



MÉMOIRE

Présentée
en vue de l'obtention du titre de

MAGISTER

En

Electronique : Option Control

par

Fouad ALOUANI

Ingénieur d'Etat en Electronique du CU- Tebessa

Thème

Commande par Logique Floue Appliquée aux pendules inversés et au Simulateur de Vol d'Hélicoptère : Simulation et Expérimentation

Soutenue publiquement le 24/06/2006 devant le jury composé de:

Mohamed Séghir BOUCHERIT

Professeur à E.N.P

Président

Djamel BOUKHETALA

Maître de conférences à l'E.N.P

Rapporteur

Farès BOUDJEMA

Professeur à E.N.P

Examineur

Mohamed BOUAMAR

Maître de conférences à UMBM

Examineur

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE	4
I.1- Introduction	4
I.2- La logique floue	4
I.3- Les concepts	6
I.3.1-Sous-ensemble flou	6
I.3.2-Variable linguistique	8
I.3.3-Opérateurs de la logique floue	9
I.3.4-Fonction d'appartenance	11
I.3.5-Propositions et règle floue	12
I.4-Commande par logique floue	13
I.4.1-Introduction	13
I.4.2-Principe et réalisation d'un régulateur flou	14
I.4.2.1-Procédé générale lors de la conception d'une commande par logique floue	14
I.4.2.2-Propriétés d'une commande par logique floue	15
I.4.3-Structure d'un régulateur flou	16
I.4.3.1-Interface de fuzzification	17
I.4.3.2-Base de connaissances	18
I.4.3.3-Moteur d'inférence floue	19
I.4.3.3.1-Méthode d'inférence max-min	19
I.4.3.3.2-Méthode d'inférence max-prod	20
I.4.3.3.3-Méthode d'inférence somme-prod	20
I.4.3.4-Interface de défuzzification	21
I.4.4-Différents types de régulateurs flous	23
I.4.4.1-Régulateur de type Mamdani	23
I.4.4.2-Régulateur de type Sugeno	24
I.4.5-Principe du régulateur flou	24
I.4.5.1-Variables d'entrées du régulateur	24
I.4.6-Avantages et inconvénients de la commande par logique Floue	25
I.5-Conclusion	26
CHAPITRE II : MODELISATION ET COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE D'UN SIMPLE ET DOUBLE PENDULE INVERSE	27
II.1-Introduction	27
II.2-Modélisation et commande par logique floue d'un simple pendule inversé	28
II.2.1-Introduction	28
II.2.2-Modélisation du système simple pendule inversé	29
II.2.2.1-Modèle de connaissance	29
II.2.2.2-Paramètres du modèle	32
II.2.2.3-Simulation	32

II.2.3-Commande décentralisée floue du système simple pendule inversé	33
II.2.3.1-Structure de la commande décentralisée floue	34
II.2.3.2-Structure de régulateur flou de MAMDANI	34
II.2.3.2.1-Base de règle floue (un ensemble de règle de type SI-ALORS)	35
II.2.3.2.2-Moteur d'inférence	36
II.2.3.2.3-Interface de fuzzification	36
II.2.3.2.4-Interface de défuzzification	36
II.2.3.2.5-Les gains de normalisations	37
II.2.3.3-Signal de commande	37
II.2.3.4-Implémentation du régulateur flou	37
II.2.3.5-Simulation en boucle fermée	38
II.2.3.5.1-Test de stabilisation	39
II.2.3.5.2-Test de poursuite d'une trajectoire	39
II.2.3.5.3-Test de robustesse vis-à-vis changement des conditions initiales	41
II.2.3.5.4-Test de robustesse vis-à-vis variation paramétrique	44
II.2.4-Interprétation des résultats	49
II.3-Modélisation et commande décentralisée par logique floue d'un double pendule inversé.....	50
II.3.1-Introduction	50
II.3.2-Modèle du système double pendule inversé	51
II.3.2.1-Paramètres du modèle	52
II.3.2.3-Simulation	52
II.3.3-Commande floue du système double pendule inversé	53
II.3.3.1-Structure de la commande floue	53
II.3.3.2-Structure de régulateur flou de MAMDANI	54
II.3.3.3-Implémentation du régulateur flou	55
II.3.3.4-Simulation	56
II.3.3.4.1-Test de stabilisation	56
II.3.3.4.2-Test de robustesse vis-à-vis changement des conditions initiales	57
II.3.3.4.3-Test de robustesse vis-à-vis variation paramétrique ...	58
II.3.4-Interprétation des résultats	61
II.4-Conclusion	61

INTRODUCTION GENERALE

Les méthodes classiques de l'automatique ont été largement appliquées dans de nombreux problèmes de régulation industrielle. Cependant, la plupart des systèmes physiques présentent des non linéarités et leurs paramètres sont souvent mal connus et/ou variables dans le temps. Pour la commande de telles classes de systèmes les méthodes conventionnelles de l'automatique ont montré leurs limites en terme de stabilisation et performances. Avec le développement des calculateurs numériques, les automaticiens commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande telles que la commande adaptative, la commande prédictive, la commande robuste, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle. Parmi ces dernières ; la commande par logique floue. Cette commande est à l'heure actuelle une des préoccupations des chercheurs dans le monde [Zhao et *al.*, 03], [Li et *al.*, 03], [Onat et *al.*, 04], [Yang et *al.*, 04], [Baturone et *al.*, 04], [Flores et *al.*, 05], [Jordan et *al.*, 05], [Bai et *al.*, 05]. Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'application de cette technique commande par logique floue aux systèmes physiques.

Durant ces dernières décennies, l'utilisation de la théorie des ensembles flous dans la modélisation et la commande des systèmes complexes a connue une évolution considérable. En effet, le principe de la commande floue a été expérimenté pour la première fois en 1974 par l'équipe du professeur E.H. Mamdani [Mamdani, 74]. Les résultats obtenus, ont été repris et développés par plusieurs équipes en Europe de l'Ouest [Willaeys & Malvache, 78]. Puis ensuite par l'Institut de Technologie de Tokyo [Sugeno, 85] et dans quelques autres universités japonaises [Bellon et *al.*, 89]. Depuis 1987, date à laquelle la première application "grand public" a vu le jour. Utilisant la logique floue, le métro de Sendai, a été mis sur le marché [Miyamoto et *al.*, 87]. Depuis cette époque, l'utilisation des techniques de commande floue n'a cessé d'évoluer. Aujourd'hui, les différents travaux et publications récentes dans ce domaine semblent indiquer que les deux domaines d'application de la logique floue les plus importants sont :

- La conception de régulateurs pour des processus difficilement modélisables,
- La conception de régulateurs linéaires pour des processus modélisables.

La commande floue se différencie d'une commande classique par le fait que l'approche par logique floue synthétise une loi de commande à partir de l'expertise de l'opérateur humain. Dans le premier cas, la commande est synthétisée en évitant la phase modélisation. Par contre dans le second cas, la structure non linéaire du régulateur flou permet d'améliorer les performances en termes de précision et de robustesse du système non linéaire vis-à-vis des incertitudes structurées et non structurées.

Les avancées récentes en informatique et en électronique de puissance permettent la fabrication des systèmes prototypes, qui jouent le rôle de simulateurs réels miniatures. Ces derniers permettent de tester de nouvelles techniques de commande. Les systèmes comme le simple et le double pendule [Messner, 97], [Passino & Yurkovich, 98], [Mudry, 01], [Shi & Singh, 92] , ainsi que le simulateur de vol d'hélicoptère (Twin Rotor MIMO system) [F, Instruments Ltd, IV, 97], sont de très bons exemples de ces prototypes réels. Ces derniers, sont caractérisés par des comportements physiques non-linéaires difficilement modélisables. Cette caractéristique a motivé les chercheurs pour les utiliser afin de valider et tester les lois de commande développées théoriquement. Le travail présenté dans ce mémoire, s'intègre dans cet objectif

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la théorie de la logique floue ainsi que son utilisation dans la commande des systèmes. Nous commençons par exposer les définitions de base sur les variables floues ainsi que les notions juste nécessaires pour les développements qui suivent. Le principe de la commande floue est ensuite abordé en présentant les différents types de régulateurs flous et en explicitant les éléments constitutifs de chaque type.

Dans le second chapitre, nous élaborons les modèles non linéaires des deux systèmes simple et double pendule inversé. Afin de mettre en évidence leurs comportements dynamiques, des simulations sont effectuées en boucle ouverte. Une commande par logique floue a été ensuite synthétisée et appliquée sur chaque système en utilisant des régulateurs de type Mamdani. Des résultats de simulations en boucle fermée sont ensuite présentés pour valider et tester la robustesse des commandes utilisées.

Le troisième chapitre est consacré à un autre type de système mécanique caractérisé par une dynamique non linéaire complexe ayant des interconnexions entre ses différentes variables. Ce système est le simulateur de vol d'hélicoptère "*Twin Rotor MIMO System*" (TRMS). Dans un premier lieu, un modèle couplé non linéaire sera élaboré, à partir duquel deux sous modèles découplés seront déduits. Des commandes seront, ensuite,

synthétisées et appliqués aussi bien sur les modèles découplés que sur le modèle complet. Des résultats de simulation seront aussi présentés et commentés.

Dans le dernier chapitre nous présentons le système TRMS, disponible au Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique, sur lequel une implémentation pratique des résultats obtenus a été réalisée. L'ensemble des résultats expérimentaux seront présentés et commentés.

Enfin, nous terminons par une conclusion générale et des perspectives.

C H A P I T R E

I

Commande par logique floue**I.1. Introduction**

L'objectif de ce chapitre est de présenter les notions principales de théorie de la logique floue, ainsi que de la commande floue. D'abord, nous présentons quelques concepts de base de la logique floue ainsi que leurs applications pour la synthèse d'une commande floue. Les éléments de bases d'un régulateur par logique flou, les différents types de régulateurs flous, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients seront donnés.

I.2. La logique floue

Les compréhensions de l'univers dans lequel nous évoluons sont généralement imparfaites dans la mesure où elles peuvent être entaché d'incertitudes et/ou d'imprécisions, ne serait-ce qu'à travers la perception que nous en avons. Or, nous pouvons constater que l'homme intègre naturellement ces imperfections dans la vie de tous les jours, en particulier au niveau du raisonnement et de la décision. L'idée du professeur Lotfi A.Zadeh [Zadeh, 65], en 1965, à travers le nouveau concept ensembliste d'appartenance graduelle d'un élément à un ensemble, a été de définir une logique multi évaluée permettant de modéliser ces imperfections c'est prendre en compte les états intermédiaires entre le tout et le rien. L'utilité de cette approche peut être illustrée de la manière suivante :

Une température de 10°C , pour un humain, est généralement considérée comme froide; une autre de 40°C est qualifiée de chaude. Si chacune de ces valeurs appartient à une catégorie (ensemble) bien définie, qu'en est-il pour des valeurs intermédiaires? Une réponse intuitive consiste à affirmer qu'elles appartiennent à une ou deux des catégories précédentes avec des niveaux ou des degrés (normalisés) différents. On évite ainsi des transitions brusques entre différentes catégories, comme cela est le cas en logique binaire (*figure I.1*). Il semble en effet surprenant de considérer qu'une température de 40°C est chaude, alors qu'une température de $39,9^{\circ}\text{C}$ ne l'est pas.

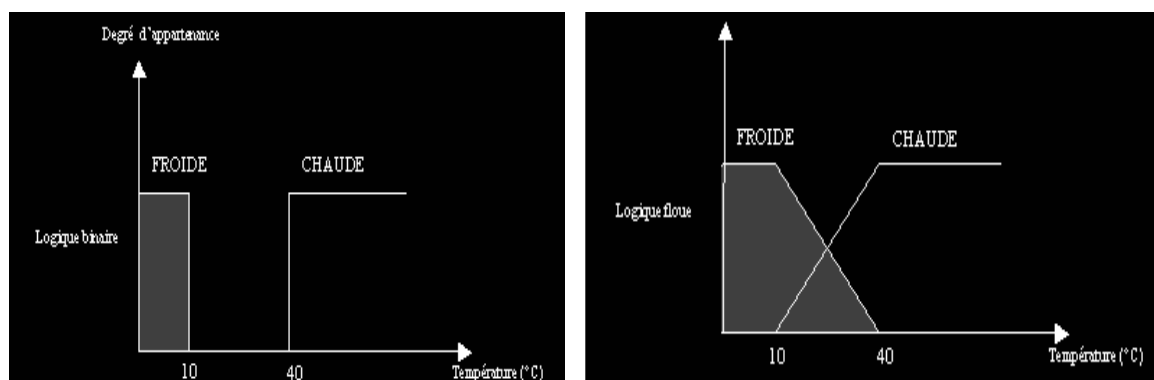


Figure I.1 : Exemple de définition d'ensembles sur un univers de discours en logique binaire et en logique floue

Cet exemple permet d'illustrer le fait qu'une logique binaire classique soit, dans certains cas, trop limitative. Donc il est nécessaire de faire appel à une autre logique multi évaluée qui sera vue comme une extension de la précédente, c'est bien la logique floue.

En ce qui concerne la commande d'un processus quelconque, la logique floue permet une approche fondatrice par rapport à l'automatique classique. En automatique, en général, on s'attache à modéliser le processus à travers un certain nombre d'équations différentielles. Cette modélisation est rendue difficile et par fois impossible à mesurer que la complexité des processus à contrôler augmente. D'une manière radicalement opposée, un contrôleur va décrire non pas le processus mais la façon de le contrôler, tout comme le ferait un expert humain à travers des règles intégrant naturellement imprécisions et incertitudes.

Un certain nombre d'applications utilisant la logique floue ont vu le jour ces dernières années. Les plus médiatisées sont certainement les réalisations des chercheurs et industriels japonais qui, depuis les années 80, se sont intéressés notamment au

contrôle/commande de processus. Ces applications s'appuient sur les travaux de Mamdani [Mamdani, 74], [Mamdani & Assilian, 75] qui fut certainement le premier à voir la potentialité de la théorie des sous-ensembles flous dans ce domaine. Nous pouvons citer autres dans des domaines généraux, tels que le marketing, les traitements médicaux, le domaine de traitement de l'image, le traitement de signal, la robotique, est autres.

I.3. Les concepts

Le concept de la théorie des sous-ensembles flous, s'appuie sur la notion de degré d'appartenance d'un élément à un sous-ensemble flou. Tandis que les ensembles traditionnels sont caractérisés par une fonction d'appartenance notée χ , (également appelée fonction caractéristique) définie sur $\{0,1\}$, les sous-ensembles flous sont, eux, caractérisés par une fonction d'appartenance notée μ définie sur $[0,1]$.

En d'autres termes, dans le langage ensembliste classique, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble tandis qu'un élément appartient à un sous-ensemble flou avec un certain degré (éventuellement nul). En résumé, pour un sous-ensemble A défini sur un univers de discours U , on peut écrire :

A Sous-ensemble classique : fonction caractéristique $\chi_A : U \rightarrow \{0,1\}$
 A Sous-ensemble flou : fonction d'appartenance $\mu_A : U \rightarrow [0,1]$

Par extension, ce nouveau concept définit une logique multi évaluée qui apparaît comme une généralisation de la logique binaire. Nous allons maintenant définir un certain nombre de termes propres au domaine de la logique floue auxquels nous pourrons nous référer [Lee, I, 90], [Lee, II, 90], [Bühler, 94], [Passino & Yurkovich, 98].

I.3.1. Sous-ensemble flou

Nous venons de voir ce que l'on entend par sous-ensemble ou, d'un point de vue formel. Un sous-ensemble A sur un univers de discours U , est représenté comme dans la *figure I.2* à travers sa fonction caractéristique μ_A . Il peut également être décrit par un certain nombre de caractéristiques comme:

- **son support :**

$$Support(A) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (I.1)$$

- *sa hauteur :*

$$hauteur(A) = \sup_{x \in U} \{\mu_A(x)\} \quad (I.2)$$

- *son noyau :*

$$noyau(A) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\} \quad (I.3)$$

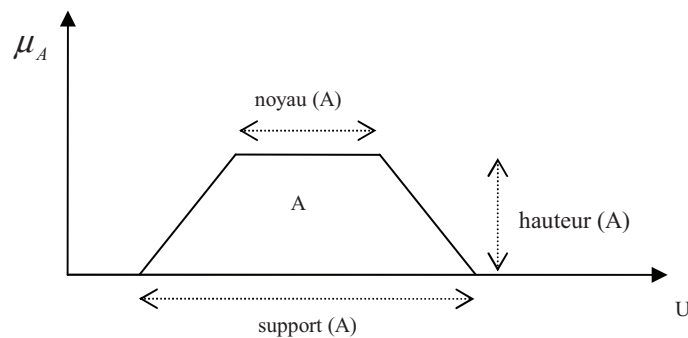


Figure I.2 : Représentation d'un sous-ensemble flou et principales caractéristiques

Le concept de sous-ensemble flou a été introduit pour éviter les passages brusques d'une classe à une autre (de la classe noire à la classe blanche par exemple) et autoriser des éléments à n'appartenir complètement ni à l'une ni à l'autre (à être gris, par exemple) ou encore à appartenir partiellement à chacune (avec un fort degré à la classe noire et un faible degré à la classe blanche dans le cas du gris foncé).

La notion de sous-ensemble flou permet de traiter :

- des catégories aux limites mal définies (comme « centre ville » ou « ancien »),
- des situations intermédiaires entre le tout et le rien (« presque noir »),
- le passage progressif d'une propriété à une autre (de « proche » à « éloigné » selon la distance),
- des valeurs approximatives (« environ 2 km »),
- des classes en évitant l'utilisation arbitraire de limites rigides (il est difficile de dire qu'une maison située à 200 m de la plage en est proche, mais qu'à 210 m elle en est éloignée).

Remarque :

Le terme « sous-ensemble » flou provient du fait que celui-ci est considéré comme une partie de l'univers de discours U . Dans la littérature, on peut trouver parfois ensemble flou, qui constitue un abus de langage.

I.3.2. Variable linguistique

Une variable linguistique sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue. Elle est définie par un triplet $(V; U; T_V)$ où V représente une variable classique (âge, température, . . .) définie sur l'univers de discours U . T_V est l'ensemble des instanciations possibles de la variable V : Il s'agit de sous-ensembles flous repérés par leur label A_i : on écrit ainsi $T_V = \{A_1; A_2; \dots; A_n\}$.

Graphiquement, une variable linguistique peut être représentée comme dans la figure I.3.

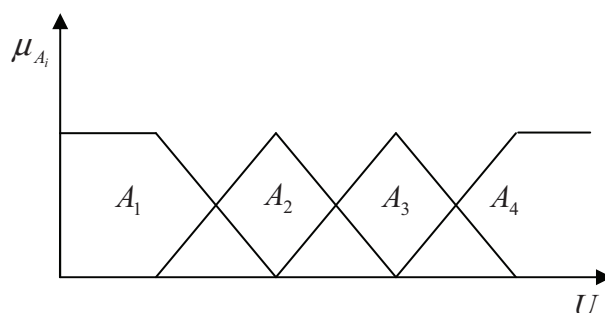


Figure I.3 : Représentation d'une variable linguistique définie comme $\{U, V, T_V = \{A_1, A_2, A_3, A_4\}\}$

Un sous-ensemble flou permet de représenter différentes notions, en particulier la spécificité et la précision. Ces différentes notions apparaissent dans la figure I.4 :

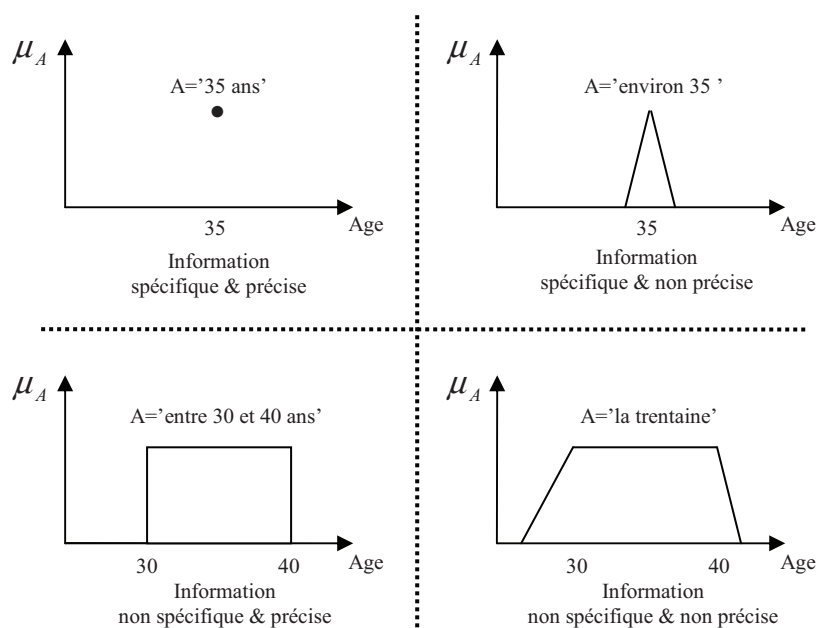


Figure I.4 : Notions de spécificité et de précision représentées à l'aide de sous-ensembles flous

I.3.3. Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs ET ou OU. IL s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques.

Le plus souvent, les opérateurs ET ou OU sont réalisés respectivement par les règles «min» et «max». Il y a alors une certaine affinité avec les règles de la logique classique. Cependant, il existe un grand nombre de règles pour la réalisation des opérateurs ET et OU qui tiennent compte du caractère particulier de la logique floue.

