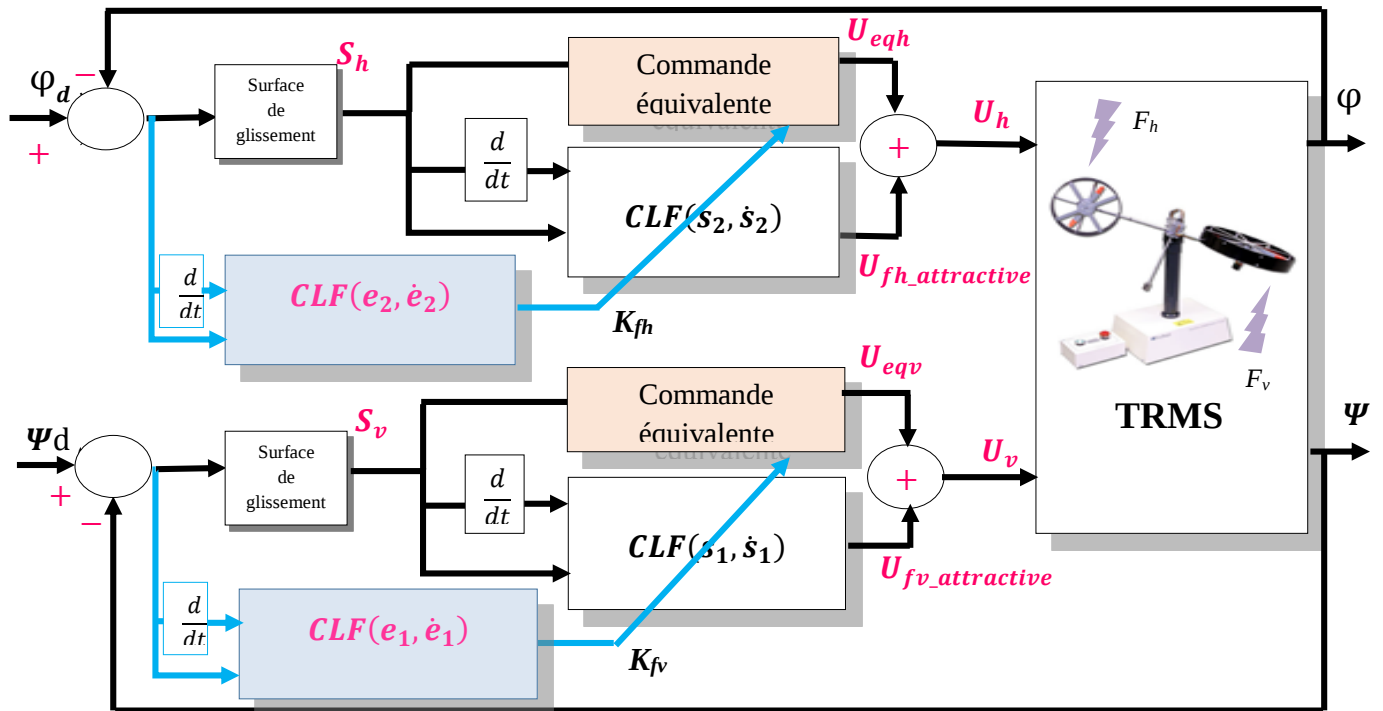


Figure IV.7 Schéma fonctionnel de la commande par mode glissant flou avec gain adaptatif.

IV.4 Résultats de simulation :

Nous avons effectué les simulations en mode de régulation pour les deux sous systèmes d'élévation et d'azimut, Nous avons également considéré des trajectoires de référence de forme carrée dans le premier cas (figures IV.8) et des trajectoires des références sinusoïdales dans le deuxième cas (figures IV.10).

D'après les résultats de simulation, il apparaît clairement que les erreurs de poursuite sont faibles et les valeurs des dépassements sont acceptables. En outre, les temps de réponses, qui caractérisent le régime transitoire, sont aussi faibles. Les figures IV.8 (c) et (d), IV.10 (c) et (d) montrent que les signaux de commandes obtenues présentent particulièrement une forme suffisamment lisse. Ceci, permet d'améliorer la précision au régime établi et d'éliminer le phénomène de chattering.

IV.4.1 Test de poursuite de trajectoire carré :