Soit A et B deux ensembles flous définis dans le référentiel U avec les fonctions d'appartenances μ_A et μ_B respectivement :

Définition 1 : (Union) La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ de l'union $A \cup B$, est définis pour tout $u \in U$ par :

$$\mu_{A \cup B}(u) = \mu_A(u) + \mu_B(u) \quad (1.4)$$

Dans le domaine de la commande, le + représente souvent le MAX :

$$\mu_A(u) + \mu_B(u) = \max\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (1.5)$$

Définition 2 : (intersection) La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ de l'intersection $A \cap B$, est définie pour tout $u \in U$ par :

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (1.6)$$

Définition 3 : (Complémentation) La fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément de l'ensemble A, notée $\bar{A}$, est définie pour tout $u \in U$ par :

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (1.7)$$

Définition 4 : (produit cartésien) soit $A_1, \dots, A_n$ des ensembles flous respectivement définis sur $U_1, \dots, U_n$, le produit cartésien de $A_1, \dots, A_n$, est un ensemble flou défini sur $U_1, \dots, U_n$, de fonction d'appartenance :

$$\begin{aligned} \mu_{A_1 \times \dots \times A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) &= \min(\mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n)) \\ &= \mu_{A_1}(u_1) \cdot \mu_{A_2}(u_2) \cdot \dots \cdot \mu_{A_n}(u_n) \end{aligned} \quad (1.8)$$

Définition 5 : (Relation floue) Une relation floue représente le degré de présence, ou d'absence d'une association entre les éléments de deux ou plusieurs ensembles flous.

Une relation floue d'ordre n est un ensemble flou défini sur $U_1 \times \dots \times U_n$ par l'expression suivante :

$$R_{U_1 \times K \times U_n} = \{((u_1, K, u_n), \mu_R(u_1, K, u_n)) / (u_1, K, u_n) \in U_1 \times K \times U_n\} \quad (1.9)$$

Définition 6 : (Composition des règles floues) Soit R et S deux relations floues définies respectivement dans $U \times V$ et $V \times W$. La composition de R et S est un ensemble flou, symbolisé par $R \circ S$, de fonction d'appartenance :

$$\mu_{R \circ S}(u, w) = \left\| (u, w), \sup_v (\mu_R(u, v) * \mu_S(v, w)) \right\| u \in U, v \in V, w \in W \quad (1.10)$$

I.3.4. Fonction d'appartenance

Afin de permettre un traitement numérique des variables linguistiques dans la prise de décisions floues sur ordinateur, une définition des variables linguistiques à l'aide de fonctions d'appartenance s'impose. Dans ce contexte on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $\mu_A(x)$, qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $\mu_A(x) > 0$, est appelé «support de A». Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes :

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

$$\mu(x) = \text{Max}\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (1.11)$$

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

$$\mu(x) = \text{Max}\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-d}\right), 0\right) \quad (1.12)$$

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

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.13)$$

Fonction sigmoïdale : Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$:

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x-c))} \quad (1.14)$$

I.3.5. Propositions et règle floue

Une *proposition floue élémentaire* est définie à partir d'une variable linguistique $(V; U; T_V)$ par la qualification « V est A », avec A appartenant à T_V . Par exemple, «*taille_de_Paul* est MOYENNE» est une proposition élémentaire définie à partir de la variable linguistique (*taille_de_Paul*, {tailles}, { . . . , MOYENNE, . . . }).

La valeur de vérité d'une proposition élémentaire « V est A » est égale à $\mu_A(v)$ où v correspond à la valeur numérique exacte de V .

Une proposition floue générale est définie à partir de propositions élémentaires et d'opérateurs logiques binaires (et, ou, implique) ou un aire (non). Il existe plusieurs méthodes pour calculer la valeur de vérité de telles propositions. Nous ne donnons ici que les plus communément utilisées.

- **conjonction** : $(V_1 \text{ est } A_1) \text{ et } (V_2 \text{ est } A_2)$
 - $\min(\mu_{A_1}(v_1), \mu_{A_2}(v_2))$ (Logique de Zadeh)
 - $\max(\mu_{A_1}(v_1) + \mu_{A_2}(v_2) - 1, 0)$ (Logique de Lukasiewicz)
 - $\mu_{A_1}(v_1) \cdot \mu_{A_2}(v_2)$ (Logique probabiliste)
- **disjonction** : $(V_1 \text{ est } A_1) \text{ ou } (V_2 \text{ est } A_2)$
 - $\max(\mu_{A_1}(v_1), \mu_{A_2}(v_2))$ (Logique de Zadeh)
 - $\min(\mu_{A_1}(v_1) + \mu_{A_2}(v_2), 1)$ (Logique de Lukasiewicz)
 - $\mu_{A_1}(v_1) + \mu_{A_2}(v_2) - \mu_{A_1}(v_1) \cdot \mu_{A_2}(v_2)$ (Logique probabiliste)
- **implication** : $(V_1 \text{ est } A_1) \text{ implique } (V_2 \text{ est } A_2)$
 - $\min(1 - \mu_{A_1}(v_1) + \mu_{A_2}(v_2), 1)$ (Lukasiewicz)
 - $\min(\mu_{A_1}(v_1), \mu_{A_2}(v_2))$ (Mamdani)
 - $\mu_{A_1}(v_1) \cdot \mu_{A_2}(v_2)$ (Larsen)
- **complémentation** : **non** $(V \text{ est } A)$
 - $1 - \mu_A(v)$

Dans ce qui précède, v, v_1 et v_2 correspondent à des instanciations numériques réelles des variables V, V_1 et V_2 .

Une *règle floue* est une proposition floue générale utilisant une implication entre deux propositions floues quelconques. Par exemple :

$$(V_1 \text{ est } A_1) \text{ et } (V_2 \text{ est } A_2) \text{ implique } (V_3 \text{ est } A_3)$$

ou sous une forme plus linguistique :

$$\text{si } (V_1 \text{ est } A_1) \text{ et } (V_2 \text{ est } A_2) \text{ alors } (V_3 \text{ est } A_3)$$

est une règle floue. La partie $(V_1 \text{ est } A_1)$ et $(V_2 \text{ est } A_2)$ est appelée *prémisse* de la règle et $(V_3 \text{ est } A_3)$ *conclusion*.

Activation d'une règle floue

Une règle ne peut être activée (i.e. intervenir dans le processus d'inférence) que lorsque la valeur de vérité de la proposition floue constituant sa prémisse est non nulle.

I.4. Commande par logique floue

I.4.1. Introduction :

Bien que la logique floue possède un champ d'application extrêmement vaste, nous nous intéressons ici qu'à son utilisation dans le cadre de la commande. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de commande souvent très efficace sans devoir faire des études théoriques approfondies. L'algorithme de commande consiste en une collection de règles floues appelées base de règle. Dans cette section nous présentons toutes les bases générales du réglage et de la commande par logique floue.

Devant le problème délicat du contrôle et de la commande des systèmes complexes non linéaires et multi variables, les outils utilisés deviennent de plus en plus pointus. Un engouement certain s'est porté depuis quelques années autour de la logique floue, en parallèle des avancées de l'automatique classiques.

La théorie de la logique floue traite deux problèmes :

1. théorie de l'ensemble flou
2. théorie de mesure floue

La motivation primaire de la logique floue est la possibilité d'exploiter la tolérance de l'imprécision et de l'inexactitude [Jamshidi et al., 93].

L'idée d'appliquer les techniques floues au domaine du contrôle des processus a été proposée la première fois par Change et Zadeh en 1972. Leur démarche reposait sur une approche à base de modèle en utilisant le concept de fonction flou. Les principes de la logique

floue ont été appliqués en 1974 par E.H Mamdani à la construction d'un premier contrôleur flou pour une commande de vitesse d'un moteur [Mamdani, 74].

Mais ce n'est que depuis quelques années que la commande floue a connu, essentiellement au Japon, un essor remarquable ; Elle a été appliquée à des problèmes aussi divers que la purification de l'eau, la fabrication du ciment, la marche automatisée d'une rame de métro, etc. [Barrat et *al.*, 93], [Boujahia, 00].

L'attitude des automaticiens à l'égard de la commande floue a d'abord été réservée : après avoir, pendant des décennies, affirmé la nécessité d'identifier le mieux possible un système pour pouvoir construire une commande ayant des performances satisfaisantes, fallait-il faire confiance à cette méthode, qui prétendait remplacer les commandes plus ou moins sophistiquées, basées sur l'identification, par des techniques s'appuyant sur le savoir-faire humain plutôt que sur des équations ?

Actuellement, cette attitude a évolué. On peut penser que la commande floue va peu à peu prendre place dans la panoplie de l'ingénieur contemporain, sans supplanter les méthodes traditionnelles, et qu'elle constituera un complément précieux dans le cas des systèmes difficilement identifiables ou dont les paramètres subissent des variations brutales. Ils existent beaucoup d'efforts de recherches réussies pour les applications de la théorie de la logique floue aux systèmes à commander. Ces travaux montrent une performance remarquable de ce type de régulateur en comparant avec le régulateur PID conventionnel [Barrat et *al.*, 93], [Lauchlan et *al.*, 97].

I.4.2. Principe et réalisation d'un régulateur flou

I.4.2.1 Procédé général lors de la conception d'une commande par logique floue

Le procédé à suivre lors de la conception d'une commande par logique floue est assez différent de celui d'une commande conventionnelle. La *figure I.5* en montre les étapes principales. Généralement, lors de la conception d'un réglage ou d'une commande par logique floue nous commençons par une analyse approfondie sur le système à commander, ici il ne s'agit pas d'une recherche d'un modèle mathématique, mais il s'agit d'une exploration complète du comportement du système vis-à-vis de variation de la commande, cette exploration peut apparaître comme une description du comportement dynamique du système, qui se fait par des variables linguistiques qui peuvent être accompagnées d'une définition par fonction d'appartenance.

L'étape suivante consiste à une recherche d'une stratégie de commande, elle comprend la phase de fuzzification, les inférences et la défuzzification. En suite l'implémentation qui se fait généralement sur un PC, elle est suivie par une opération de test sur une installation réelle qui comporte bien sur le système à commander.

Finalement afin de trouver un comportement convenable, le changement de la stratégie de commande en plusieurs passages est très indispensable.

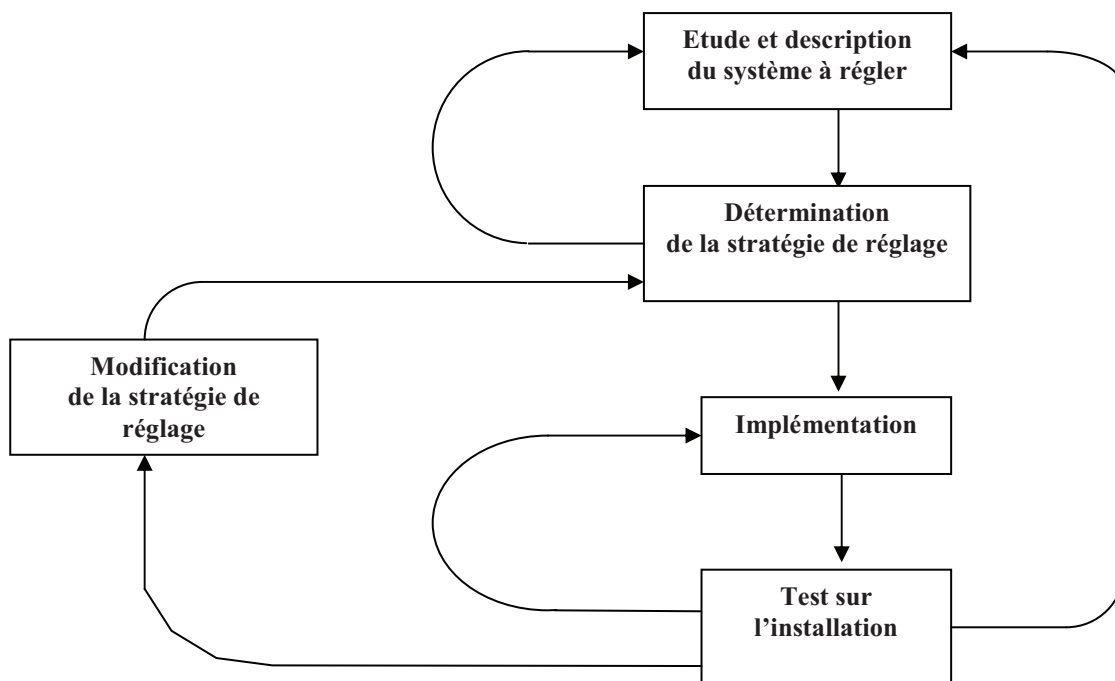


Figure I.5 : Procédé générale lors de la conception d'une commande par logique floue [Bühler, 94].

I.4.2.2. Propriétés d'une commande par logique floue [Bühler, 94]

Les propriétés essentielles d'une commande par logique floue peuvent être résumées de la manière suivante :

- Mesure de plusieurs grandeurs : la grandeur à régler et d'autres grandeurs caractérisant le comportement dynamique du système à régler,
- Comportement non linéaire du système,
- Aptitude à commander convenablement surtout des systèmes avec un comportement dynamique compliqué, dont la modélisation est difficile,
- Connaissance approximative des paramètres du système à commander.

La détermination de la stratégie de commande représente l'étape la plus importante, lors de conception d'une commande par logique floue. En effet, cette dernière contient la détermination de plusieurs paramètres. L'ensemble de ces derniers est très important ; nombre et forme des variables linguistiques des entrées, et mêmes des sorties, choix des différentes logiques, choix de la méthode de défuzzification....

L'analyse de l'influence de ces paramètres n'est évidemment pas une chose facile. Néanmoins, plusieurs études récentes ont tenté en partie de faire varier certains de ces paramètres pour dégager quelques règles. Des études concernant les fonctions d'appartenance ont été menées [Mizumoto, 88], [Driankov et al., 93], [Bühler, 94], [Tso & Fung, 97], [Li, 99], [Zhou et al., 00], [Lui et al., 01], [Botzheim et al., 04], néanmoins la forme et le nombre de ces dernières sont très dépendants de l'application et ne peuvent se dissocier de la partie règles floues. Même chose pour les règles floues, une très grande quantité de travaux ont été réalisés dans le but est d'améliorer et innover cette partie très importante dans un régulateur flou. Parmi ces travaux on peut citer les plus récents tels que, [Wong et al., 99], [Zapata et al., 99], [Yeh, 99], [Zhou et al., 00], [Shiqian Wu et al., 01], [Chen et al., 02], [Tao, 02], [Pomares et al., 04]. Des études ont été également menées concernant les gains de normalisation [Ouattara et al., 96], [Li, 99], [Yeh, 99].

I.4.3. Structure d'un régulateur flou

Le régulateur par logique flou est composé de quatre éléments de base suivants [Lee, I, 90], [Lee, II, 90], [Bühler, 94], [Passino & Yurkovich, 98]:

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

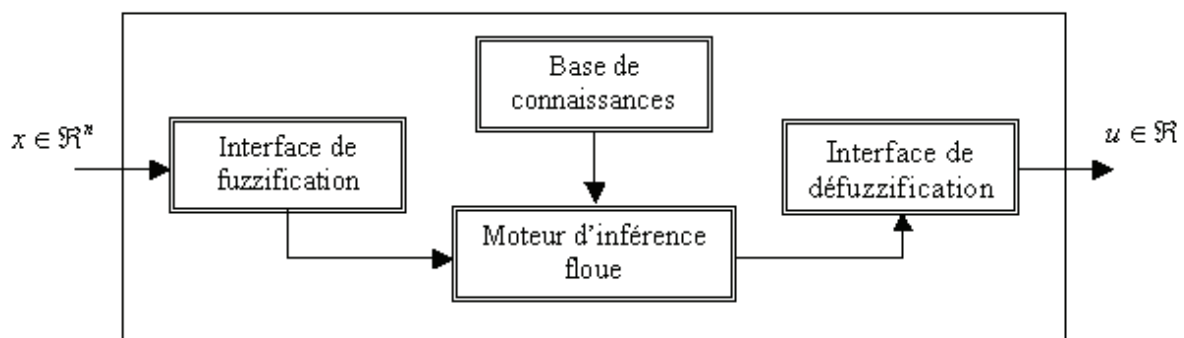


Figure I.6 : Structure de base d'un régulateur flou

I.4.3.1. Interface de fuzzification

Transforme les entrées numériques (vecteurs précises) en des ensembles flous. Le choix de l'opérateur de fuzzification dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées. Ainsi si la mesure x_0 est exacte, le sous-ensemble flou A_x doit être représenté par un *fait précis*. Par conséquent, on utilise comme opérateur de fuzzification la transformation dite de singleton. La fonction d'appartenance du sous ensemble flou A_x est alors définie par :

$$\mu_{A_x}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

La *figure I.7* montre l'aspect de cette fonction d'appartenance.

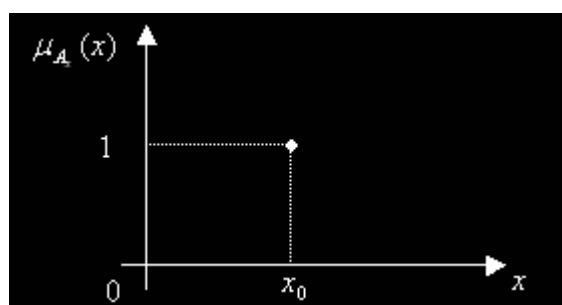


Figure I.7 : Méthode de fuzzification pour une mesure exacte

Par contre, si la mesure de la variable est incertaine, par exemple à cause du bruit, le sous-ensemble flou A_x doit être représenté par un *fait imprécis*. On utilise alors la méthode de fuzzification qui associe à la variable de mesure x_0 une fonction d'appartenance telle que, par exemple :

$$\mu_{A_x}(x) = \max \left\{ 0; 1 - \frac{|x - x_0|}{\varepsilon} \right\} \quad (\text{I.16})$$

La représentation graphique de cette fonction est représentée par la *figure I.8*. Ce sous-ensemble flou comprend donc la mesure x_0 avec une appartenance unité et les valeurs voisines de x_0 avec une appartenance inversement proportionnelle à l'écart avec x_0 .

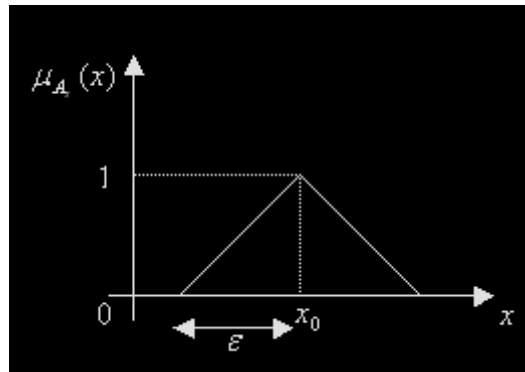


Figure 1.8 : Méthode de fuzzification pour une mesure incertaine

La base du triangle (ε) est fonction de l'importance relative des erreurs de mesures. En effet, plus elles sont importantes, plus la mesure de la variable x_0 devient imprécise, et donc, plus le triangle doit s'élargir.

1.4.3.2. Base de connaissances

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

- **La base de données**

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

- **La base des règles floues**

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

$$R_l : \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^l \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^l$$

$$\text{Alors } u_l \text{ est } B^l$$

Avec :

$[x_1 \text{ K } x_n]$: les entrées du régulateur.

u_l : la sortie du régulateur.

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

I.4.3.3. Moteur d'inférence floue

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

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

- Méthode d'inférence max-min (Mamdani)
- Méthode d'inférence max-prod (Larsen)
- Méthode d'inférence somme-prod (Sugeno)

I.4.3.3.1. Méthode d'inférence max-min

Méthode d'inférence max-min, réalise, au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation du maximum et l'opérateur ET par la formation du minimum.

La *figure I.9* représente graphiquement le principe de la Méthode d'inférence max-min.

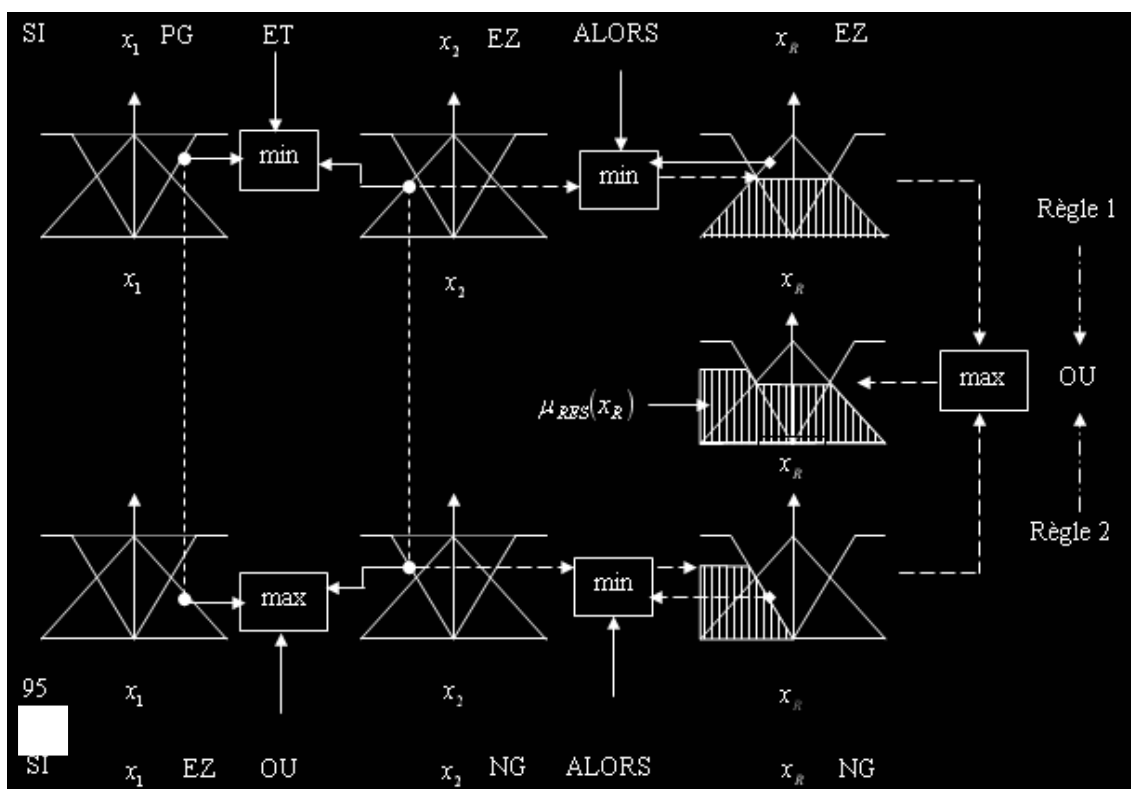


Figure I.9 : Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles

I.4.3.3.2. Méthode d'inférence max-prod

La méthode d'inférence max-prod réalise en général, au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation du maximum et l'opérateur ET par la formation du minimum, par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par ALORS, qui lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie x_R par l'opérateur ET, est réalisée cette fois ci par la formation du produit (minimum pour la méthode d'inférence max-min).

La représentation graphique du principe de la méthode d'inférence max-prod se trouve sur la figure I.10.

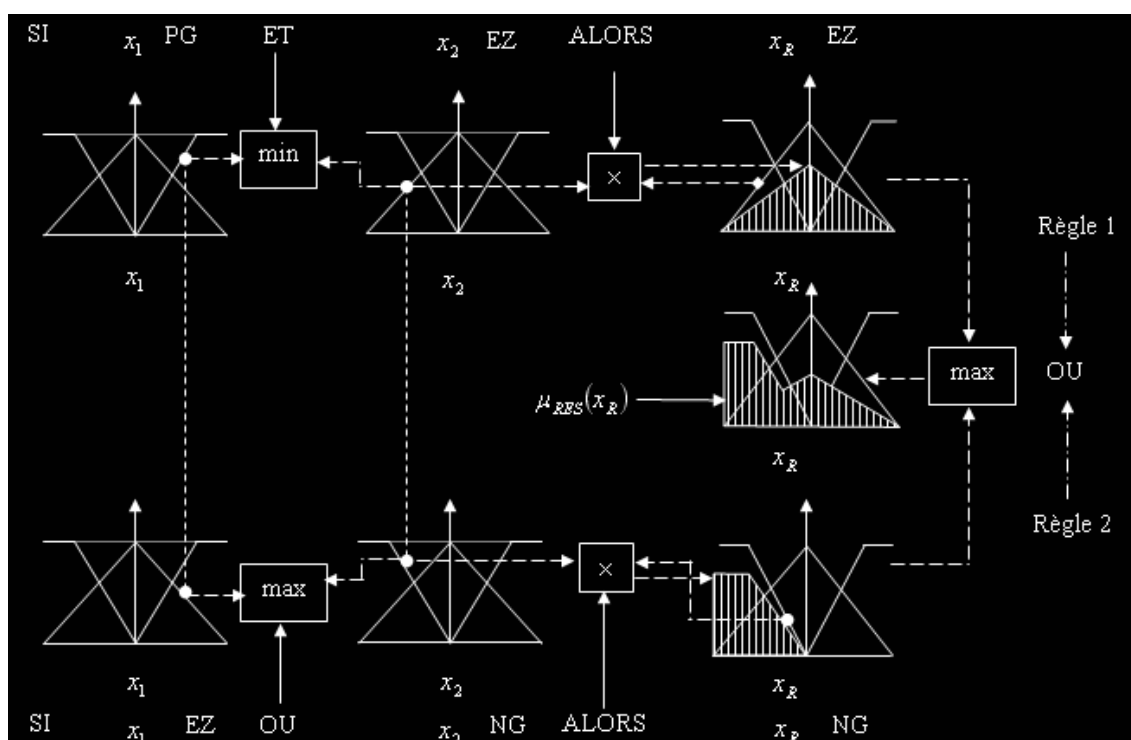


Figure I.10 : Méthode d'inférence max-prod pour deux variables d'entrée et deux règles

I.4.3.3.3. Méthode d'inférence somme-prod

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, la Méthode d'inférence somme-prod réalise, au niveau de la condition, l'opération OU par la formation de la somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opération ET est réalisée par la formation du produit. La méthode d'inférence somme-prod est représentée graphiquement à la figure I.11.

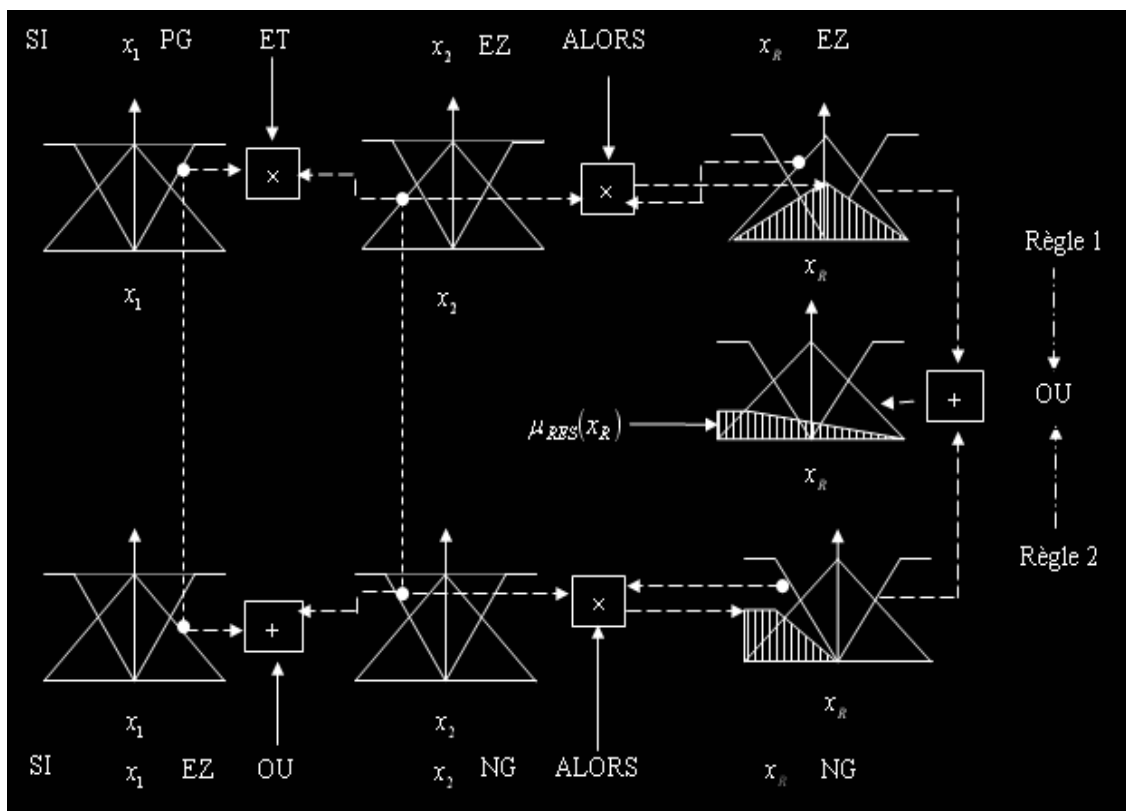


Figure I.11 : Méthode d'inférence somme-prod pour deux variables d'entrée et deux règles

I.4.3.4. Interface de défuzzification

La stratégie de commande utilisée est décrite par un ensemble de déclaration linguistique ou règles. Puisque le processus exige à ses entrées des valeurs non floues, l'ensemble flou de sortie du régulateur doit être défuzzifié. La défuzzification est l'opération qui consiste à extraire d'un ensemble flou une valeur numérique considérée comme valeur significative. Dans la commande en temps réel, un critère de choix de la commande de défuzzification est la simplicité de calcul.

Récemment [Jean J et al., 00], ils ont proposé une nouvelle méthode de défuzzification permet d'améliorer les inconvénients des méthodes classiques. Même, [Broekhoven et al., 04] ils ont suggéré trois nouvelles méthodes de défuzzification. En ce qui concerne les méthodes classiques, on peut citer les plus utilisées. La figure I.12, illustre ces dernières graphiquement :

- **Méthode du centre de gravité (DEF1)**

C'est la méthode la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Elle donne comme valeur le centre de gravité de l'ensemble flou. La sortie défuzzifiée Z est définie par :

$$Z = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_z(z_j) z_j}{\sum_{j=1}^n \mu_z(z_j)} \quad (\text{I.17})$$

- **Méthode du plus grand maximum (DEF2) :**

Cette méthode donne comme résultat la plus grande valeur dont la grandeur a le plus grand degré d'appartenance.

- **Méthode du plus petit maximum (DEF3) :**

Elle donne comme résultat la plus petite valeur dont la grandeur a le plus grand degré d'appartenance.

- **Méthode de la moyenne des maxima (DEF4) :**

Elle donne comme valeur la moyenne des valeurs dont le degré d'appartenance est maximal.

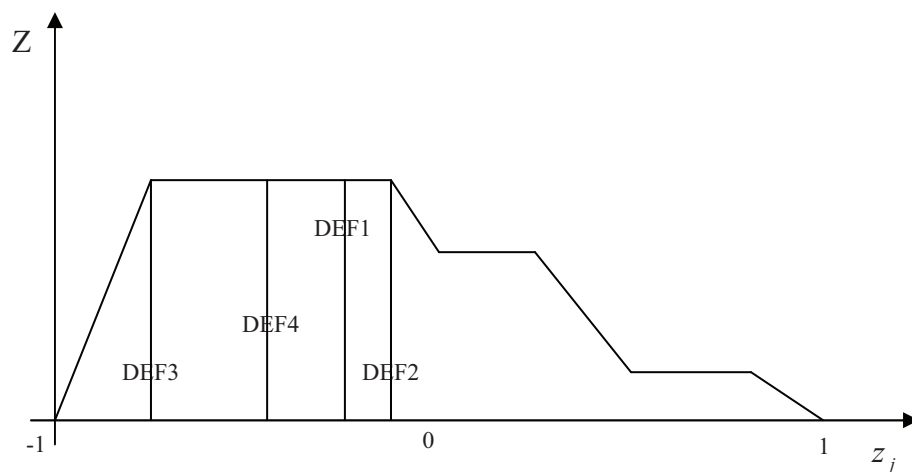


Figure I.12 : Différentes méthodes de défuzzification

I.4.4. Différents types de régulateurs flous [Bühler, 94], [Passino & Yurkovich, 98], [Ying, 00]

I.4.4.1. Régulateur de type Mamdani

Dans la plupart des applications reportées dans la littérature, un contrôleur de ce type est conçu pour réguler, asservir une variable de sortie d'un procédé, soit uniquement à partir de l'erreur e (consigne moins mesure), soit à partir de l'erreur et de sa variation Δe [Foulloy et al., 03]. En 1974, E.H Mamdani avait présenté, pour la première fois, la technique de réglage par logique floue. Celle-ci consiste à déterminer un ensemble de règles qui maîtrise le comportement dynamique du système à commander. L'obtention de ces règles est facile auprès des experts qui connaissent bien le système. Il avait utilisé des règles à prémisses et conclusions symboliques, l'inférence (max, min), et la défuzzification par centre de gravité.

Après, Macvicar et Whelan ont observé que les bases de règles proposées par King et Mamdani étaient incomplètes. Ils ont fait une analyse détaillée sur ces bases de règles et proposé une matrice de règles (voir *tableau I.1*) qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants [Teng et al., 94],[Boujahia, 00]:

- Si la sortie est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.
- Si la sortie diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe de la valeur de l'erreur et de sa variation.

Si les conditions sont telles que l'erreur peut être corrigée par elle-même, alors la commande sera maintenue. Dans le cas contraire, la commande sera changée pour avoir des résultats satisfaisants.

Δe e	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	ZE
NS	NB	NB	NS	ZE	PS
ZE	NB	NS	ZE	PS	PB
PS	NS	ZE	PS	PB	PB
PB	ZE	PS	PB	PB	PB

Tableau I.1 : Matrice de Macvicar-Whelan

e : L'écart entre la sortie du système et la consigne.

Δe : Variation de l'erreur.

NB : Négatif grand "Negative Big".

NS : Negative petit "Negative Small".

ZE : Zero

PS : Positif petit "Positive Small"

PB : Positif grand "Positive Big"

I.4.4.2. Régulateur de type Sugeno [Takagi & Sugeno, 85]

Dans les régulateurs de ce type, les conclusions des règles ne sont pas symboliques (i.e représentées par des sous ensembles flous) mais une fonction (numériques) des entrées: $b^i = f(x_i, K, x_n)$, les prémisses étant symboliques.

Où : $f(\cdot)$ est généralement fonction polynomiale.

La sortie du régulateur est donnée par :

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

Où les α_i sont les valeurs de vérité de chaque règle pour $i = 1 \text{ à } n$.

Notons que la sortie donnée par le régulateur est la variation du signal de commande.

I.4.5. Principe du régulateur flou

I.4.5.1. Variables d'entrées du régulateur

Un régulateur flou permet de déterminer la commande à appliquer à un processus à partir de la valeur s de la variable de sortie de ce contrôleur ; celle-ci est elle-même déterminée à partir des valeurs des variables d'entrée $e, \Delta e, K$ du régulateur par des relations floues, ou règles floues. Théoriquement, le nombre d'entrée n'est pas limité. En pratique, cependant, il n'est pas rationnel d'utiliser plus de trois variables d'entrée puisque la détermination des règles devient trop complexe.

Pour le régulateur décrit par la *figure I.13*, nous n'avons intervenir que deux variables d'entrée :

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

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

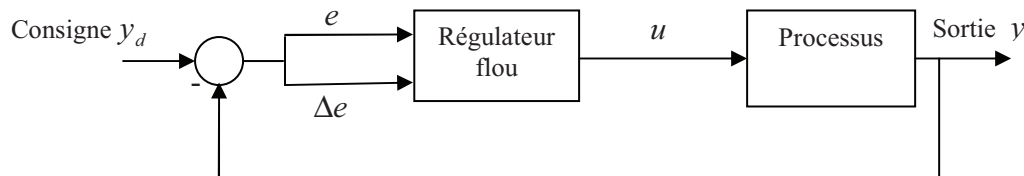


Figure I.13 : Schéma d'un système asservi par un régulateur flou

I.4.6. Avantages et inconvénients de la commande par logique floue

[Bühler, 94]

Certainement, la commande par logique floue comporte un certain nombre d'avantages et d'inconvénients. Les avantages essentiels sont :

- La non-nécessité d'une modélisation du processus à commander, ainsi que d'une analyse mathématique profonde,
- La possibilité de bénéficier et d'implémenter des connaissances et des expertises humaines sur le système à commander,
- La maîtrise de systèmes à régler avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser), aussi, cette approche offre la possibilité d'utiliser des processeur spécialisé (dit processeurs flous), afin d'augmenter la précision ainsi la vitesse de calcul,

Par contre, les inconvénients sont :

- Le manque de méthodes systématiques précises pour la conception et la synthèse d'une commande par logique floue (par exemple dans le choix des grandeurs à mesurer, dans la détermination des facteurs de normalisation, dans le choix de la stratégie, soit de la fuzzification, les inférences soit de la défuzzification,...),

- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de commande en toute généralité,
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible),
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les éléments de base relatifs à la théorie de la logique floue. En effet, des définitions de base sur les variables linguistiques, les sous-ensembles flous, ainsi que les opérateurs flous ont été donnés. L'utilisation de la logique floue dans la commande a été également présentée en décrivant les différents éléments constitutifs d'un régulateur flou. A travers cette étude, nous constatons que deux types de régulateurs flous, celui de Mamdani et celui de Sugeno, sont les plus utilisés. Il est à noter que dans le premier les variables d'entrées et de sorties sont numériques. Cette dernière caractéristique lui donne l'avantage d'être plus adapté lors de l'analyse mathématique du système, en particulier l'analyse de la stabilité.

II

II MODELISATION ET COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE D'UN SIMPLE ET DOUBLE PENDULE INVERSE

II.1.Introduction

Le présent chapitre, est consacré à la commande par logique floue qui sera appliquée par la suite sur deux types de systèmes mécaniques différents. A savoir, le simple pendule inversé et le double pendule inversé. Le choix de ce type de systèmes est motivé par la complexité de leurs comportements dynamiques. Ces systèmes sont souvent utilisés dans les laboratoires de recherche afin de valider les lois de commandes développées théoriquement [Aström & Furuta, 96], [Wei et *al.*, 95], [Vermeiren, 98],[Yamakawa, 89],[Kandel et *al.*, 93],[Lo & Kuo, 98],[Wang et *al.*, 96],[Koo, 01],[Feng, 02],[Lee et *al.*, 04] [Vermeiren, 98].[Yoo & Ham, 98], [Shi & Singh, 92],[Yeh, 94],[Yeh, 97],[Yeh & Chen, 95],..

Pour le simple pendule inversé la complexité réside dans le fait que c'est un système non linéaire, instable en boucle ouverte et sous actionné c'est-à-dire avec une seule entrée on doit commander deux variables de sortie. Concernant, le double pendule inversé, des caractéristiques précédentes, la présence des interconnexions constitue une complexité supplémentaire qui rend le système difficilement stabilisable. En effet, l'utilisation nécessite de commandes plus évoluées s'impose. Actuellement ce système est très utilisé pour valider les techniques de commandes décentralisées destinées aux systèmes complexes interconnectés, [Shi & Singh, 92],[Yeh, 94],[Yeh, 97],[Yeh & Chen, 95], [Zhang & Feng, 97],[Da, 00],[Lam et *al.*, 00],[Zhang, 01],[Lam et *al.*, 04],..

Un modèle mathématique non linéaire sera élaboré pour chaque système et un contrôleur flou sera synthétisé puis appliqué pour chacun d'entre eux. Afin de valider et de tester les commandes proposées, des simulations ont été effectuées à travers lesquelles les performances des commandes sont évaluées.

II.2. Modélisation et commande décentralisée par logique floue d'un simple pendule inversé

II.2.1. Introduction

Le système simple pendule inversé est un système multi-variable non linéaire instable avec des constantes de temps très rapides. Ce système est reconnu pour être une plate-forme difficilement stabilisable [Messner, 97], [Mudry, 01].

Ce système est composé comme indique la *figure II.1* d'un chariot mobile en translation sur un axe horizontal et d'un pendule libre et fixé verticalement sur le chariot. En exerçant une force horizontale $u(t)$ sur le chariot, il résulte une translation de x mètres de celui-ci ainsi que une rotation de θ radian du pendule. Le système simple pendule inversé est un système instable en boucle ouverte, non linéaire multi variable et sous actionné. La commande de ce système doit réaliser :

- La régulation de l'angle θ , en la maintenant dans la position $\theta(t) = 0$ rad, pour des conditions initiales quelconques.
- La régulation et la poursuite sur la position x , en partant toujours de conditions initiales quelconques.

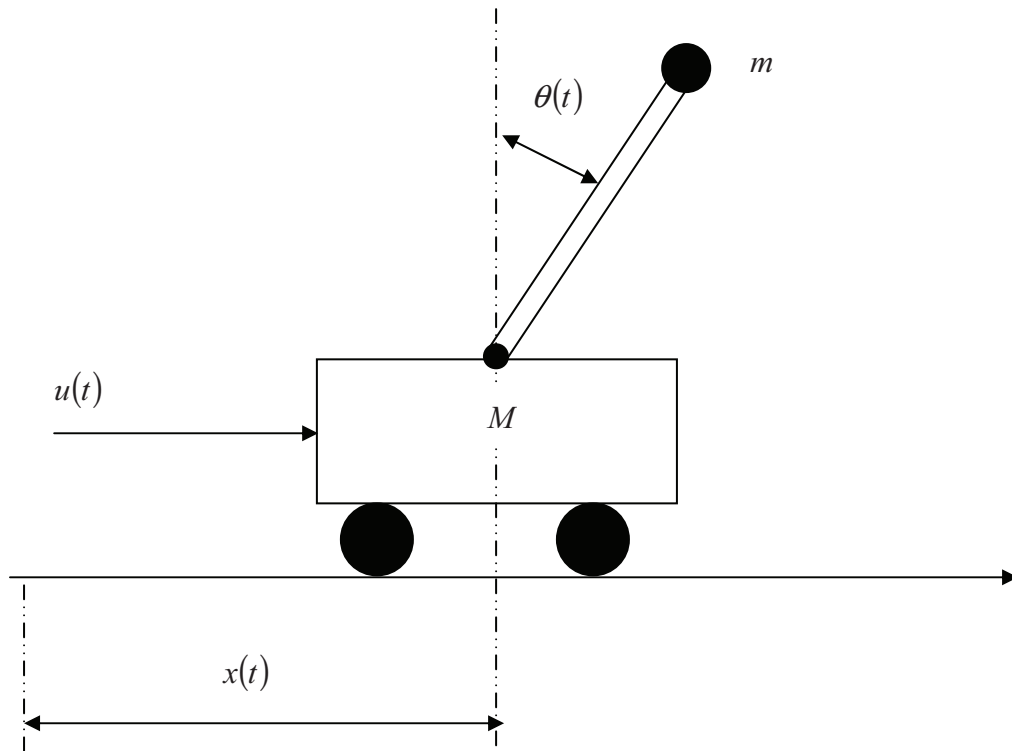


Figure II.1 : Le système simple pendule inversé

Le pendule du système est de longueur l et de masse m dont l'axe de suspension est lié au chariot de masse M peut se déplacer sur un axe horizontal. Initialement, le système est au repos. Les frottements au niveau de l'axe de rotation sont notés p , les frottements dus au déplacement du chariot sont négligés.

II.2.2. Modélisation du système simple pendule inversé

Afin de réaliser la commande d'un tel système, une phase de modélisation est nécessaire pour permettre l'étude en simulation. En automatique, modéliser un système consiste à établir un ensemble de relations mathématiques qui permettent de décrire avec précision suffisante les interactions entre le système et son environnement et les relations entre ces différents variables. Lorsque les relations sont issues des équations de la physique, le modèle obtenu est dit modèle de connaissance. Dans le cas où les relations découlent des observations disponibles sur le système, le modèle est appelé modèle de représentation ou d'identification.