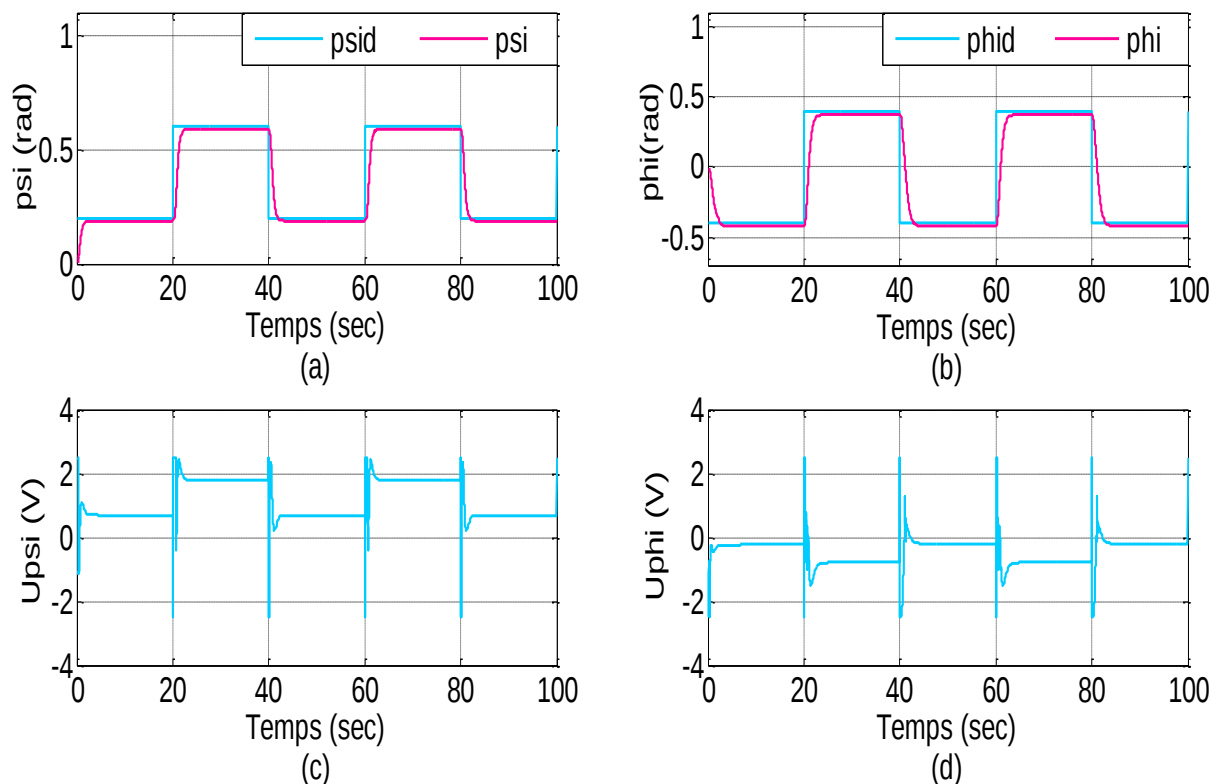


Figure IV.8. Performances de commande dans le cas d'une trajectoire carrée : (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de commande.

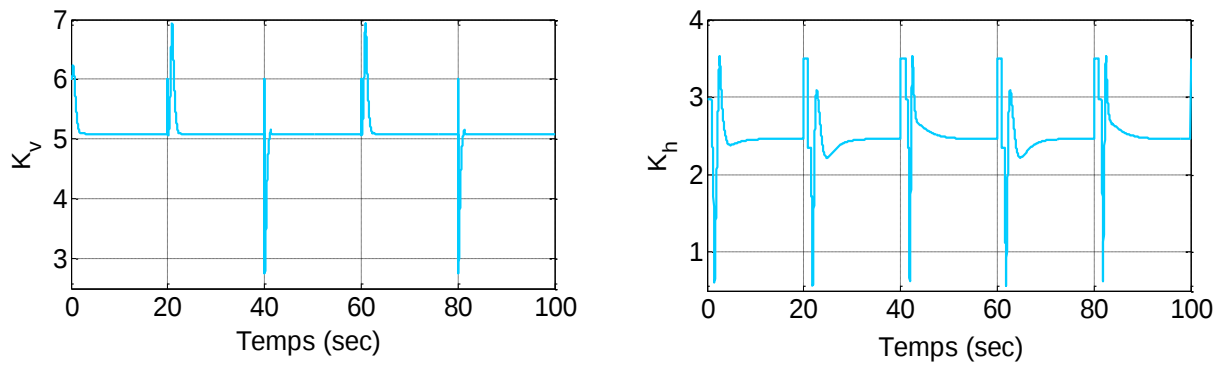


Figure IV.9 Evaluation des gains de commutations.

IV.4.2 Test de poursuite de trajectoire sinusoïde :

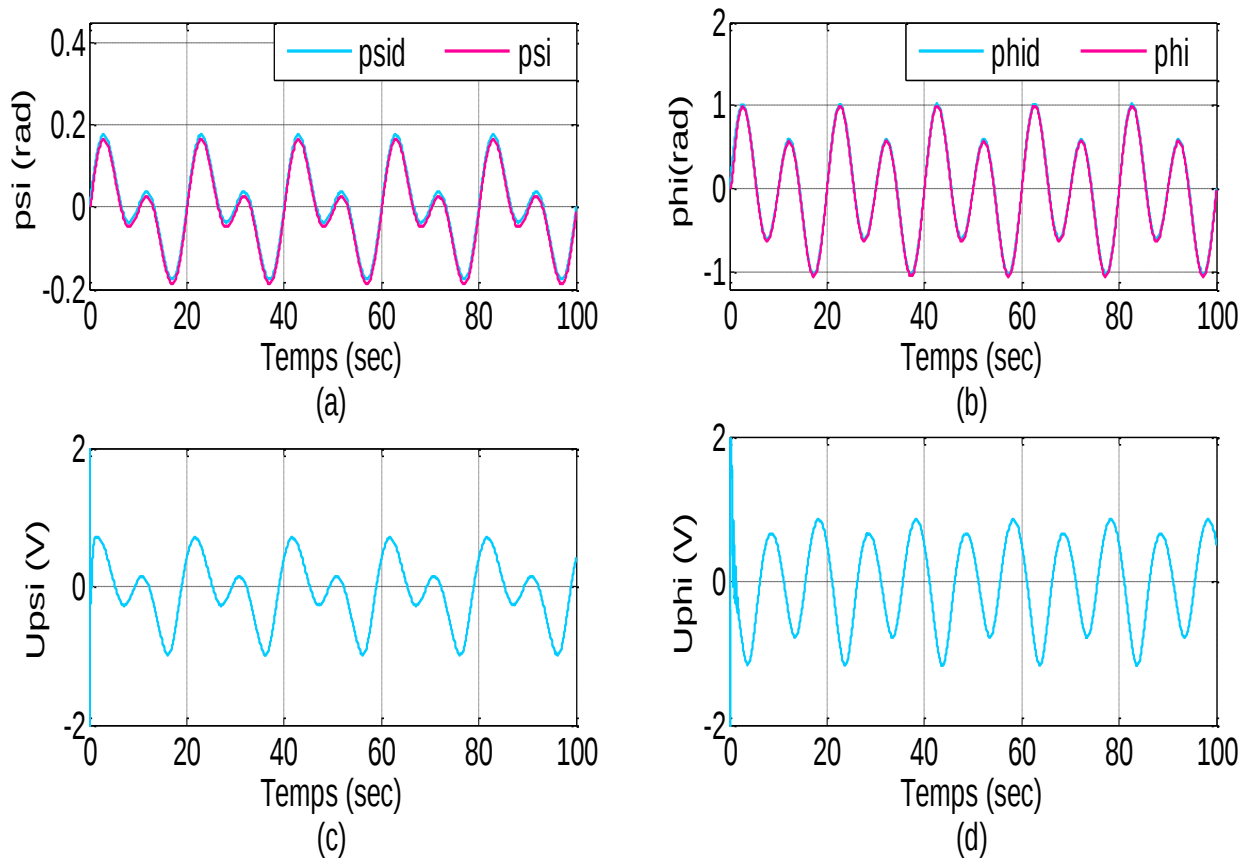


Figure IV.10 Performances de commande dans le cas d'une trajectoire sinusoïdale : (a) et (b) réponses du système, (c) et (d) signaux de commande.

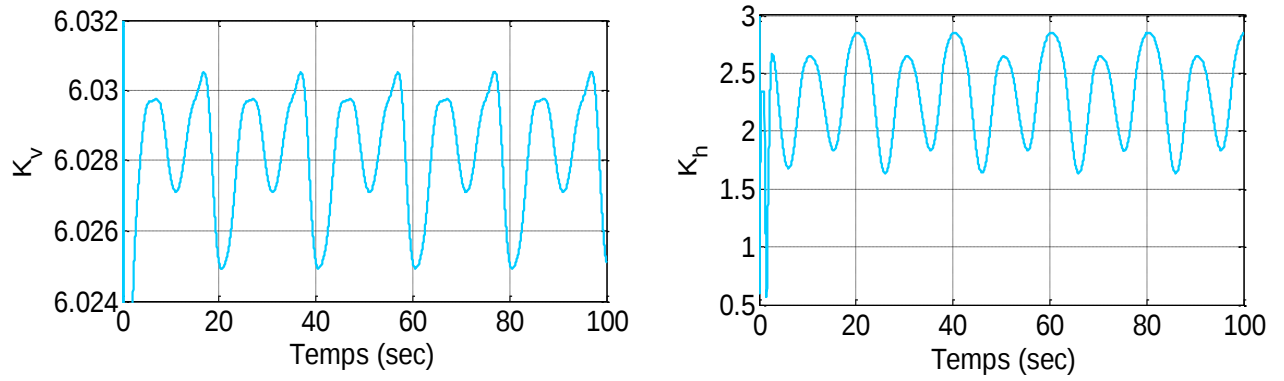


Figure IV.11 Evaluation des gains de commutation.

IV.4.3 Test de robustesse :

Pour évaluer la robustesse du contrôleur CFGA proposé, une perturbation externe a été injectée dans le TRMS qui est représentés dans les figures IV.13, On observe que les perturbations sont rapidement rejetées. On peut donc affirmer que le contrôleur CFGA est robuste contre les perturbations externes.