Dans ce qui suit, nous élaborons un modèle de connaissance de ce système.

II.2.2.1. Modèle de connaissance

Pour décrire le pendule inversé, il faut décomposer le corps en deux parties ; le chariot et le balancier pour lesquelles on écrira les équations de la dynamique d'un corps solide. Cette décomposition est illustrée par la *figure II.2*

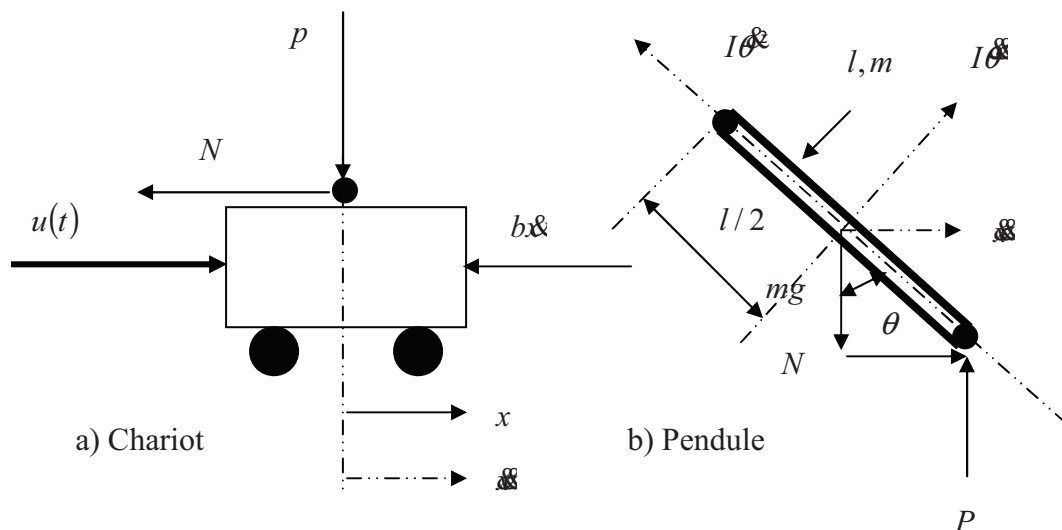


Figure II.2 : Analyse mécanique du système simple pendule inversé

a) Équation du chariot

Le déplacement du chariot étant limité à l'axe horizontal, on a simplement :

$$(M + b) \ddot{x} + N = u \quad (\text{II.1})$$

Où M, b, N, sont respectivement, la masse du chariot, la constante de frottement et la force d'interaction.

b) Équations du balancier

Comme le balancier tourne autour d'un axe qui n'est pas fixe, il faut décrire son mouvement par rapport à son centre de gravité, on obtient alors l'équation suivante :

$$N = m \ddot{x} + ml \ddot{\theta} \cos \theta - ml \dot{\theta}^2 \sin \theta \quad (\text{II.2})$$

En remplaçant (II.2) dans (II.1), nous obtenons la première équation de mouvement du système :

$$(M + m) \ddot{x} + b \dot{x} + ml \ddot{\theta} \cos \theta - ml \dot{\theta}^2 \sin \theta = u \quad (\text{II.3})$$

Pour obtenir la deuxième équation du mouvement, nous additionnons toutes les forces perpendiculaires au pendule. D'où l'équation:

$$P \sin \theta + N \cos \theta - mg \sin \theta = ml \ddot{\theta} + m \ddot{x} \cos \theta \quad (\text{II.4})$$

Afin d'éliminer les deux termes N et P dans l'équation précédente, nous calculons la somme de tous les moments autour du centre de gravité de pendule, cette étape permet de tirer l'équation suivante :

$$-Pl \sin \theta - Nl \cos \theta = I \ddot{\theta} \quad (\text{II.5})$$

Nous Arrangeons les deux équations (II.4) et (II.5) nous obtenons la deuxième équation de mouvement:

$$(I + ml^2) \ddot{\theta} + mgl \sin \theta = -ml \ddot{x} \cos \theta \quad (\text{II.6})$$

La résolution du système d'équations composé des deux équations de mouvement amène au modèle analytique du chariot pendule suivant :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \ddot{x} = \frac{u(I + ml^2) + ml\ddot{\theta}(I + ml^2)\sin\theta - b(I + ml^2)\dot{x} + gm^2l^2\cos\theta\sin\theta}{(M + m)(I + ml^2) - m^2l^2\cos^2\theta} & \text{Pour la position } x \\ \ddot{\theta} = \frac{-mlu\cos\theta + bml\cos\theta\dot{x} - m^2l^2\ddot{x}\sin\theta - (M + m)mgl\sin\theta}{(M + m)(I + ml^2) - m^2l^2\cos^2\theta} & \text{Pour la l'angle } \theta \end{array} \right.$$

En choisissant comme entrée u , et comme vecteur d'état $(x, \dot{x}, \theta, \dot{\theta})^T$, et comme sorties $(x, \theta)^T$.

On obtient le modèle d'état ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{u(I + ml^2) + mlx_4^2(I + ml^2)\sin x_3 - b(I + ml^2)x_2 + gm^2l^2\cos x_3\sin x_3}{(M + m)(I + ml^2) - m^2l^2\cos^2 x_3} \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{-mlu\cos x_3 + bml\cos x_3x_2 - m^2l^2x_4^2\sin x_3 - (M + m)mgl\sin x_3}{(M + m)(I + ml^2) - m^2l^2\cos^2 x_3} \end{array} \right. \quad (\text{II.7})$$

II.2.2.2. Paramètres du modèle [Messner, 97]

Pour simuler le modèle précédent, les valeurs de paramètres utilisés sont données dans le tableau suivant:

Paramètre	Unité	Description	valeur
l	m	Longueur de pendule	0.3
m	Kg	Masse du balancier	0.2
M	Kg	Masse du chariot	0.5
I	$N \cdot m / (rad/sec)$	Inertie du balancier par rapport à son centre de gravité	0.006
b	$Kg \cdot m^2$	Frottement de pendule	0.1

Tableau II.1 : Paramètres du système simple pendule inversé

II.2.2.3. Simulation en boucle ouverte

La simulation en boucle ouverte a été utilisée en injectant un échelon unitaire en entrée sur une durée de 5 secondes dans le premier cas, et un autre de 2.5N pour le second cas. Les réponses de l'angle et du déplacement sont données par les figures (II.3) dans (II.4).

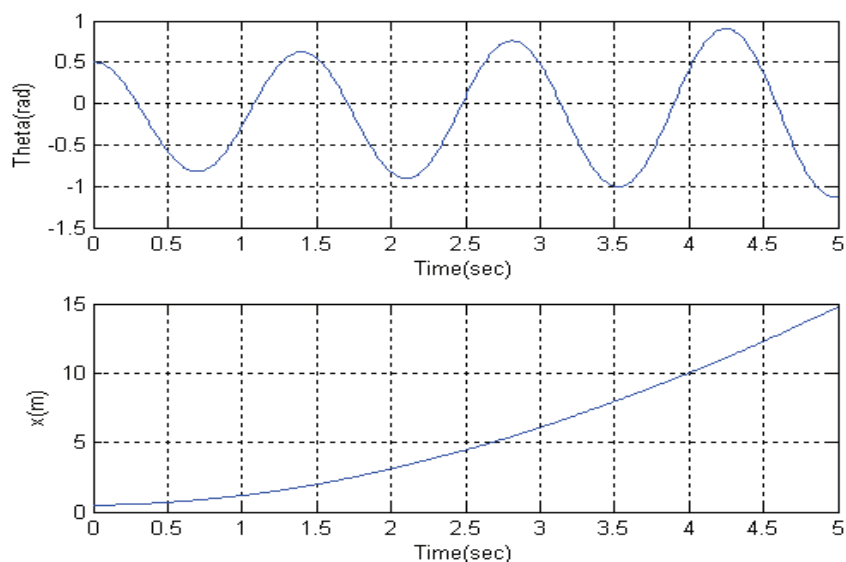


Figure II.3 : Réponse du système en boucle ouverte pour un échelon de 1N

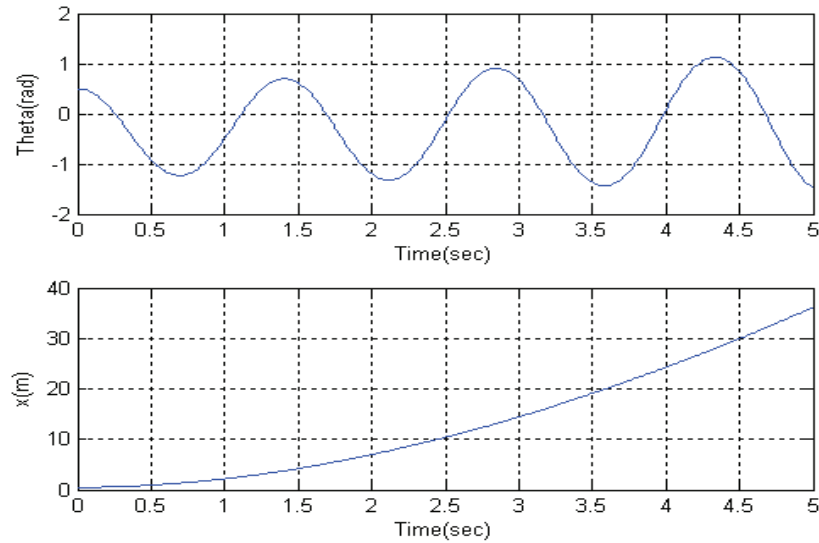


Figure II.4 : Réponse du système en boucle ouverte pour un échelon de 2.5N

La réponse du système en boucle ouverte est oscillatoire instable pour l'angle θ , et divergeant pour la position x . A travers ces simulations on peut affirmer que le pendule inversé est un système instable en boucle ouverte. Il est donc nécessaire d'introduire une commande pour le stabiliser. Pour cela nous proposons l'utilisation d'une commande par logique floue.

II.2.3. Commande décentralisée floue du système simple pendule inversé

Plusieurs techniques de commandes ont été testées sur ce système. En effet, on trouve dans la littérature des travaux concernant la commande de ce système par différentes approches :

- Basées sur un problème de contrôle d'énergie [Aström & Furuta, 96], associées à une séquence de balancement qui permet de relever le pendule de sa position d'équilibre stable [Wei et al., 95], [Vermeiren, 98],
- Basées sur la commande floue, soit en utilisant la notion d'ensembles flous et un régulateur de type Mamdani [Yamakawa, 89], [Kandel et al., 93], [Lo & Kuo, 98], soit par la commande adaptative floue [Wang et al., 96], [Koo, 01], [Feng, 02], [Lee et al., 04] ou encore en utilisant les modèle de type Takagi-Sugeno [Vermeiren, 98],
- Basées sur la commande adaptative floue glissante dans [Yoo & Ham, 98],
- Basées sur la commande neuronale-floue dans [Wang et al., 02],
- Basées sur les réseaux de neurones [Anderson, 89],
- Basées sur la commande H^∞ [Van Der Linden & Lambrechts, 93],

- Basées sur la méthode des moments [Jacob, 95],
- Basées sur la commande non linéaire [Wei et al.96].

Afin d'atteindre tous ces objectifs, une commande floue décentralisée, composé de deux régulateurs indépendants l'un de l'autre, a été utilisée. Le système reçoit un signal de commande qui est la combinaison des deux signaux générés par ces deux régulateurs flous.

II.2.3.1. Structure de la commande décentralisée floue

Sur la *figure II.5* sont représentés les deux régulateurs flous, utilisés pour commander le système simple pendule inversé. Ces derniers sont indépendants l'un de l'autre, le premier est utilisé pour régler l'angle du pendule, et le second pour régler la position du chariot. Chacun de ces deux régulateurs à deux entrées caractérisant l'erreur et sa variation et une sortie qui caractérise la variation de la commande. La somme des deux commandes générées par ces deux régulateurs, forme la commande globale qui stabilise le système.

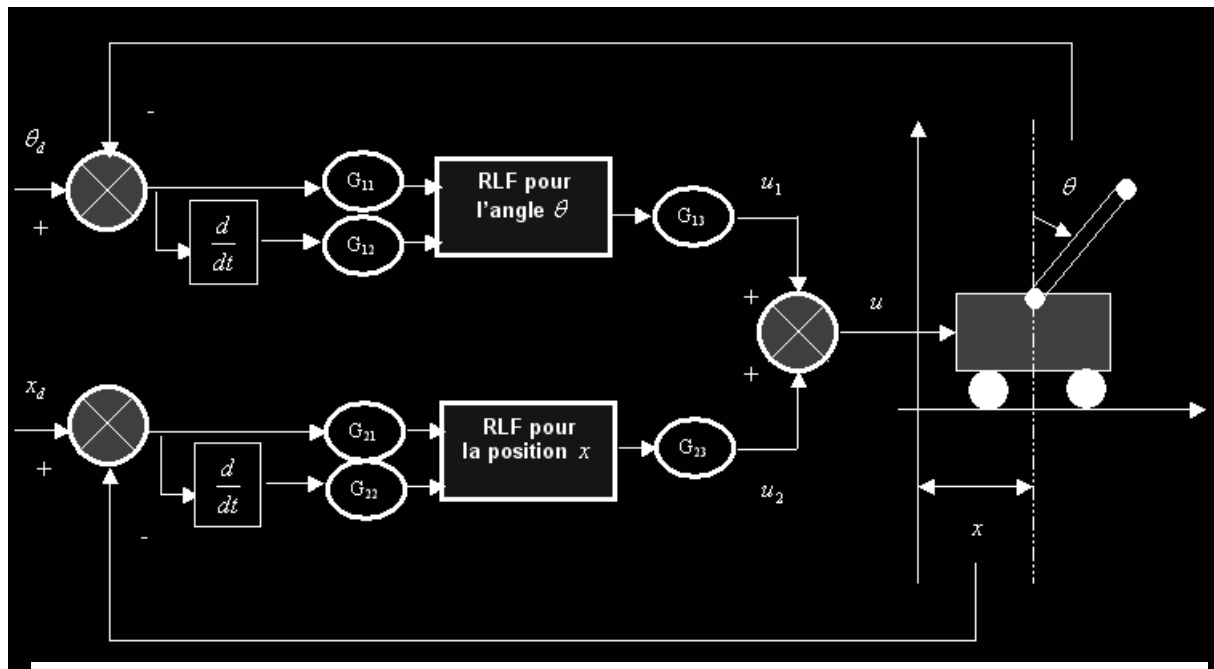


Figure II.5 : Structure de la commande floue pour le système simple pendule inversé

II.2.3.2. Structure de régulateur flou de MAMDANI

Pour réaliser la commande du système, nous avons utilisé deux régulateurs flous de type Mamdani et de même structure mais avec de gains de normalisation différents. Chaque régulateur est composé des éléments suivants :

II.2.3.2.1. Base de règle floue (un ensemble de règle de type SI-ALORS)

Elle présente, une quantification des expertises humaines sous forme de règle SI – ALORS. Elle cherche aussi d'adapter les meilleures actions de commande, pour le processus à régler. La base de règle de chaque régulateur flou est représentée sur le *tableau II.2* donnée dans [Passino & Yurkovich, 98], D'où, "NB" indique la quantité linguistique "négatif grand", "NS" indique, "négatif petit", "ZE" indique, "zéro", "PS", "positif petit", "PB" indique, "positif grand". La surface de commande de chaque régulateur flou est illustrée sur la *figure II.6*.

Δe e	NB	NS	EZ	PS	PB
NB	PB	PB	PB	PS	EZ
NS	PB	PB	PS	EZ	NS
EZ	PB	PS	EZ	NS	NB
PS	PS	EZ	NS	NB	NB
PB	EZ	NS	NB	NB	NB

Tableau II.2 : Base de règles de chaque RLF

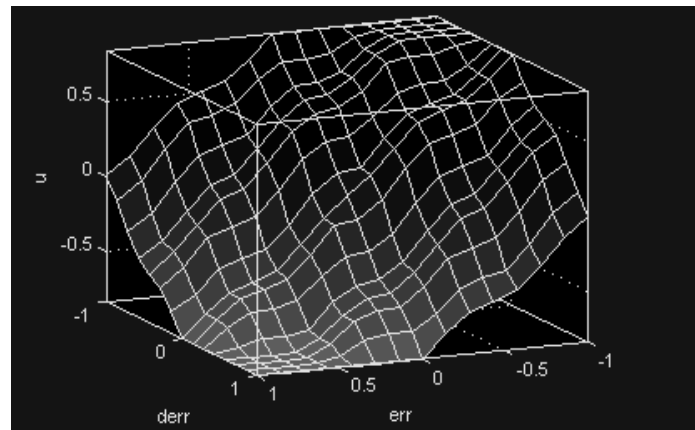


Figure II.6: Surface de commande de chaque RLF

II.2.3.2.2. Moteur d'inférence

Il présente le cerveau du régulateur flou, il effectue simplement une identité entre les fonctions d'appartenance des entrées et les coefficients de sorties (les facteurs d'appartenance des conditions), dans notre présent travail, nous utilisons le mécanisme d'inférence **Max-Min**.

II.2.3.2.3. Interface de fuzzification

La fuzzification est le premier traitement qui effectué dans la structure d'un régulateur par logique floue. Ce traitement consiste à définir les fonctions d'appartenances pour les différentes variables d'entrées, on réalise ainsi le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques (variables floues), qui peut être alors traitées par les inférences. Pour les deux régulateurs flous, nous avons utilisé pour les variables d'entrées/sorties des fonctions d'appartenances de type triangulaire, comme le montre la *figure II.7*.

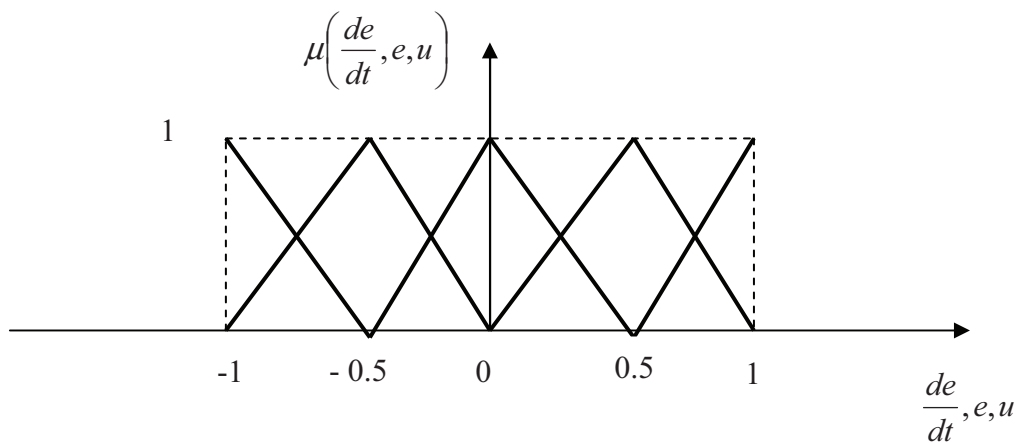


Figure II.7: Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées/sortie.

II.2.3.2.4. Interface de défuzzification

Il s'agit d'un processus mathématique qui fait la conversion des ensembles flous résultants, à des valeurs déterminées. Ici, nous avons utilisé la méthode du centre de gravité représentée par l'expression suivante :

$$Z = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_z(z_j) z_j}{\sum_{j=1}^n \mu_z(z_j)} \quad (\text{II},8)$$

D'où ; Z, est le centre de gravité de la fonction d'appartenance $\mu_z(z_j)$ résultante du moteur d'inférence floue.

II.2.3.2.5. Les gains de normalisations

Ce sont des paramètres de synthèse qui jouent un rôle important. Les performances du système dépendent fortement du choix de ces paramètres. Ils sont déterminés généralement par des choix empiriques non systématiques.

II.2.3.3. Signal de commande

La loi utilisée est une fonction des entrées de notre régulateur, en l'occurrence l'erreur et sa variation avec une période d'échantillonnage T_e :

$$U(kT_e) = f(e(kT_e), \Delta e(kT_e)) \quad (\text{II},9)$$

Par conséquent, l'utilisation de l'ensemble des règles de décision associées donne la commande U nécessaire et qui constitue donc la sortie de notre contrôleur. Cette commande est obtenue par lecture d'une table de décision prédéfinie hors ligne. Le signal de commande agissant à l'entrée du système est donné par:

$$U(kT_e) = G_u \cdot u_n(kT_e) \quad (\text{II},10)$$

G_u : le gain associé à la commande.