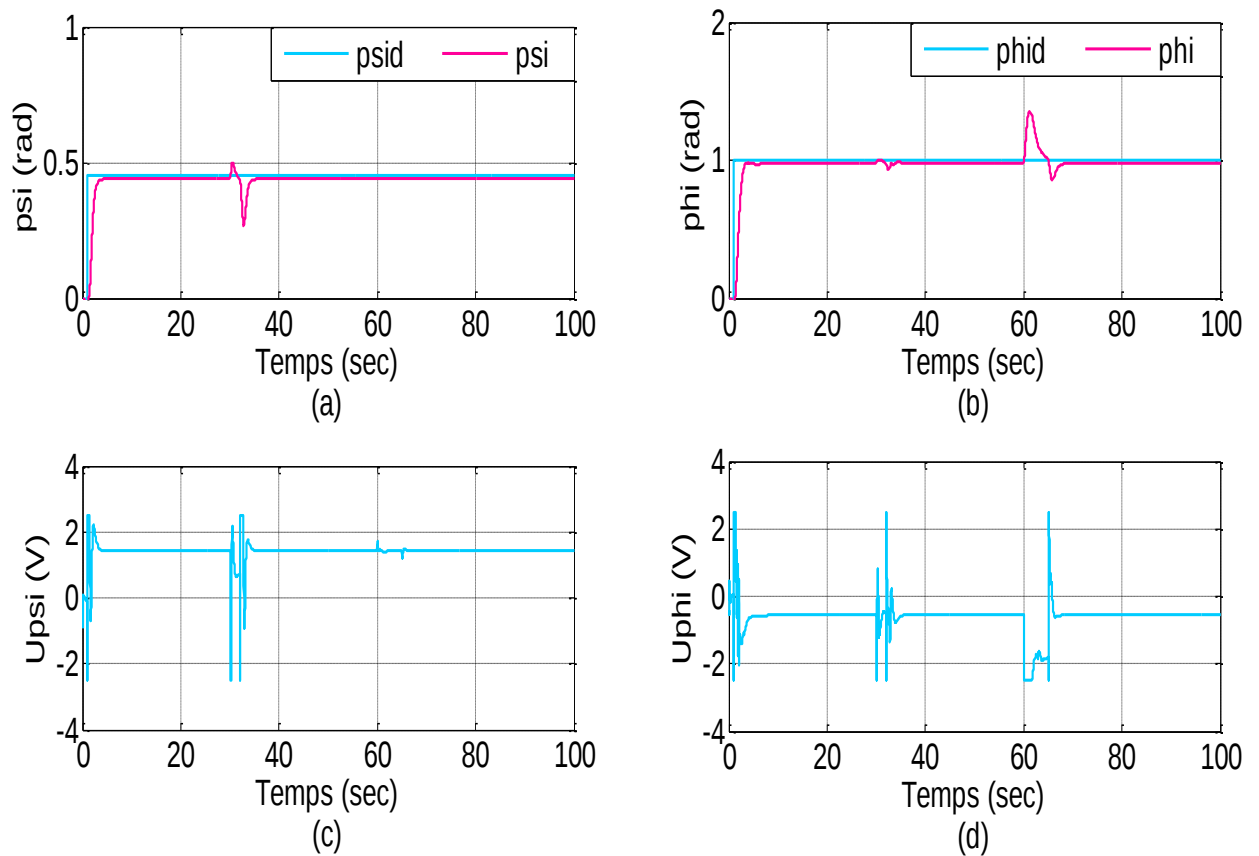


Figure IV.12. Réponses du système et signaux de commande avec perturbation externe.

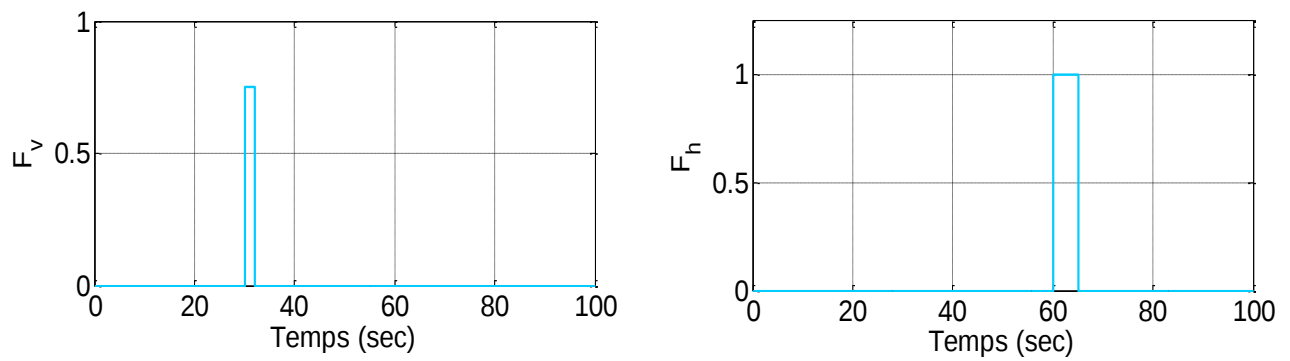


Figure IV.13 Forces aérodynamiques injectés.