II.2.3.4. Implémentation du régulateur flou

La figure suivante présente le schéma bloc en Simulink de système en boucle fermée avec les deux régulateurs flous :

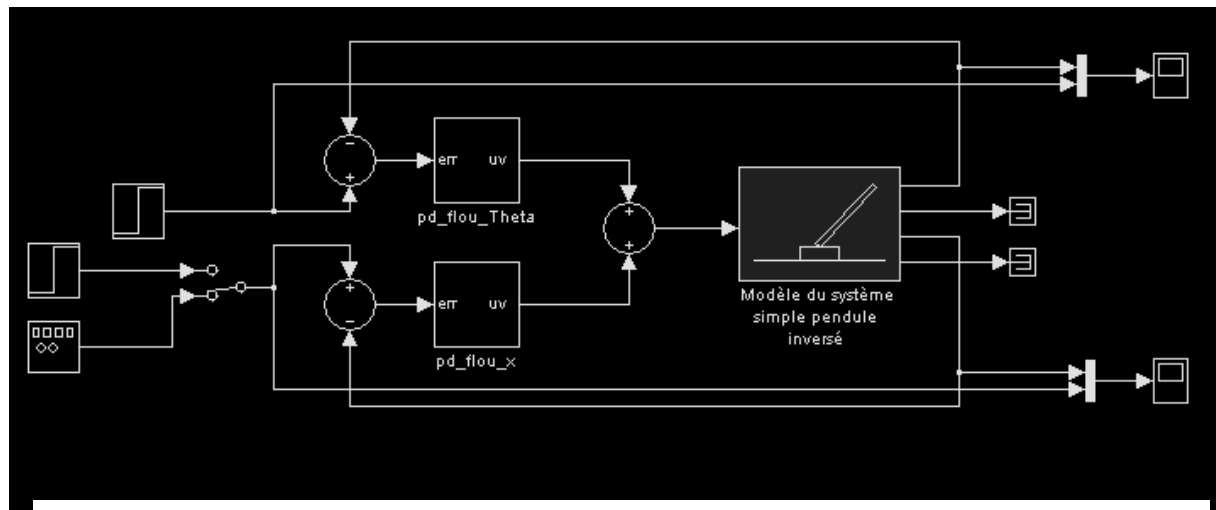


Figure II.8 : Schéma bloc en Simulink de boucle de commande floue pour le système simple pendule inversé

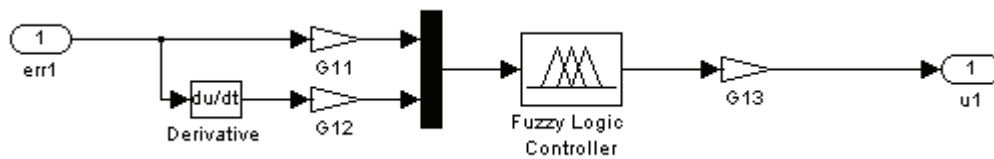


Figure II.9 : Schéma bloc en Simulink de régulateur flou.

II.2.3.5. Simulation en boucle fermée

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

Nous avons testé cette commande pour des problèmes de stabilisation et de poursuite de trajectoires. Des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ont été également effectués. Tous les résultats obtenus, sont représentés par les figures II.10 – II. 29.

II.2.3.5.1. Test de stabilisation

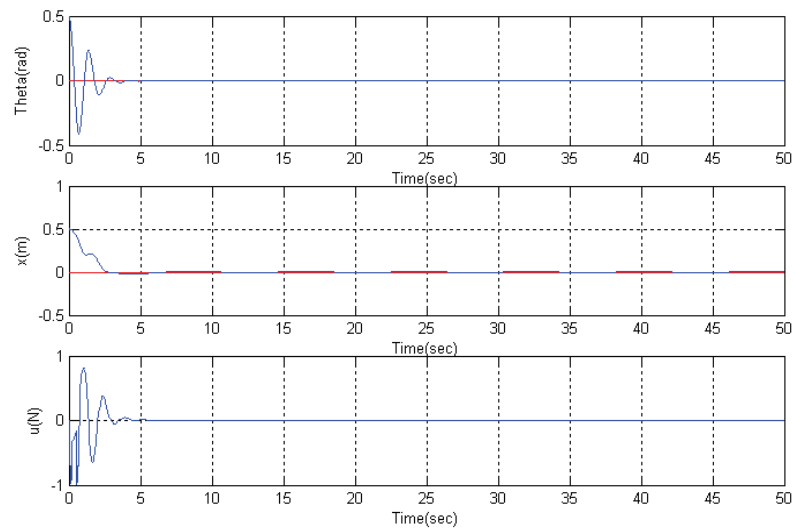


Figure II.10 : Application de la commande floue au système simple pendule inversé
Test de stabilisation en $x=0$ et $\theta=0$ rad.

II.2.3.5.2. Test de poursuite d'une trajectoire

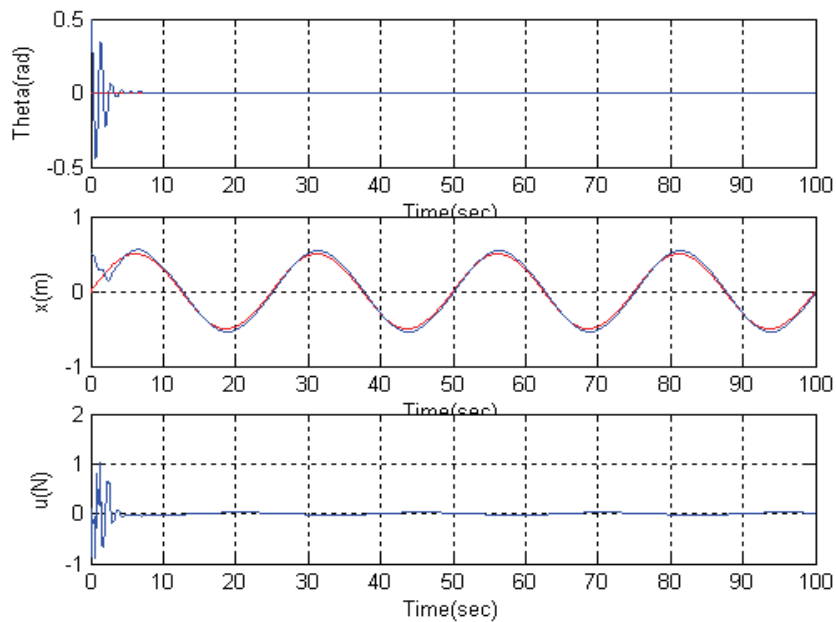


Figure II.11 : Poursuite d'une trajectoire sinusoïdale pour la position x
(en bleu la réponse du système et en rouge la trajectoire désirée)

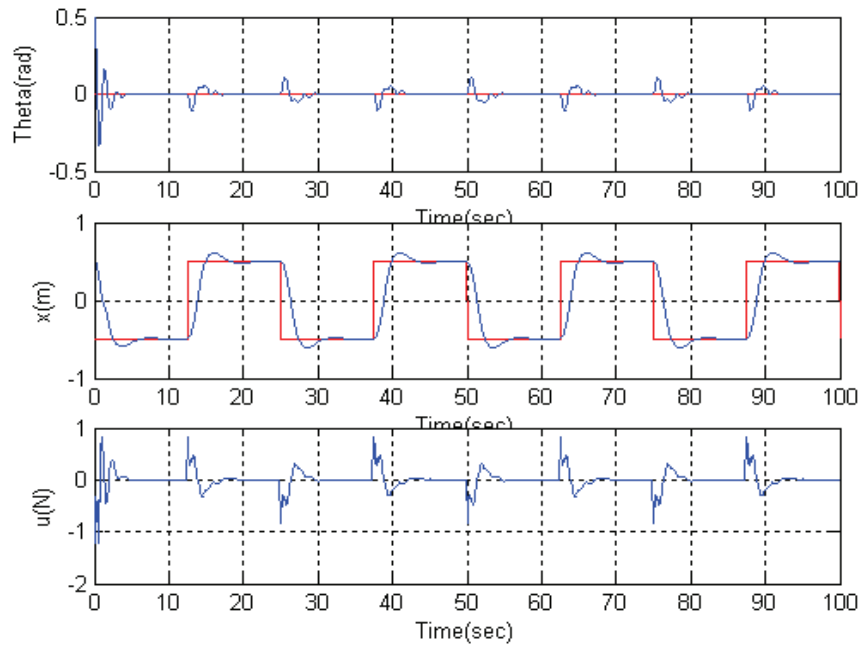


Figure II.12 : Poursuite d'une trajectoire carrée pour la position x (en bleu la réponse du système et en rouge la trajectoire désirée)

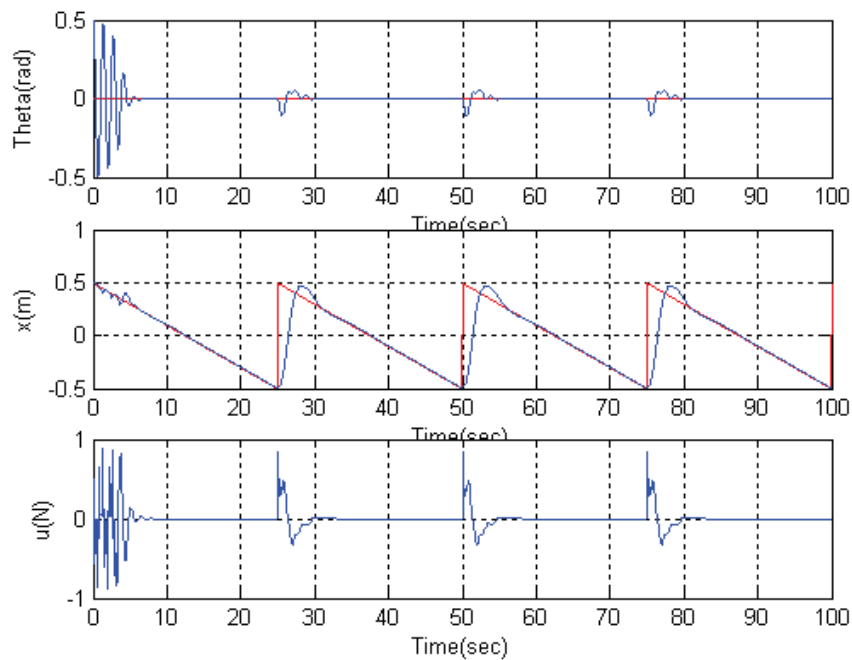


Figure II.13 : Poursuite d'une trajectoire en dents de scie pour la position x (en bleu la réponse du système et en rouge la trajectoire désirée)

II.2.3.5.3. Test de robustesse vis-à-vis du changement des conditions initiales

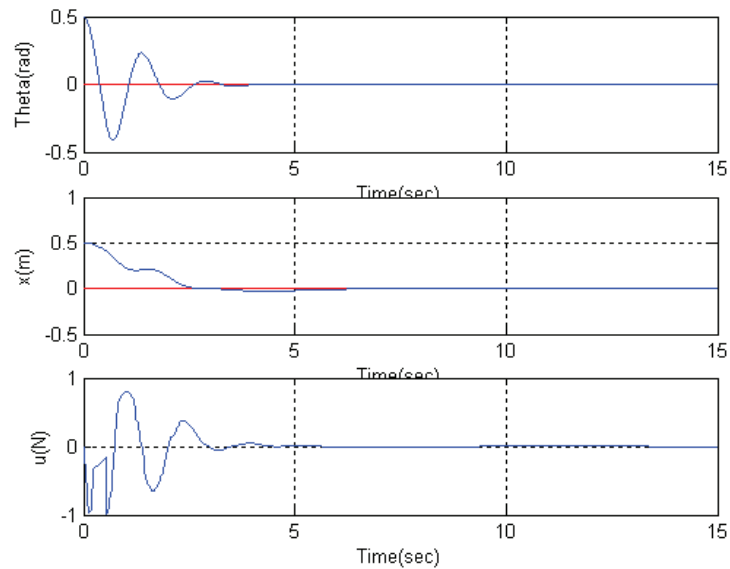


Figure II.14 : Stabilisation pour des C.I (0.5 rad, 0.5m)

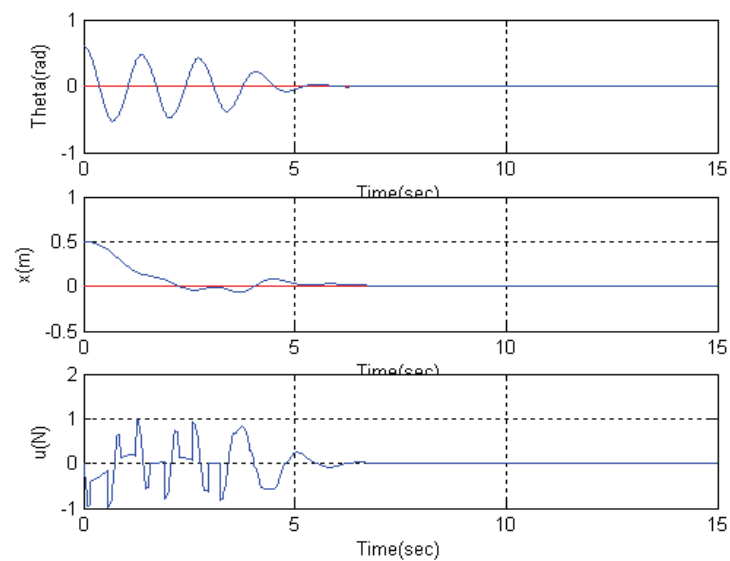


Figure II.15 : Stabilisation pour des C.I (0.6 rad, 0.5m)

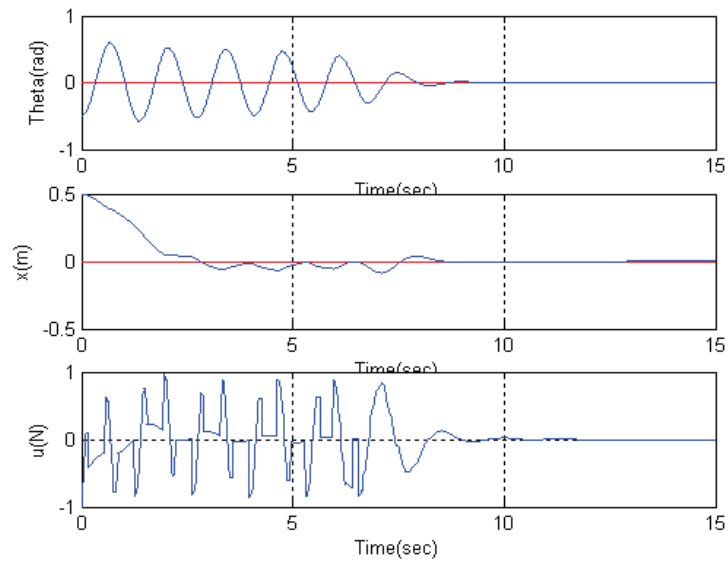


Figure II.16 : Stabilisation pour des C.I (-0.5 rad, 0.5m)

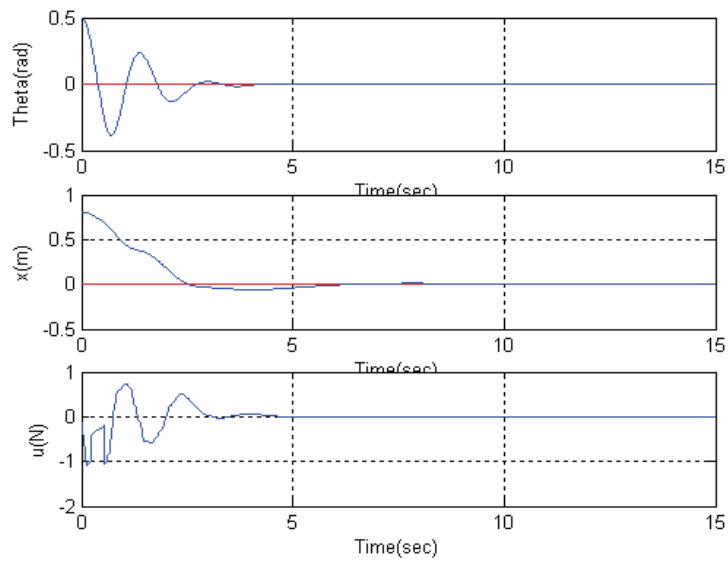


Figure II.17 : Stabilisation pour des C.I (0.5 rad, 0.8m)

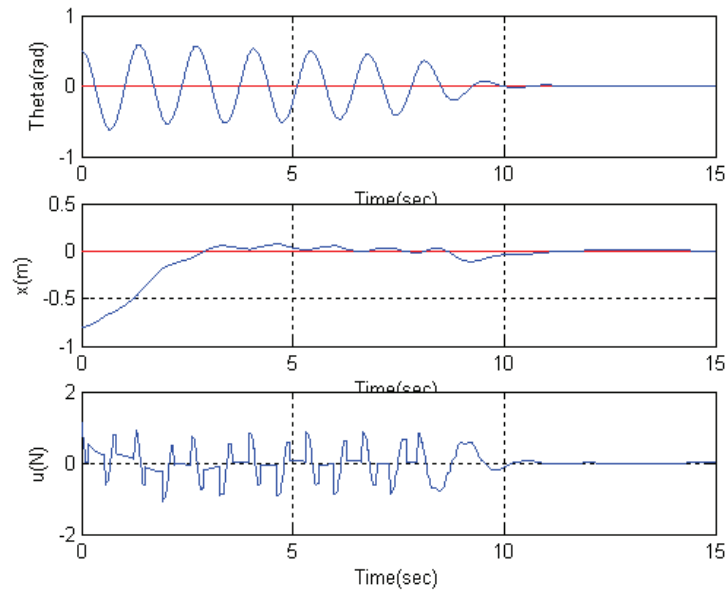


Figure II.18 : Stabilisation pour des C.I (0.5 rad, - 0.8m)

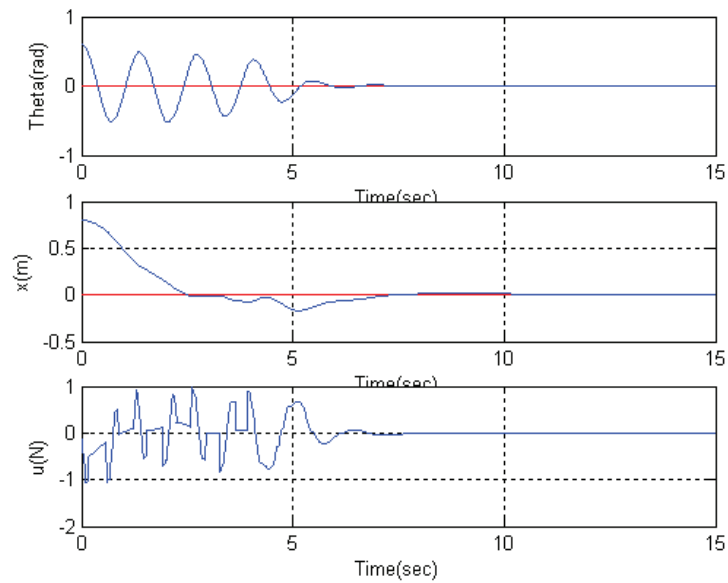


Figure II.19 : Stabilisation pour des C.I (0.6 rad, 0.8m)

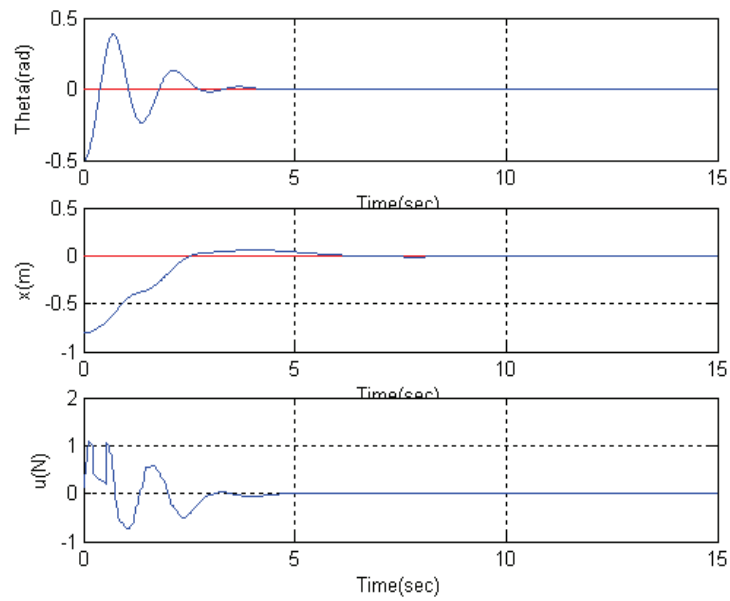


Figure II.20 : Stabilisation pour des C.I (-0.5 rad, -0.8m)

II.2.3.5.4. Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques

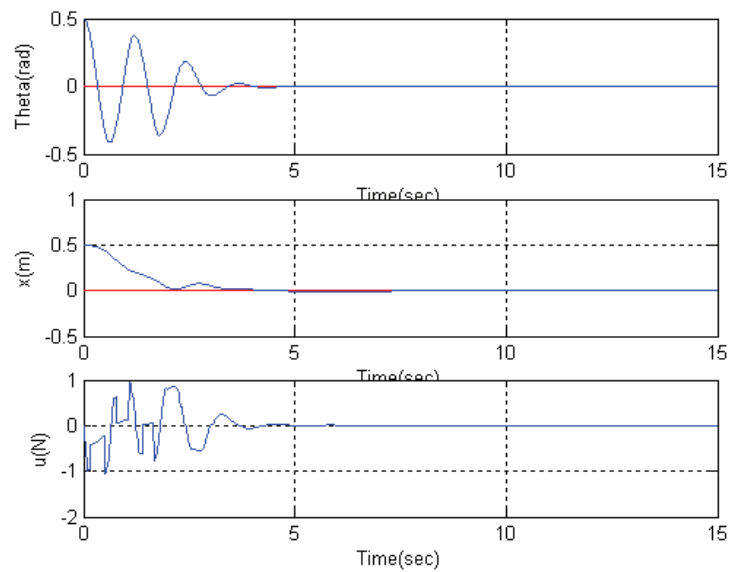


Figure II.21 : Stabilisation pour une variation de la masse m ($m=0.26Kg$)

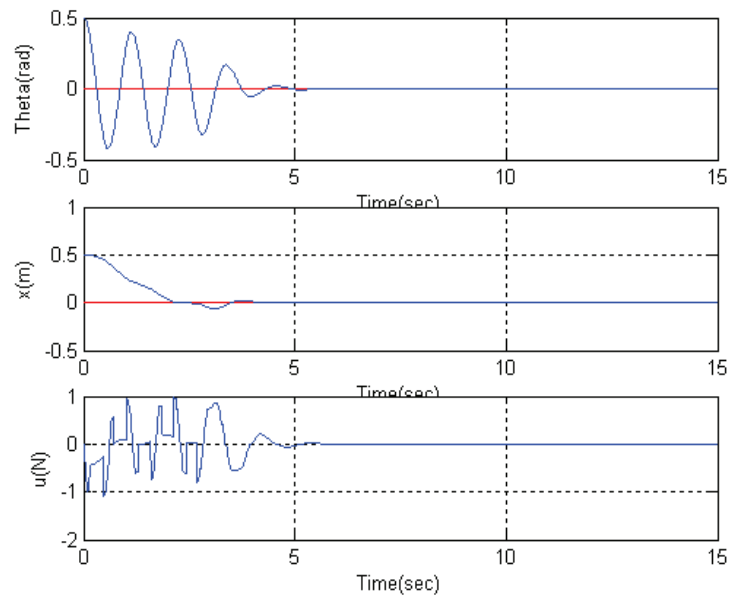


Figure II.22 : Stabilisation pour une variation de la masse m ($m=0.30\text{Kg}$)