IV. 5 Etude Comparative :

Cette étude permettra de conclure sur les performances des différentes lois de commande développées pour la commande du TRMS 33-007-4M5. Elle est basée sur le temps de réponse et le deux critères suivants :

- la somme des carrés des erreurs : $J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (e^T e)$
- l'énergie de la commande : $J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (u^T u)$

Les mêmes conditions de simulation, tels que le pas de simulation, la plage temporelle, les gains de la commande, ...etc., ont été utilisées. Les résultats de cette comparaison sont regroupés dans le tableau IV.2 et la figures IV.14

<i>Critère</i>	J1	
<i>Commande</i>	<i>Verticale</i>	<i>Horizontale</i>
CMG	15.8293	9.6594
CFG	9.3172	9.6431
CFGA	8.6127	8.5827
<i>Critère</i>	J2	
<i>Commande</i>	<i>Verticale</i>	<i>Horizontale</i>
CMG	1.9106e+04	4.2114e+03
CFG	1.0316e+04	1.6173e+03
CFGA	1.0414e+04	2.1315e+03
<i>Critère</i>	Temps de réponse (20%)	
<i>Commande</i>	<i>Verticale</i>	<i>Horizontale</i>
CMG	2.23	1.97
CFG	1.69	1.58
CFGA	1.66	1.51

Tableau IV.2. Comparaison quantitative entre les commandes développées pour le TRMS.

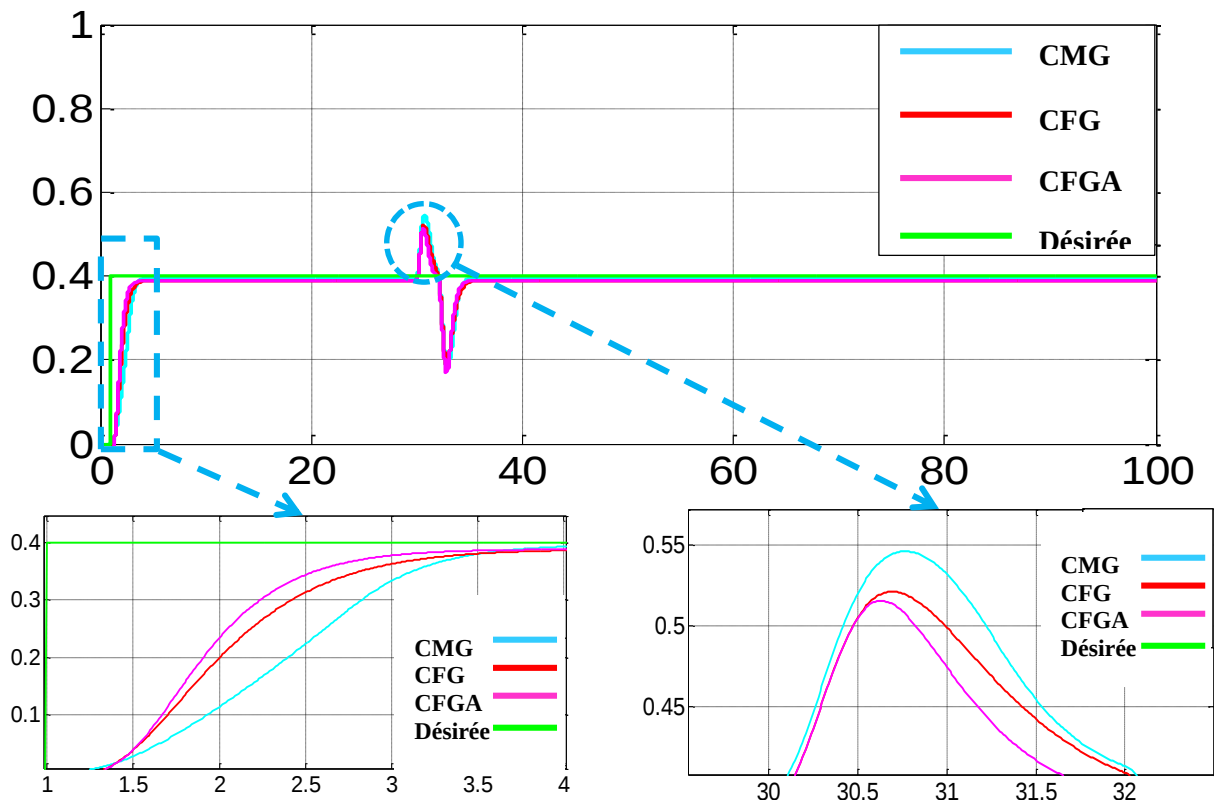


Figure IV.14. Comparaison qualificatif entre les commandes développées pour le TRMS

Il apparait selon le tableau IV.2 et les résultats de simulation que :

- La commande par mode glissant (CMG) suit les trajectoires du référence de manière acceptable, elle est robuste vis-à-vis des perturbations externes avec phénomène de broutement qui consiste en des variations brusques et rapides du signal de commande, Ce qui a entraîné une consommation d'énergie élevée.
- la commande floue- glissant (CFG) garde les performances précédentes avec peu d'améliorations, l'avantage de ce dernier est de fournir un signal de commande sans phénomène de broutement.
- La commande glissant floue a gain adaptatif (CFGA) donnent un meilleur temps de réponse, et elle permet d'assurer la convergence en temps fini, l'avantage saillant de cette commande c'est la rapidité de robustesse contre les perturbations externes. d'autre part, l'optimisation des gains de commutations.