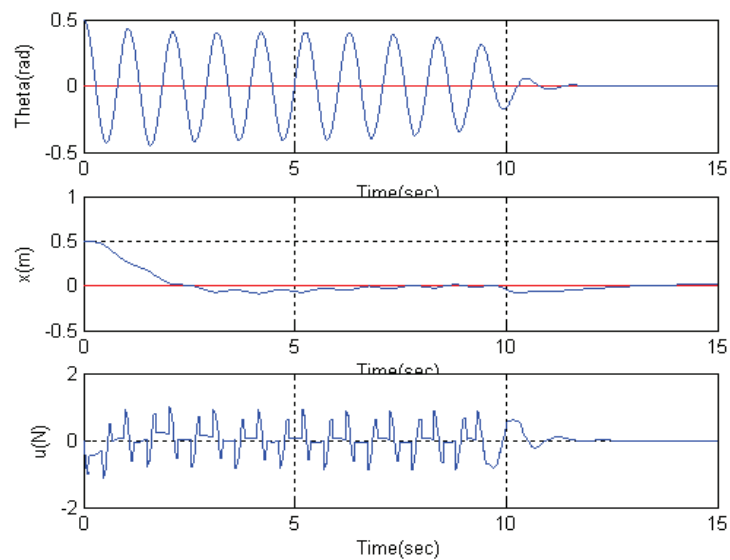


Figure II.23 : Stabilisation pour une variation de la masse m ($m=0.35\text{Kg}$)

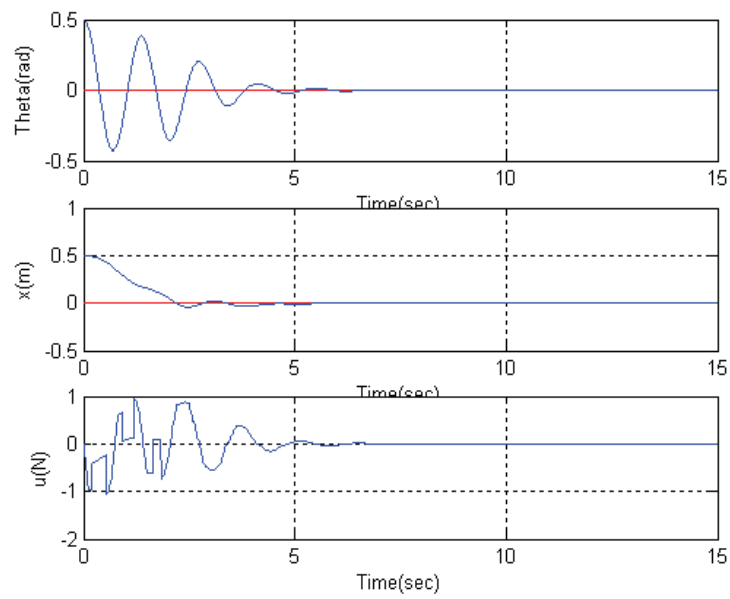


Figure II.24 : Stabilisation pour une variation de la masse M ($M=0.7\text{Kg}$)

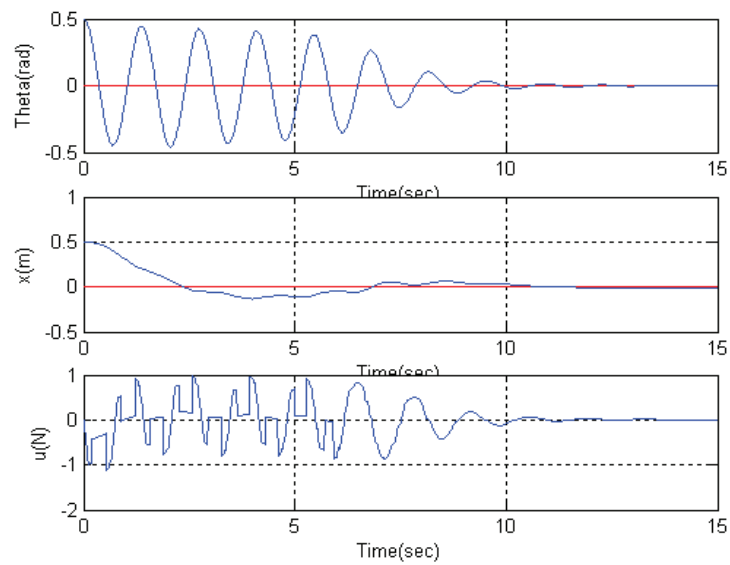


Figure II.25 : Stabilisation pour une variation de la masse M ($M=1\text{Kg}$)

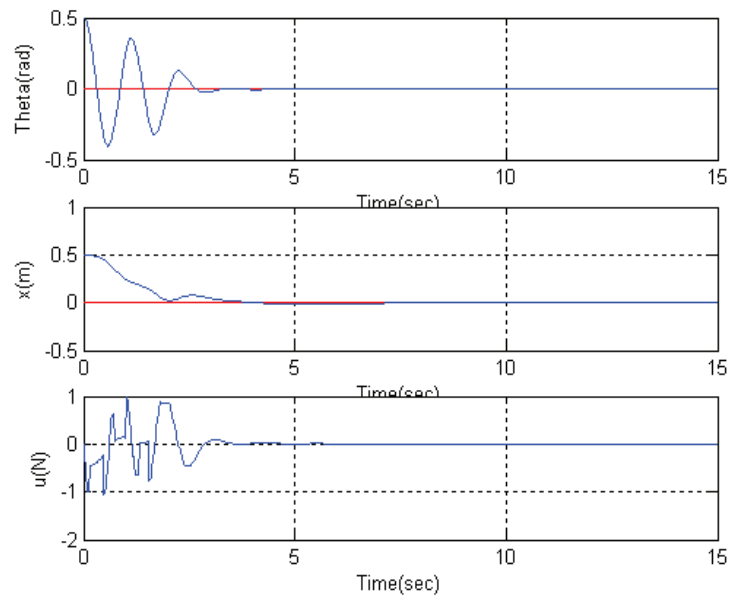


Figure II.26 : Stabilisation pour une variation de la longueur l ($l=0.3\text{m}$)

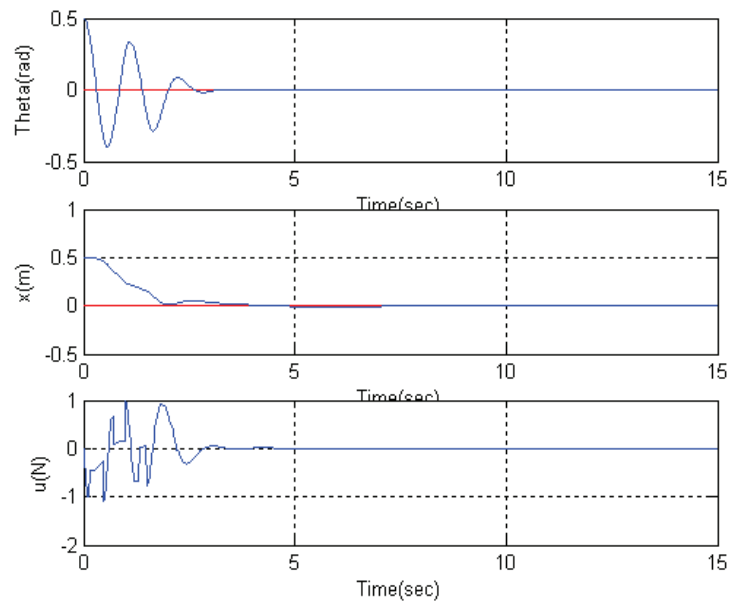


Figure II.27 : Stabilisation pour une variation de la longueur l ($l=0.5\text{m}$)

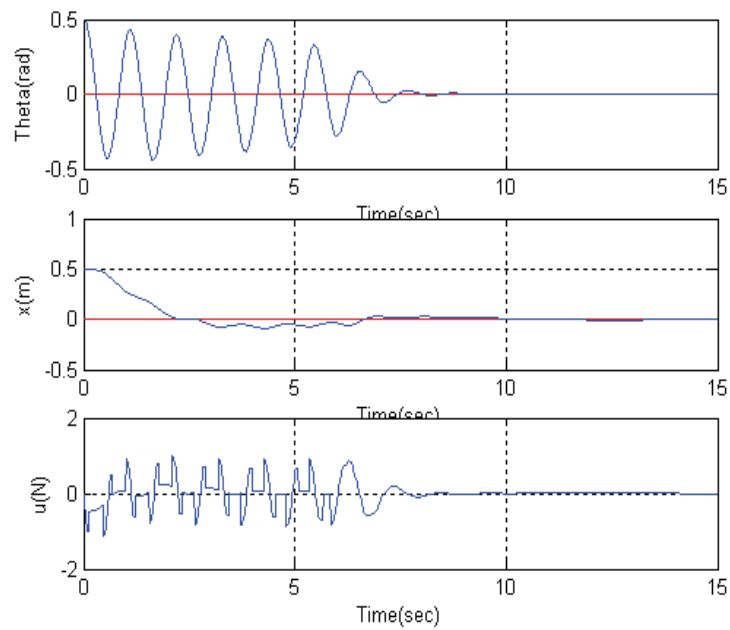


Figure II.28 : Stabilisation pour une variation de l , m et M en même temps ($l=0.3m$, $m=0.22Kg$, $M=0.7Kg$)

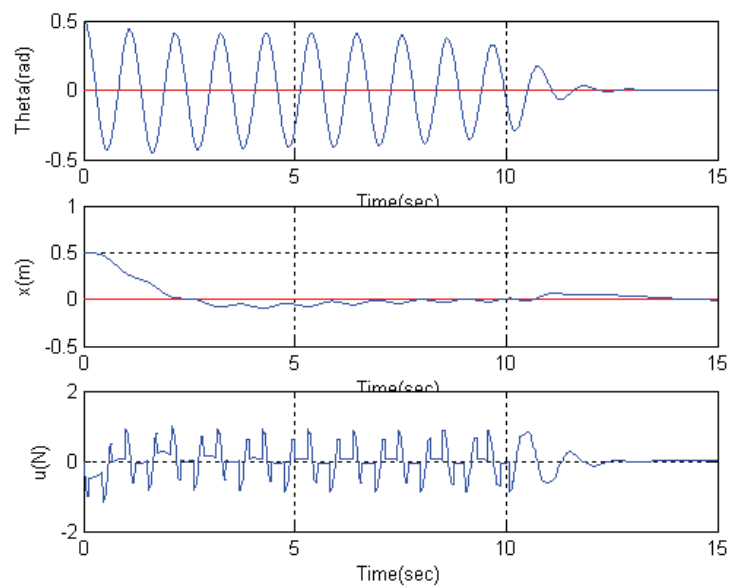


Figure II.29 : Stabilisation pour une variation de l , m et M en même temps ($l=0.3m$, $m=0.23Kg$, $M=0.71Kg$)

II.2.4. Interprétation des résultats

A travers les résultats de simulation effectuée sur le modèle non linéaire du système, nous pouvons constater que les régulateurs flous synthétisés ont permis de stabiliser le système aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. Cette stabilisation est atteinte en un temps très court. Dans la plupart des cas elle ne dépasse pas les 5 secondes. Malgré les différentes perturbations appliquées sur le système, par variations paramétriques ainsi que par le changement des conditions initiales, la stabilisation reste toujours robuste. Néanmoins, le temps de stabilisation a augmenté par rapport à celui du système non perturbé.

Il est à noter que les paramètres des commandes floues ne sont pas optimisés par manque de méthodes systématiques pour leurs choix. Il serait intéressant d'utiliser d'autres techniques basées sur l'optimisation d'un critère. Les algorithmes génétiques semblent être une alternative intéressante. Cette technique a été récemment utilisée dans plusieurs travaux de recherche [Zhou et al., 00], [Chen et al., 02].

II.3. Modélisation et commande décentralisée par logique floue d'un double pendule inversé

II.3.1. Introduction

Le système double pendule inversé est un système MIMO (multi input multi output) interconnecté non linéaire et instable en boucle ouverte. Comme indiqué sur la *figure II.30*, il se compose de deux pendules inversés liés entre eux par un ressort. La complexité supplémentaire de ce système est due à la mobilité de la position $a(t)$ du ressort sur chaque tige des deux pendules. Cette position change en fonction du temps. Ce système a été utilisé la première fois par Shi et Singh [Shi & Singh, 92].

Ce système peut être vu comme étant un système complexe composé de deux sous-systèmes interconnectés. Chaque sous-système, peut être commandé par une unité de commande locale, qui n'a accès qu'aux variables disponibles localement et n'agit que sur les variables de commandes relative aux sous-système en question. Cette structure de commande est appelée commande décentralisée [Shi & Singh, 92], [Yeh, 94], [Yeh, 97]. Chaque unité de commande sert pour la commande de l'angle θ_i ($i=1,2$). Le mouvement des deux chariots est sinusoïdal.

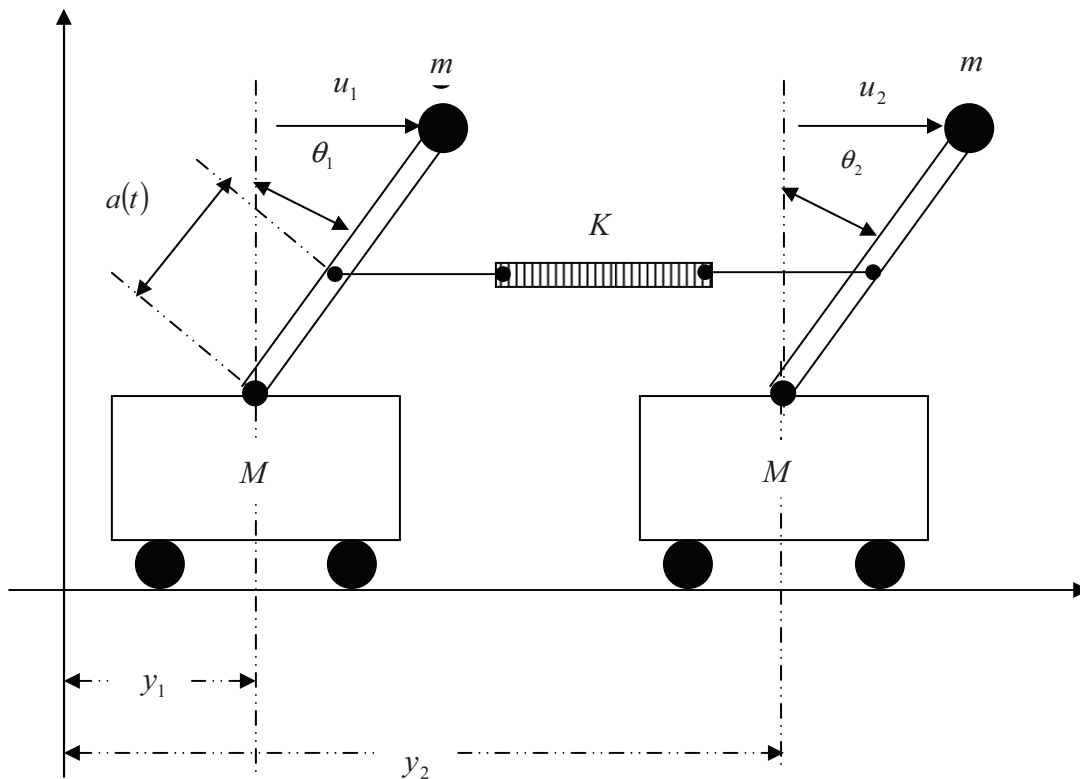


Figure II.30 : Le système double pendule inversé

II.3.2. Modèle du système double pendule inversé

Le modèle mathématique suivant, issu de la littérature [Shi & Singh, 92], [Da, 00], [Yeh, 97] caractérise le comportement dynamique du système. Il est exprimé sous forme de deux sous-systèmes S_1 et S_2 interconnectés, chacun est caractérisé par des variables d'état, de commande, et de sortie locales. Les équations d'état non linéaires sont donnés par :

$$S_1 : \left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_{11} = x_{12} \\ \left(\frac{g}{cl} - \frac{ka(t)(a(t)-cl)}{cml^2} \right) x_{11} + \frac{1}{cml^2} u_1 + \frac{ka(t)(a(t)-cl)}{cml^2} x_{21} - B_1 x_{12}^2 - \frac{k(a(t)-cl)}{cml^2} (y_1 - y_2) \end{array} \right. \quad (II.11)$$

$$S_2 : \left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_{21} = x_{22} \\ \left(\frac{g}{cl} - \frac{ka(t)(a(t)-cl)}{cml^2} \right) x_{21} + \frac{1}{cml^2} u_2 + \frac{ka(t)(a(t)-cl)}{cml^2} x_{11} - B_2 x_{22}^2 - \frac{k(a(t)-cl)}{cml^2} (y_2 - y_1) \end{array} \right.$$

Tel que ; S_1 et S_2 sont les deux sous systèmes, avec $x_{11} = \theta_1$ et $x_{12} = \dot{\theta}_1$ ainsi que $x_{21} = \theta_2$ et $x_{22} = \dot{\theta}_2$. En a aussi :

$$y_1 = \sin(2t) \quad y_2 = L + \sin(3t), \quad B_i = \frac{m}{M} \sin \theta_i \quad \text{Telle que } \|B_i\| \leq \frac{m}{M}, \quad i=1,2; \quad c = \frac{m}{m+M}$$

$$a(t) = \sin(5t).$$

L'expression des termes d'interconnexion peut être tirée à partir de ce modèle d'état, les équations ci-dessous illustrent sa :

$$Z_1(x_{11}, t) = a(t) \left(a(t) - \frac{1}{2} \right) (-\theta_1 + \theta_2) - \frac{m}{2} B_1 \dot{\theta}_1^2 - \left(a(t) - \frac{1}{2} \right) (y_1 - y_2) \quad (II.12)$$

$$Z_2(x_{21}, t) = a(t) \left(a(t) - \frac{1}{2} \right) (\theta_1 - \theta_2) - \frac{m}{2} B_2 \dot{\theta}_2^2 - \left(a(t) - \frac{1}{2} \right) (y_2 - y_1)$$

Ces deux termes sont caractérisés par des expressions non-linéaires, comme indique les deux équations ci-dessus.

II.3.2.1. Paramètres du modèle

Dans le tableau suivant on trouve la signification ainsi que les valeurs numériques de chacune des variables des deux équations précédentes :

Paramètre	Unité	Description	Valeur numérique
$M_1 = M_2 = M$	Kg	masse de chaque chariot	10
$m_1 = m_2 = m$	Kg	masse de chaque pendule	10
L	m	longueur du ressort	2
l	m	longueur de chaque pendule	1
g	m/s^2	constante de gravité	1
K	N/m	constante du ressort	1
$y_1(t), y_2(t)$	m	les deux positions longitudinales des deux chariots	/
$\theta_1(t), \theta_2(t)$	rad	position angulaire de chaque pendule	/
$u_1(t), u_2(t)$	N	commandes appliquées au système.	/

Tableau II.3 : Paramètres du système double pendule inversé [Shi & Singh, 92]

II.3.2.2. Simulation

Voici ci-dessous la réponse du système en boucle ouverte pour un échelon de force unitaire :

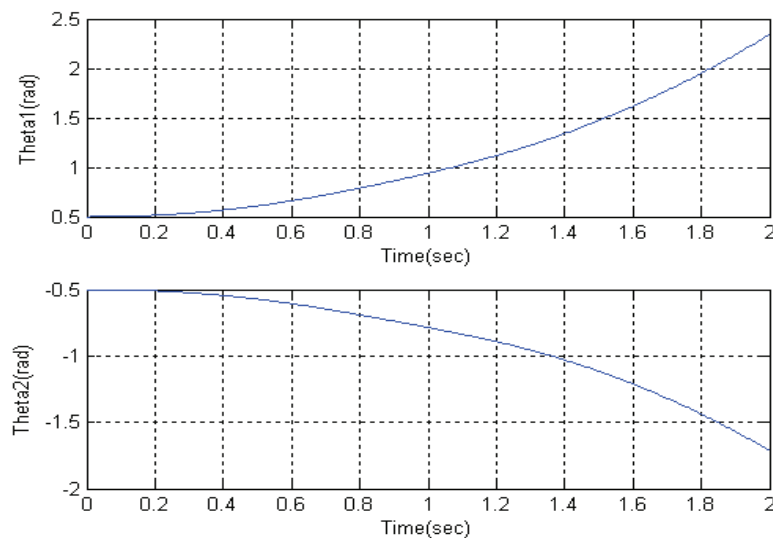


Figure II.31 : réponse du système en boucle ouverte pour un échelon de 1Nm

Ces résultats montrent que ce système est instable en boucle ouverte.

II.3.3. Commande floue du système double pendule inversé

Le système double pendule inversé représente une plate forme de test, très intéressante elle appartient à l'ensemble des systèmes interconnectés, elle se compose comme nous avons déjà expliqué de deux sous-systèmes, chacun représente un système pendule inversé.