A partir des résultats, nous pouvons conclure que la commande CFGA est en générale, la plus performante du point de vue la stabilité, la précision, la rapidité et la robustesse.

Sous-système	paramètres de la commande	Valeurs	Sous-système	paramètres de la commande	Valeurs
Horizontale	λ_h	3	Verticale	λ_v	3.75
	k_h	0.7		k_v	1.55
	k_{h11}	0.018		k_{v13}	0.01
	k_{h12}	0.177		k_{v14}	0.2
	k_{h21}	0.02		k_{v23}	0.5
	k_{h22}	5		k_{v24}	1

Tableau IV.2 : les paramètres de la commande hybride floue-glissante a gain adaptatif

IV.6 Conclusion :

Le travail considéré dans ce chapitre, est constitué d'une commande glissant floue avec gain adaptative, ce contrôleur est synthétisé en combinant les trois techniques Glissant, flou et adaptative dans le but d'estimation des paramètres de TRMS.

En premier lieu, nous avons appliqué cette hybridation au TRMS, Les résultats de simulation montrent que la commande (CFGa) est très satisfaisante pour la stabilisation et la poursuite de trajectoires. Différentes consignes et critères ont été appliqués au TRMS afin de comparer les performances des régulateurs étudiés, On conclut que les réponses avec régulateur CFGa sont plus rapides et plus précis. Les tests effectués en présence de perturbation externes montrent aussi que le système contrôlé par CFGa est meilleur.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons abordé un thème d'actualité dans le domaine de la commande des systèmes complexes. Nous avons présenté la commande du système physique non linéaire TRMS en utilisant la technique avancée de l'automatique telle que la commande à structure variable. Ce dernier est un système non linéaire fortement couplé, complexe, multi-variable d'entrées/sorties.

La commande à structure variable par régime glissant reste insensible aux incertitudes de modélisation et aux perturbations extérieures. Son problème majeur qui a fait 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.

Pour le TRMS 33-949 nous avons utilisé le modèle dynamique délivré par la société feedback. Notre objectif était de synthétiser des lois de commande à structure variable d'un hélicoptère TRMS avec une nouvelle vision permettant d'améliorer ses performances. Pour cela, des méthodes de commande par mode glissant ont été développées et pour lesquelles des surfaces de glissement linéaires ont été proposées. L'autre direction que nous avons suivie, pour améliorer les performances de cette technique de commande, est celle qui consiste à associer la commande floue et la commande par mode de glissement.

Les résultats obtenus ont montré le bon fonctionnement des lois de commande proposées à travers les performances enregistrées, aussi bien pour les simulations effectuées sur le modèle du TRMS 33-949.

Cette étude nous a permis de tirer les conclusions suivantes :

- En plus de l'amélioration des performances de commande, les avantages de la commande à structure variable classique avec des surfaces de glissement linéaires classiques ; à savoir la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations exogènes et la simplicité de synthèse, sont préservées dans la commande à structure variable basée sur des surfaces de glissement linéaire d'ordre 1.
- L'association de la commande floue à la commande par mode de glissement a permis d'atténuer l'effet du Chattering qui, désormais, représente l'inconvénient principal de la commande à structure variable. Pour contourner ce problème, une commande hybride intelligente adaptative a été proposée ; cette loi de commande intègre des paramètres adaptatifs pour compenser les variations paramétriques.

L'application de celle-ci sur le TRMS a permis une bonne poursuite des consignes. Les résultats de simulation ont montré les performances de cette structure de commande.

Le souhait principal à la fin de toute simulation est l'implémentation expérimentale de ces lois de commande sur un prototype réel, afin de pouvoir valider les résultats de simulation, malheureusement nous n'avons pas pu implémenter ces lois de commande néanmoins nous projetons en perspectives l'implémentation d'aux moins une technique de commande sur un prototype réel afin de voir le véritable comportement de ce système dans la réalité et de montrer la faisabilité de la chose.

A l'issue de ces travaux, ce mémoire ouvre de nouvelles perspectives de recherche parmi lesquelles nous citons :

- 1 – Mise en œuvre expérimentale des lois de commande développées sur un système réel.
- 2 – Application de la commande par mode glissant d'ordre supérieur,
- 3 – Hybridation des réseaux de neurones avec la commande par mode glissant :
 - a - Utilisation des réseaux de neurones dans la boucle de retour du contrôleur par mode glissant en parallèle pour calculer la commande équivalente.
 - b - Utilisation des réseaux de neurones pour l'adaptation des paramètres de la commande par mode glissant.

Bibliographie

- [1] M.Z. GHELLAB, " Commandes Non Linéaires Robustes Appliquées À un Hélicoptère Autonome", thèse de doctorat, Université de M'sila, 2020.
- [2] F.FARAH, " Contribution à la commande tolérante aux défauts des systèmes dynamiques non linéaires ", thèse de doctorat, Université de Guelma, 2017.
- [3] S. M. AHMED, M. H.SHAHEED, A. J.CHIPPERFIELD and M. O.TOKHI, "Nonlinear modelling of a twin rotor MIMO system using radial basis function networks" Proceedings of the IEEE 2000 National Aerospace and Electronics Conference. NAECON 2000. Engineering Tomorrow, Dayton, OH, USA, pp. 313-320, 12 Oct. 2000.
- [4] B. KADMIRY and D. DRIANKOV, "A fuzzy gain-scheduler for the attitude control of an unmanned helicopter," in IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 12(4), pp. 502-515, Aug.2004.
- [5] S. M. AHMED, A. J.CHIPPERFIELD and M. O.TOKHI, "Dynamic modeling of a two degree-offreedom Twin Rotor Multi-Input Multi-output System", *IEEE International Conference on Industrial Electronics*, Nagoya, Japan, vol.2, pp. 1451-1456, 2000.
- [6] I. Z. M. DARUS, F. M. ALDEBREZ and M. O. TOKHI, "Parametric modelling of a twin rotor system using genetic algorithms," First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing, Hammamet, Tunisia, pp. 115-118, 2004.
- [7] J. P. Su, C.C.WANG, "Fuzzy Gain-Scheduled Integral Control and its Application To a Twin Rotor System", *International Journal of Fuzzy Systems*, 2(3), pp.205-219, Sep.2000.
- [8] A.N.DEBAB, M.KADI, "Commande classique et intelligente appliquée à un simulateur de vol d'hélicoptère TRMS", mémoire de master, Université de M'sila, 2019.
- [9] H.AIOUANI, D.BOUDJATIT, "Commande hybride tolérante aux défauts. Application au simulateur d'hélicoptère TRMS", mémoire D'Ingénieur d'Etat en Automatique, école nationale polytechnique, Algérie, 2009.
- [10] N.BOUCHAALA, "Commande robuste par mode glissant floue appliquée à la poursuite de trajectoire du système TRMS", mémoire de master, Université de M'sila, 2016.

- [11] F.FARAH, F.HACHID, "Synthèse et implémentation pratique de lois de commandes non linéaires : Application à un simulateur d'hélicoptère", mémoire D'Ingénieur d'Etat en Automatique, école nationale polytechnique, Algérie, 2015.
- [12] S.ZEGHLACHE, "Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical", thèse de doctorat, Université de M'sila, 2014.
- [13] Twin Rotor MIMO System Manual, Feedback Instruments Ltd., UK, 2006.
- [14] S. BOUCHAALA, "Commande à structure variable d'une machine à induction", mémoire de master, université de M'sila, 2012.
- [15] I. J. SLOTINE, "Applied nonlinear control ", Englewood Cliffs, NJ. Prentice, 1991.
- [16] W.GAO, J.C. HUNG, "Variable structure control system ", IEEE Trans. Ind. Appl., 40(1), pp.45-55, 1993.
- [17] I. DEGHBODJ, "Commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur", mémoire d'ingénieur, université de Constantine 1, 2013.
- [18] R. TITRAOUI, "Commande par mode glissant d'un appareil à vol et atterrissage vertical", mémoire de master, université de M'sila, 2016.
- [19] K. BENHADDAD, A.CHIKOUCHE, S.ZIANE, "Commande hybride vectorielle Mode Glissant d'un moteur Asynchrone", mémoire de master, université de M'sila, 2011.
- [20] M.BENBEKRI, M. GHEZAL, M .YAHIAOUI, "Commande à Structure Variable d'un Système Hydraulique CE105", mémoire de master, université de M'sila, 2012.
- [21] M.SALEM, "Approches de l'intelligence artificielle pour la commande robuste des systèmes non linéaires", thèse de doctorat, université d'Oran 1, 2014.
- [22] L.K. WONG, F.H.F. LUENG and P.K.S.TAM, "A chattering elimination algorithm for sliding mode control of uncertain non-linear systems ", Mechatronics, 8(7), pp. 765-775, Aug. 1998.
- [23] S. SOYLU, B. BUCKHAM, R. PODHRODESKI "A chattering-free sliding-mode controller for underwater vehicles with fault-tolerant infinity-norm thrust allocation", Ocean Engineering, 35(16), pp. 1647-1659, 2008.
- [24] L. A. ZADEH , "Fuzzy sets", Information and Control, 8(3, pp.338-353), Jun.1965.