Plusieurs méthodes de commandes ont été testées sur ce système, on peut citer par exemple le travail de [Shi & Singh, 92], qui réalisent la commande de ce système par un contrôleur adaptatif décentralisé. Dans [Yeh, 94], [Yeh, 97], a été réalisé une commande floue glissante décentralisée pour stabiliser ce système. Dans [Yeh & Chen, 95], un contrôleur neuro-flou a été appliqué à ce système. Pour d'autres travaux, le lecteur peut se référer à [Zhang & Feng, 97], [Da, 00], [Lam et al., 00], [Zhang, 01], [Lam et al., 04]. La structure de commande adoptée pour ce système est la structure décentralisée, elle permet la régulation des deux angles θ_1 et θ_2 qui représentent l'angle du bras avec la verticale pour chaque pendule, en partant d'une condition initiale quelconque. Pour cela, nous avons utilisé deux régulateurs flous indépendants l'un de l'autre. Le système reçoit deux signaux commande u_1 et u_2 .

II.3.3.1. Structure de la commande floue

Sur la *figure II.32* sont représentés les deux régulateurs flous, utilisés pour commander le système double pendule inversé. Ces derniers sont indépendants l'un de l'autre. Le premier est utilisé pour commander l'angle du premier pendule, et le second pour commander l'angle du deuxième pendule. Chacun de ces deux régulateurs à deux entrées caractérisées par l'erreur et sa variation et une sortie qui caractérise le signal de commande.

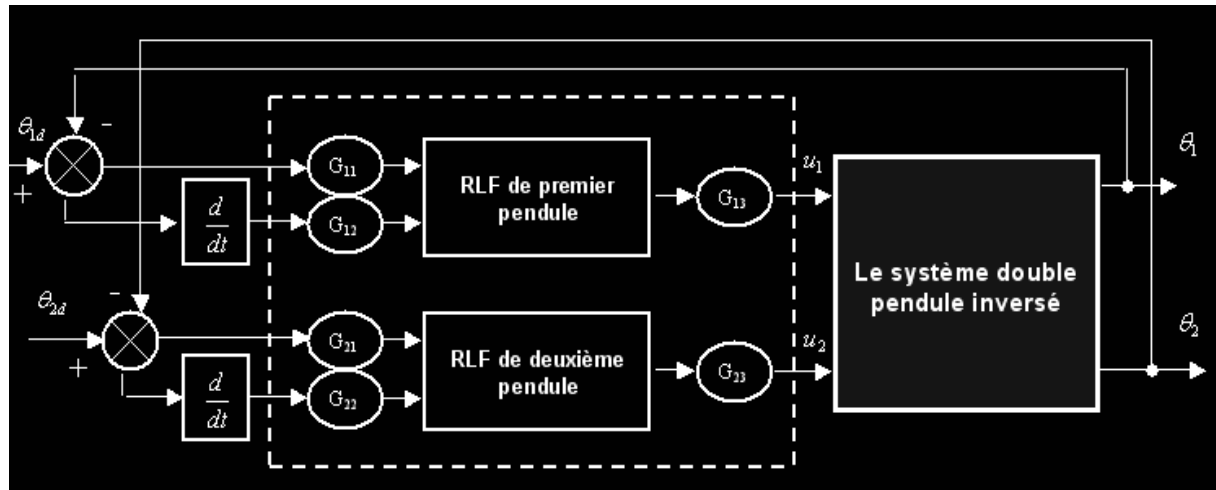


Figure II.32 : Structure de la commande floue pour le système double pendule inversé

II.3.3.2. Structure de régulateur flou de MAMDANI

Le schéma du régulateur de type MAMDANI est composé de :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur (Δe) au cours du temps,
- Les facteurs d'échelle ou gains de normalisation associés à l'erreur (e), à sa variation (Δe), et à la commande (U). Les valeurs numériques de ces derniers sont données par le *tableau II.5*,
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation, avec des fonctions d'appartenance de type triangulaire,
- Une base de règles de contrôle flou donnée par le *tableau II.4*,
- Une logique pour l'évaluation des règles de contrôle flou (inférence). Pour notre cas c'est la méthode max-min qui est utilisée,
- Un bloc de défuzzification servant à convertir la commande floue en une valeur numérique significative. La méthode utilisée est celle du centre de gravité.

$e \backslash \Delta e$	NB	NM	NS	EZ	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PB	PB	PM	PS	EZ
NM	PB	PB	PB	PM	PS	EZ	NS
NS	PB	PB	PM	PS	EZ	NS	NM
EZ	PB	PM	PS	EZ	NS	NM	NB
PS	PM	PS	EZ	NS	NM	NB	NB
PM	PS	EZ	NS	NM	NB	NB	NB
PB	EZ	NS	NM	NB	NB	NB	NB

Tableau II.4 : Base de règles de chaque RLF [Yeh, 99]

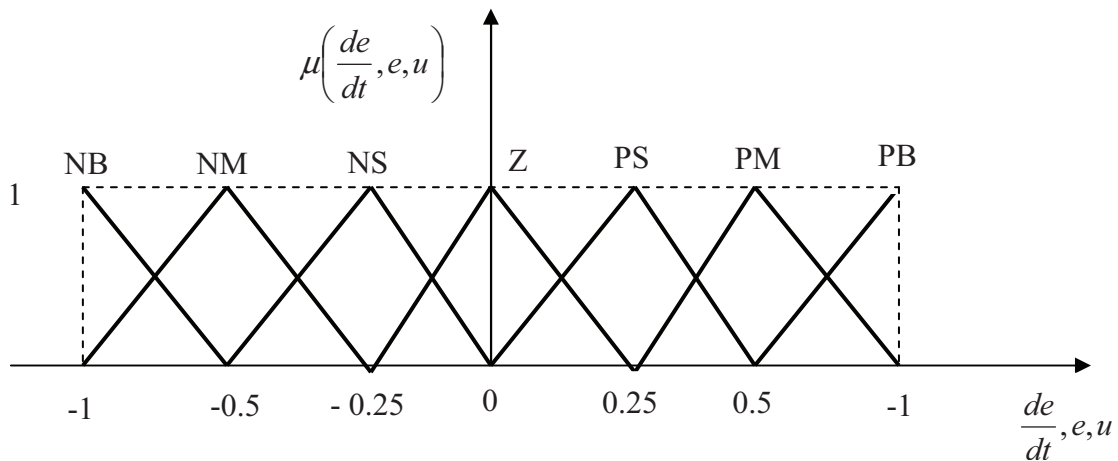


Figure II.33: Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées/sortie.

Gain	Valeur numérique
G_{11}	58.47
G_{12}	12.57
G_{13}	62.56
G_{21}	99.47
G_{22}	10.99
G_{23}	38.07

Tableau II.5 : Valeurs numériques des gains de normalisation

II.3.3.3. Implémentation du régulateur flou

La figure suivante présente le schéma bloc en Simulink du système en boucle fermée avec les deux régulateurs flous.

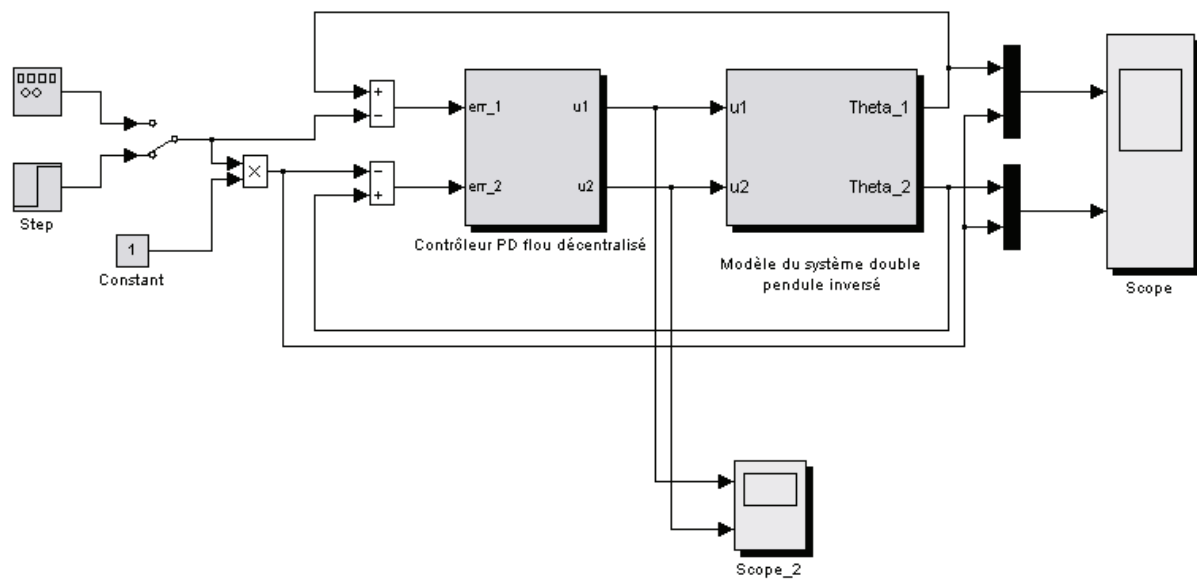


Figure II.34 : Schéma bloc en Simulink de boucle de commande floue pour le système double pendule inversé

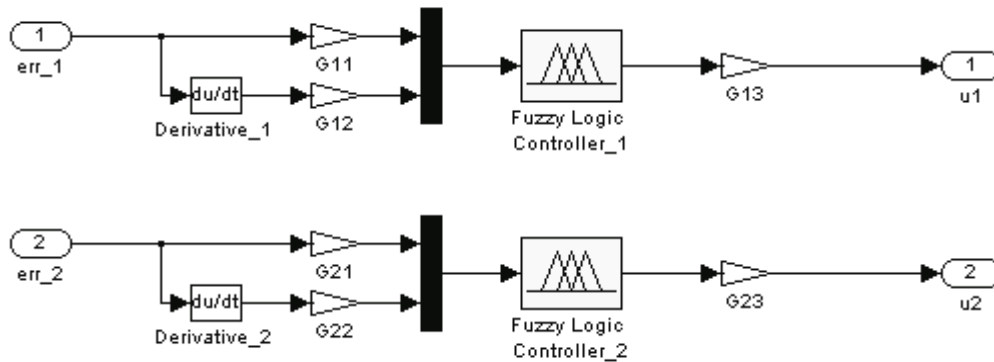


Figure II.35 : Schéma bloc en Simulink de régulateur flou décentralisé.

II.3.3.4. Simulation

Les simulations des lois de commandes ont été réalisées par le logiciel MATLAB 6.5, par l'intermédiaire du Simulink. L'algorithme de résolution utilisée est celui de Runge-Kutta d'ordre 4 avec un pas de simulation de 0.005s.

Nous avons testé cette commande pour des problèmes de stabilisation ainsi que des problèmes de variations paramétriques pour évaluer la robustesse.

Tous les résultats obtenus, sont représentés dans toutes les figures ci-dessous.

Remarque : Le couple maximal autorisé ici est **60Nm**, d'après [Yeh, 97].

II.3.3.4.1. Test de stabilisation

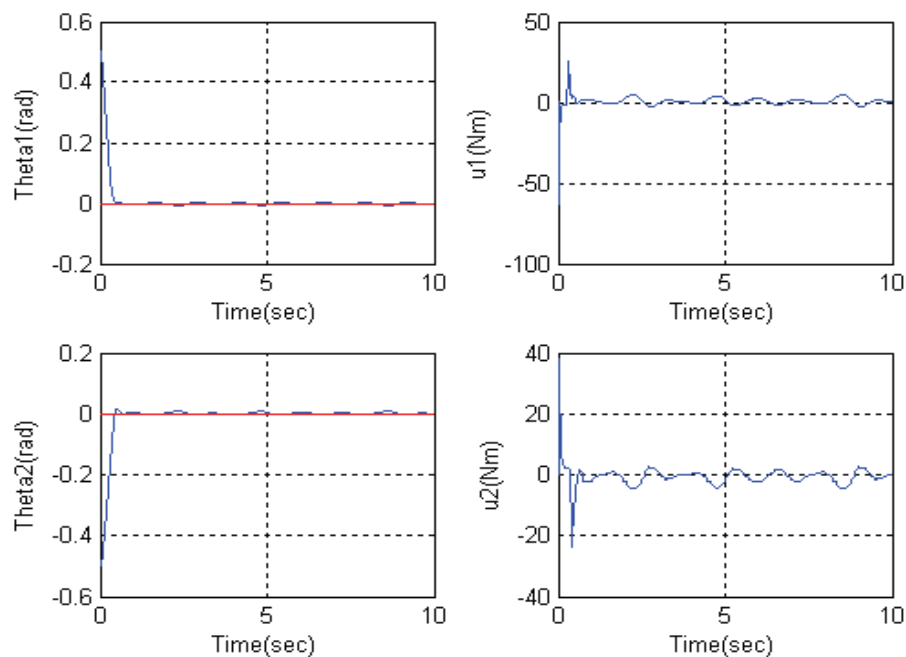


Figure II.36 : Application de la commande floue décentralisée au système double pendule inversé- test de stabilisation

II.3.3.4.2. Test de robustesse vis-à-vis du changement des conditions initiales

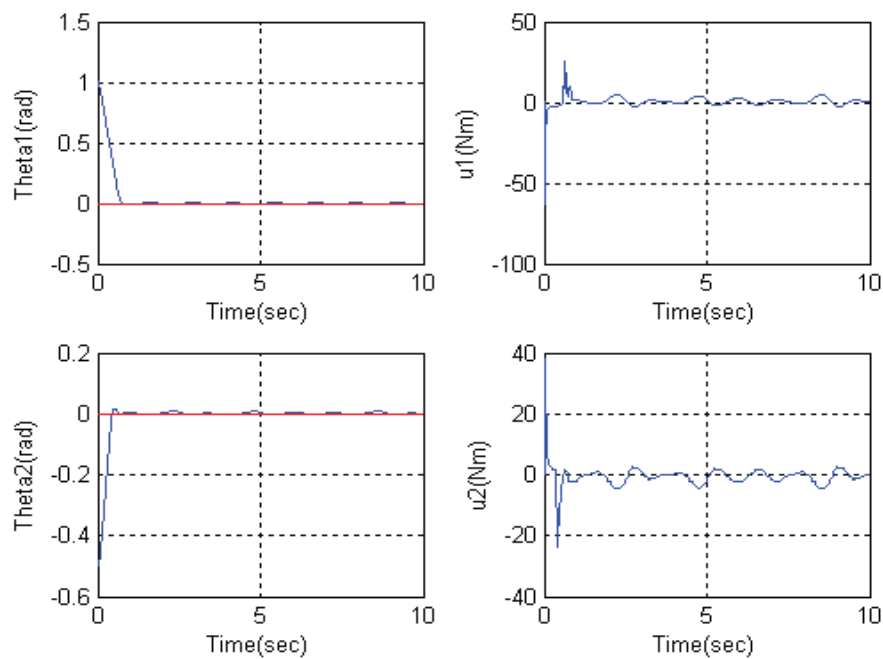


Figure II.37 : Stabilisation pour des C.I (1 rad,- 0.5 rad)

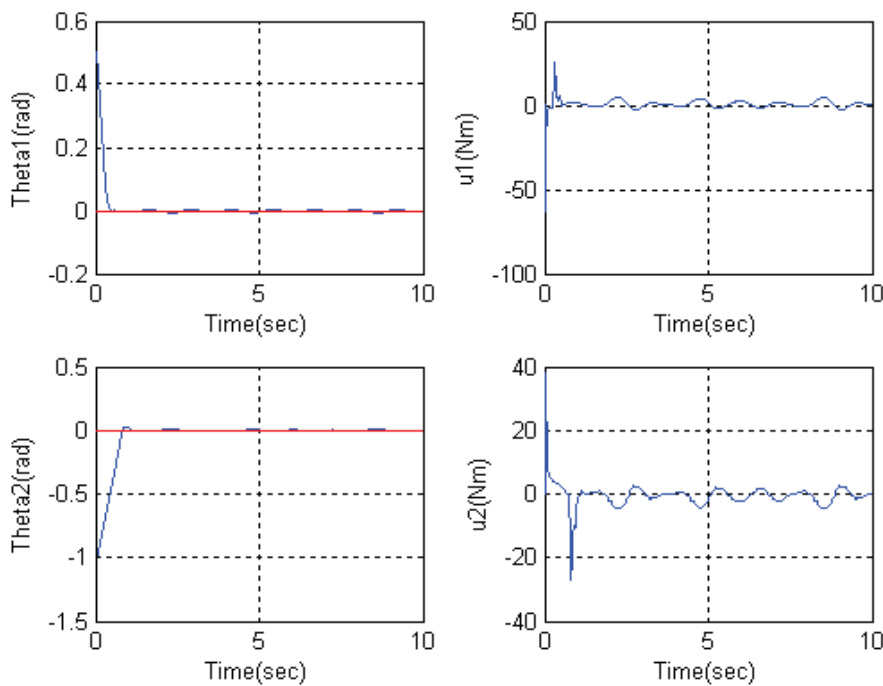


Figure II.38 : Stabilisation pour des C.I (0.5 rad, -1 rad)

II.3.3.4.3. Test de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques

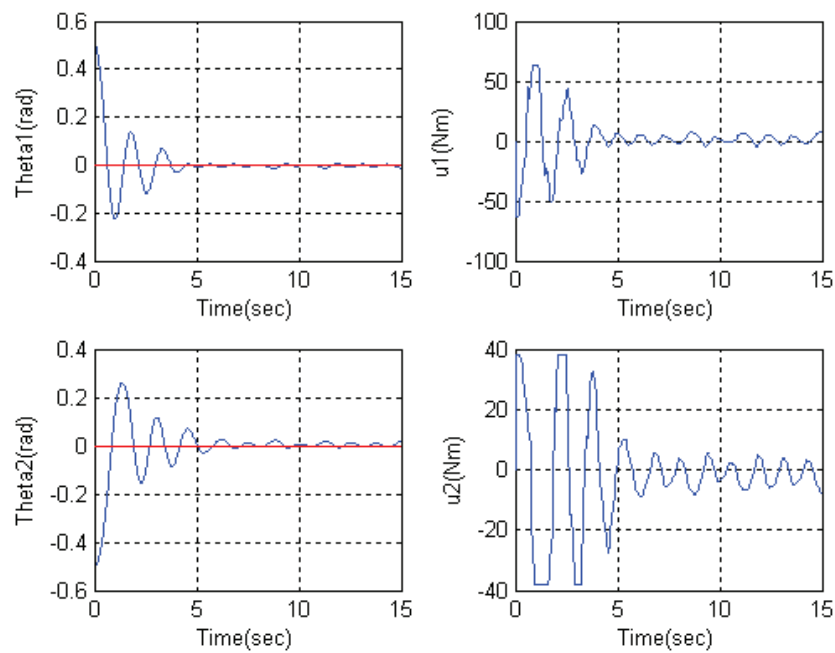


Figure II.39 : Stabilisation pour une variation de la masse $m=m_1=m_2$ ($m=50$)

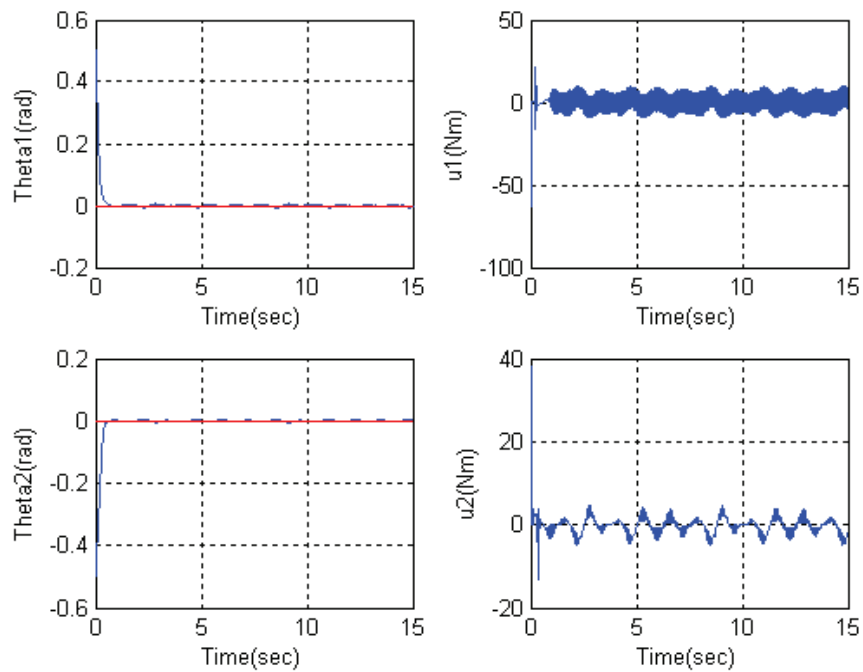


Figure II.40 : Stabilisation pour une variation de la masse $M=M_1=M_2$ ($M=50$)

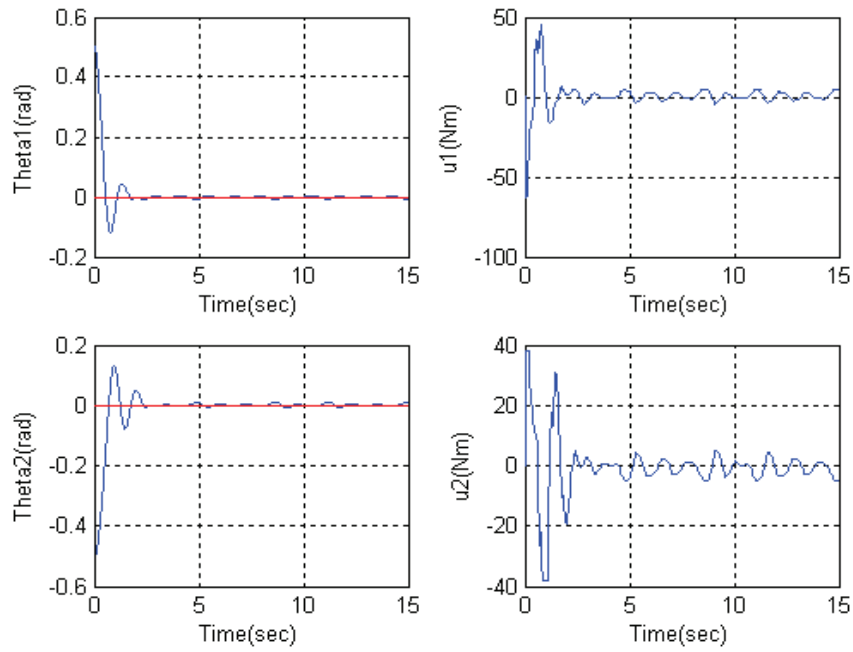


Figure II.41 : Stabilisation pour une variation de $M=M_1=M_2=m=m_1=m_2$ ($M=50$)