- [25] E. H. MAMDANI, "Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant," in Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 121(12), pp. 1585-1588, Dec.1974.
- [26] M. JAMSHIDI, N. VADIEE, T.J. ROSS, "Fuzzy logic and control", Prentice Hall, 1993.
- [27] H. YING, "Practical design of nonlinear fuzzy controllers with stability analysis for regulating processes with unknown mathematical models", Automatica,30(7), pp.1185-1195, Jul.1994.
- [28] J-Y. DIEULOT, S. HAJRI, P. BORNE, "A fuzzy control synthesis using the variable structure approach", Studies in Informatics and Control , 5(1), pp.5-14, Mar.1996.
- [29] L. A. ZADEH, "Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes," in IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, SMC-3(1), pp. 28-44, Jan.1973.
- [30] L. DUBOIS, F. DELMOTTE, P. BORNE, "A quasi optimization method of control for ill-defined system using a multi-model approach", Proceedings of MMAR'95, Poland, pp.121-125, 1995.
- [31] K. ZINSER, R. SCHREIBER " La logique floue : une nouveauté prometteuse de la technique d'automatisation ", La Technique moderne- N° 1-2, 1994.
- [32] B.MELIANI, " Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel ", thèse de doctorat université de sidi bel abbes, 2014.
- [33] S. WEBER," a general concept of fuzzy connectives, negation and implications based on t-norms and t-conorms", Fuzzy Sets and Systems, 11 (1-3), pp.115-134, 1983.
- [34] S.HAJRI," Commande dynamique par mode glissant Application a la robustification des processus Complexes", thèse de doctorat, université de Lille 1,1997.
- [35] P. J. MAC VICAR- WHELAN, "Fuzzy sets for man machine interaction", International Journal of man-machine studies, 8(6), pp.687-697, Nov.1976.
- [36] A.NAIT SEGHIR," contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone a aimants permanents", thèse de doctorat, école nationale polytechnique, Algérie, 2007.

- [37] S.MEZIANE," Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone", thèse de doctorat, université de Constantine, 2009.
- [38] J. C. LO and Y. H. KUO, "Decoupled Fuzzy Sliding-Mode Control", IEEE transactions On Fuzzy systems,6(3), pp. 426-435, 1998.
- [39] A. AMER, E. SALLAM, W. ELAWADY, "Adaptive fuzzy sliding mode control using supervisory fuzzy control for 3 DOF planar robot manipulators", Applied Soft Computing, 11 (8), pp. 4943–4953, Dec.2011.

Résumé : Dans ce travail, on s'intéresse à la description et la modélisation dynamique d'hélicoptère birotor type TRMS tenant compte les divers phénomènes physiques, qui peuvent influencer la dynamique d'une structure volante. Ensuite, nous avons étudiés le contrôleur par mode glissant (CMG) dans le but de rendre commande robuste envers les incertitudes, Les signaux de commandes obtenu par la CMG, présente des fréquences élevés dues au phénomène de broutement (chattering). Afin de réduire les effets de cette phénomène sans détériorer les performances de contrôle au TRMS, on a fait une association entre la logique floue et le mode de glissement, L'autre direction que nous avons suivie est synthétiser un Commande hybride mode glissant-floue avec gain adaptatif a été proposée afin d'améliorer la robustesse vis-à-vis des perturbations et variations paramétriques du TRMS.

Mots clés : TRMS, robustesse, mode glissant, logique floue, commande hybride, Gain adaptatif.

ملخص: في هذا العمل، اهتمنا بالوصف والنمذجة الديناميكية لطائرة هليكوبتر ثنائية الدوار من نوع (TRMS) مع الأخذ بعين الاعتبار الظواهر الفيزيائية المختلفة، والتي يمكن أن تؤثر على ديناميكيات هيكل الطيران. بعد ذلك، درسنا وحدة التحكم في النمط الانزلاقي (CMG) من أجل جعل التحكم قويًا ضد حالات الارتباك، تقدم إشارة التحكم التي تم الحصول عليها بواسطة (CMG) اختلافات مفاجئة بسبب ظاهرة التثيرة. من أجل تقليل تأثيرات هذه الظاهرة دون تنذب في أداء التحكم على (TRMS) قمنا بعمل ارتباط بين المنطق الضبابي والنمط الانزلاقي، والاتجاه الآخر الذي اتبعناه هو تركيب وضع التحكم الهجين الانزلاقي-الضبابي مع معامل تكيفي تم اقتراحه من أجل تحسين المتانة فيما يتعلق بالاضطرابات والتغيرات البارامترية لـ TRMS.

كلمات مفتاحية : TRMS، المتانة، النمط الانزلاقي، المنطق الضبابي، التحكم الهجين، المعامل التكيفي.

Abstract: In this work, we are interested in the description and dynamic modeling TRMS type twin-rotor helicopter taking into account the various physical phenomena, which can influence the dynamics of a flying structure. Then we studied the controller by sliding mode (SMC) in order to make the command robust with regard to uncertainties, control signals obtained by the SMC, presents high frequencies due to the phenomenon chattering. In order to reduce the effects of this phenomenon without damaging the control performance at TRMS, an association was made between fuzzy logic and sliding, The other direction we have followed is to synthesize a Hybrid Command sliding-fuzzy mode with adaptive gain has been proposed in order to improve the robustness vis-à-vis disturbances and parametric variations of the TRMS

Keywords: TRMS, robustness, sliding mode, fuzzy logic, hybrid control, Adaptive gain.