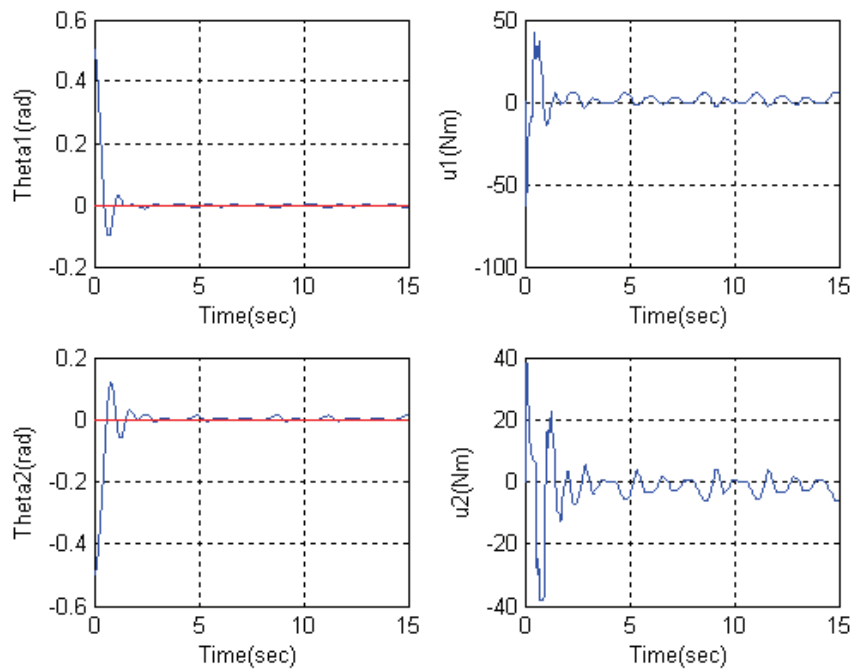


Figure II.42 : Stabilisation pour une variation de la longueur $l=l_1=l_2$ ($l=2m$)

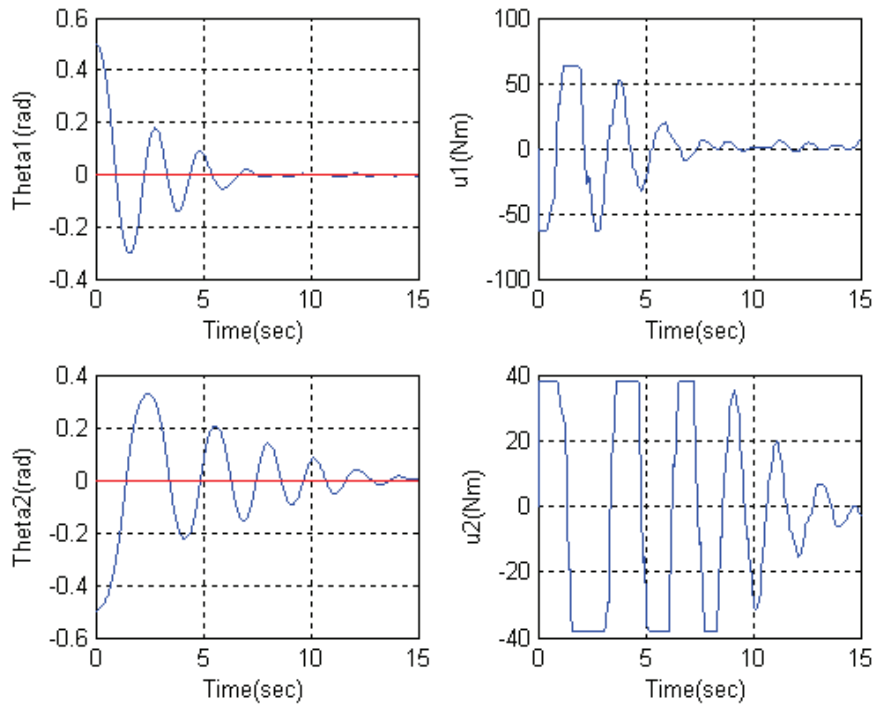


Figure II.43 : Stabilisation pour une variation de $l=l_1=l_2$ ($l=2m$), $M=M_1=M_2=m=m_1=m_2$ ($M=50$)

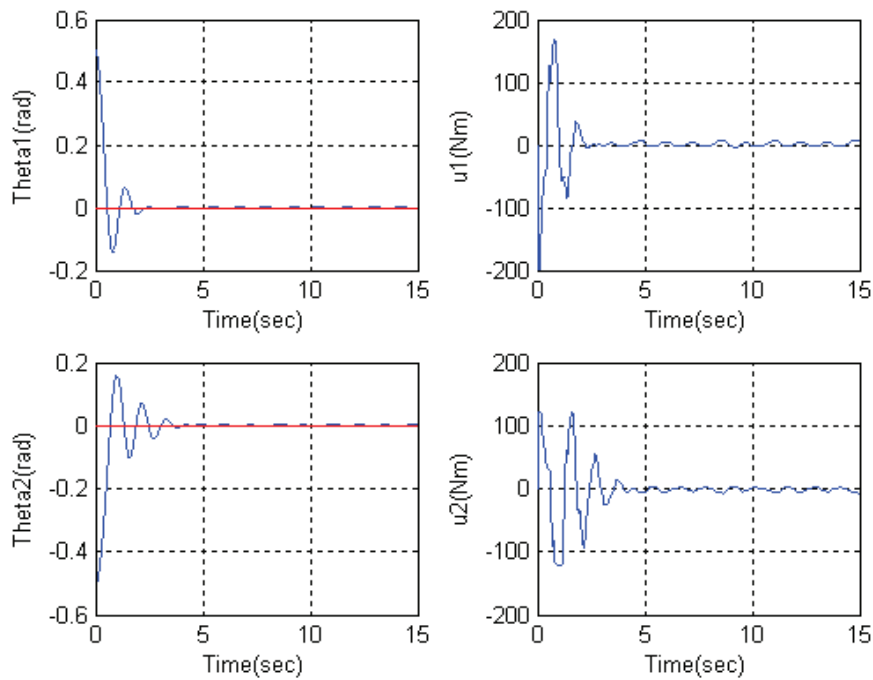


Figure II.44 : Stabilisation pour une variation de $l=l_1=l_2$ ($l=2m$), $M=M_1=M_2=m=m_1=m_2$ ($M=50$) avec un couple maximal proche de 200 Nm

II.3.4. Interprétation des résultats

Les résultats obtenus sont issus d'un ensemble de simulations du système en boucle fermée en utilisant une structure de commande décentralisée par logique floue. A travers ces résultats, on constate que les deux angles sont stabilisés. Par ailleurs, les tests de robustesse ont montré l'efficacité de cette commande malgré les variations paramétrique ainsi que le changement des conditions initiales. Il est à remarquer également que la dynamique de l'angle θ_2 est plus lente que celle de θ_1 cela peut s'expliquer par le fait que les paramètres des deux contrôleurs sont différents et l'effet des interconnexions ainsi que la différence entre les fréquences des mouvement ($y_1(t)$ et $y_2(t)$) imposés aux chariots. Nous constatons aussi que l'amélioration de la dynamique des angles conduit à l'augmentation des couples de commandes maximaux (fig II 43 et fig II 44). Il est donc nécessaire de faire un compromis entre les deux.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre les modèles de deux systèmes mécaniques différents sont présentés. A savoir le simple et le double pendule inversé. Les dynamiques de ces deux systèmes sont complexes, fortement non linéaires et ayant un comportement instable en boucle ouverte. La présence des interconnexions dans le second système constitue une contrainte supplémentaire ce qui justifie l'utilisation de la structure de commande décentralisée. A travers la littérature [Shi & Singh, 92], [Zhang & Feng, 97], [Da, 00], [Lam et al., 00], [Zhang, 01], [Lam et al., 04] ce type de systèmes est souvent utilisé dans le laboratoires de recherche pour valider des lois de commande développées théoriquement.

A travers les résultats obtenus dans notre cas, nous pouvons affirmer que la commande par logique floue et une technique robuste. Néanmoins, il est à noter qu'aucune analyse théorique de la stabilité n'est possible, en particulier pour le contrôleur de type Mamdani. Cela est dû au caractère linguistique des variables manipulées.

C H A P I T R E

III

**III MODELISATION ET COMMANDE PAR LOGIQUE
FLOUE D'UN SIMULATEUR DE VOL D'HELICOPTERE****III.1. Introduction**

Avec le progrès technologique des moyens de calcul numériques, la stabilisation des systèmes aéronautiques constitue à l'heure actuelle un axe de recherche et de développement très privilégié. En effet, les chercheurs automaticiens se sont penchés durant ces dernières décennies sur les problèmes de commande liés à ce type de systèmes [Calise, 96], [Wang et *al.*, 05], [Kadmiry & Driankov,A, 04], [Kadmiry & Driankov,B, 04] Pour des raisons de sécurité et de coût élevé, il est clair que les lois de commande développées ne peuvent être appliquées sur le système réel. En effet, des plates formes d'expérimentation ont été conçues afin de permettre de les tester sur des prototypes. Parmi ces systèmes, on trouve le simulateur de vol d'hélicoptère. Ce système électromécanique reflète le comportement dynamique de l'hélicoptère réel. C'est un système multi variable et couplé.

Le présent chapitre est consacré à la modélisation et à la commande par logique floue de ce système. Les commandes ont été synthétisées et appliquées sur deux types de modèles. Le modèle découplé et modèle couplé. Des résultats de simulations aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoires seront présentés et commentés.

III.2. Le système TRMS- Le simulateur de vol d'hélicoptère

Le TRMS (Twin Rotor MIMO System) est un système physique aérodynamique conçu pour le développement et l'implémentation de nouvelles lois de commandes. Ceci inclut, la modélisation de la dynamique du système, l'identification, l'analyse et la conception de divers contrôleurs par des méthodes classiques et modernes. Son comportement ressemble à celui d'un hélicoptère réel. De point de vue commande, il présente un système non linéaire multi variable fortement couplé.

La figure III.1 illustre la photographie du système TRMS :



Figure III.1 : Simulateur d'hélicoptère,

III.2.1. Modélisation du système TRMS

Plusieurs travaux ont été réalisés, dont le but est de modéliser et identifier le système TRMS [Ahmad et *al.*, 00], [Chipperfield et *al.*, 00], [Shaheed et *al.*, 00], [Mat Darus et *al.*, 04]. Dans notre présent travail, et afin de développer un modèle dynamique pour le simulateur d'hélicoptère, nous avons utilisé une méthode directe basée sur le calcul des forces agissant sur le corps du simulateur. Le développement de ce modèle sera fait sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les dynamiques du sous-système du rotor sont des équations différentielles du premier ordre,
- Les frottements sont de type visqueux,
- Le sous-système hélice air peut être décrit par les lois d'écoulement.

III.2.1.1. Sous système d'élévation

Initialement, nous considérons la rotation de la tige dans le plan vertical. C'est-à-dire autour de l'axe horizontal. On considère que les couples moteurs sont générés par les hélices. La rotation peut être assimilée au principe du mouvement du pendule.

En appliquant la seconde loi de Newton on obtient :

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

Avec :

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

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

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

$$J_v \frac{d^2 \alpha_v}{dt^2} = M_{v1} + M_{v2} + M_{v3} + M_{v4} \quad (\text{III.4})$$

Où :

M_v :	somme des moments dans le plan vertical
J_v :	somme des moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal
α_v :	angle d'élévation de la tige
M_{v1} :	moment de la gravitation
M_{v2} :	moment de la force aérodynamique
M_{v3} :	moment de la force centrifuge
M_{v4} :	moment de friction

Les différents moments sont calculés comme suit :

III.2.1.1.1. Moment gravitationnel M_1

Pour déterminer les moments de la gravitation appliqués à la poutre et qui la mettent en rotation autour de l'axe horizontal, on considère la situation illustrée dans la figure III.2.

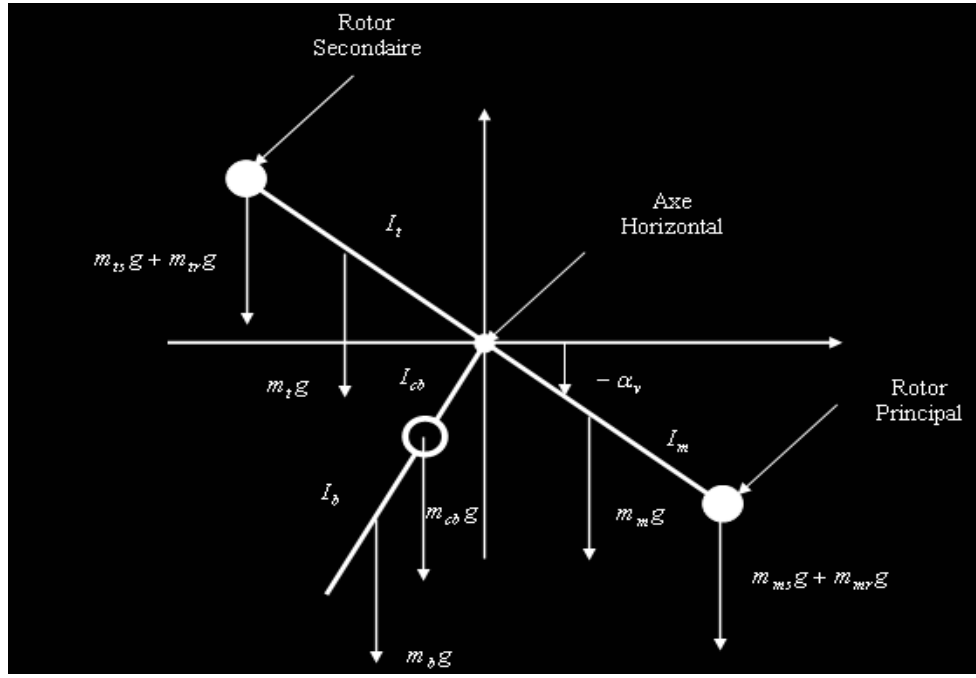


Figure III.2 : Forces de gravité agissant sur le TRMS, [F, Instruments Ltd, IV, 97]

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

Qui peut être écrite :

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

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

Où :

M_{v1} : moment correspondant aux forces de gravités

m_{mv} : masse du rotor principal

m_m : masse de la partie principale de la tige

m_{tr} : masse du rotor secondaire

m_t : masse de la partie secondaire de la tige

m_{cb} : masse du contrepoids

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

III.2.1.1.2. Moment de la force aérodynamique M_{v2}

Pour déterminer les moments des forces propulsives appliquées à la tige on considère la situation suivante illustrée dans la *figure III.3*.

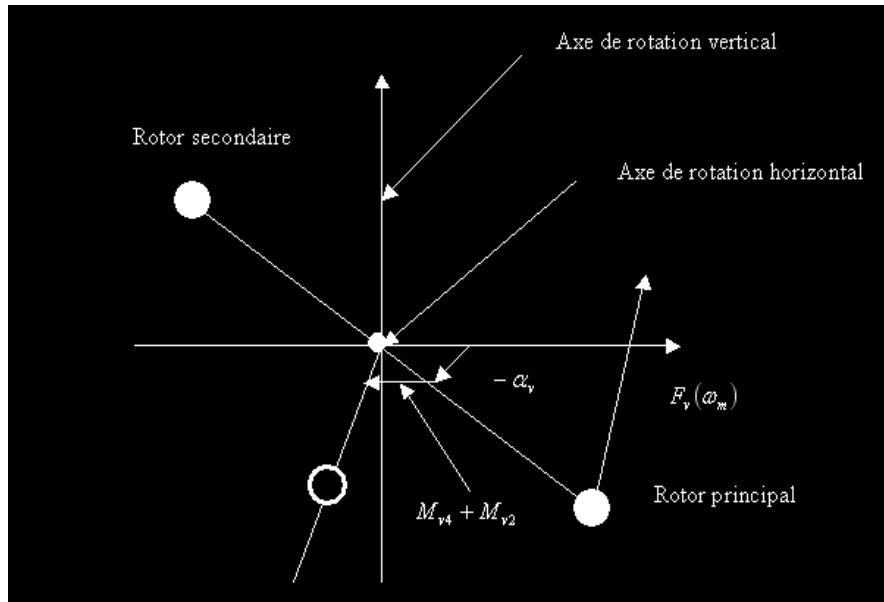


Figure III.3: Moments de la force aérodynamique et de friction, [F, Instruments Ltd, IV, 97]

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

Où :

- M_{v2} : moment de la force aérodynamique développé par le rotor principal
 ω_m : vitesse angulaire du rotor principal

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

III.2.1.1.3. Moment des forces centrifuge M_{v3}

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

Avec :

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

Ω_h : Vitesse angulaire de la tige autour de l'axe vertical et α_h est l'angle d'azimut de la tige

On peut écrire (III.9) sous forme compacte :

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

III.2.1.1.4 Moment de friction M_{v4}

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

Avec :

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

Ω_v : vitesse angulaire autour de l'axe horizontal

k_v : Constante de friction.

III.2.1.1.5. Moment d'inertie J_v

D'après la figure III.3 on peut déterminer le moment d'inertie par rapport à l'axe horizontal. On remarque que ce moment est indépendant de l'angle d'élévation :

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

où :

r_{ms} Le rayon de l'hélice principale

r_{ts} Le rayon de l'hélice secondaire

III.2.1.2. 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 :

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

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

Ainsi :

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

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

III.2.1.2.1. Moment de la force aérodynamique

Pour déterminer les moments de forces appliquées à la tige, on considère le cas présenté dans la *figure III.4*.

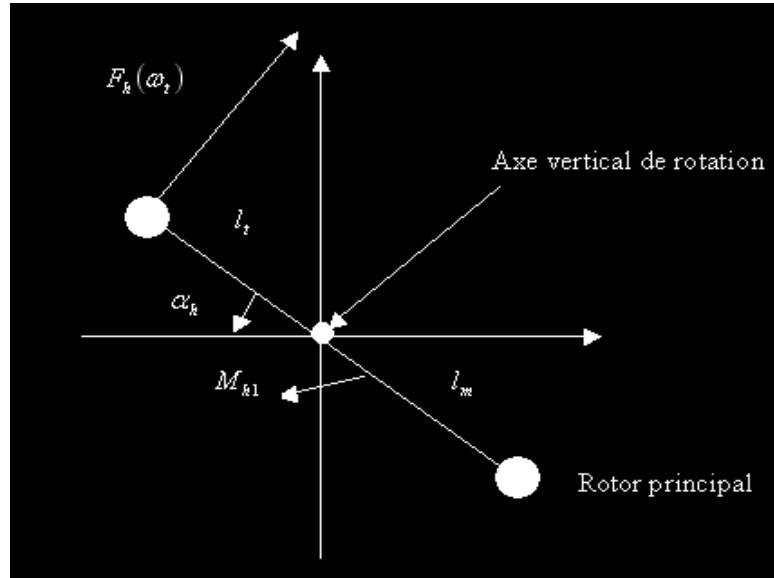


Figure III.4 : Moments des forces dans le plan horizontal, [F, Instruments Ltd, IV, 97]

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

Où :

- ω_t vitesse angulaire du rotor secondaire,
- $F_h(\omega_t)$ Exprime la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire du rotor secondaire.

III.2.1.2.2. Moment de friction

Il est défini par la loi suivante :

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

Avec : k_h Constante de friction

III.2.1.2.3. Moment d'inertie

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

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

Ou sous forme compacte :

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

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

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

III.2.1.3. Dynamiques des propulseurs (hélices et moteurs)

Les deux moteurs sont à courant continu commandés en tension. On considère le modèle simple d'une MCC avec une charge extérieure :

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

Avec :

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

u : Tension de commande (V).

- I : Moment d'inertie.
R : Résistance de l'armature.
 K_b : Constante de la FEM.
 K_i : Constante du couple.
 T_L : Couple résistant généré par la charge.

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

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

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

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

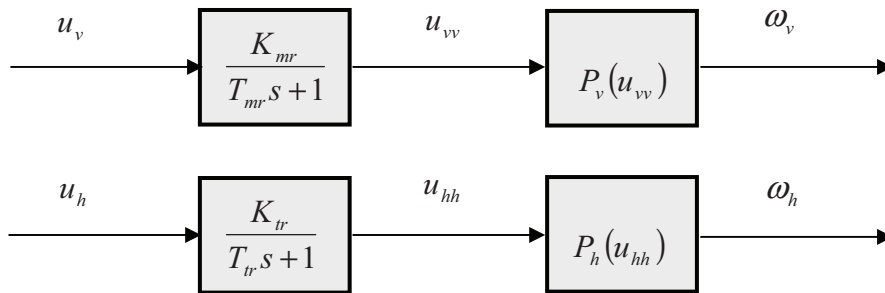


Figure III.5 : Schéma bloc des moteurs

Où

- T_{mr} : Constante du temps du moteur principal.
 T_{tr} : Constante du temps du moteur secondaire.

K_{mr} : Gain statique du moteur principal.

K_{tr} : Gain statique du moteur secondaire.

III.2.1.4. modèle d'état

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

$$\frac{dS_v}{dt} = I_m F_v(\omega_m) - \Omega_v K_v + g((A - B)\cos \alpha_v - C \sin \alpha_v) - \frac{1}{2} \Omega_h^2 (A + B + C) \sin 2\alpha_v \quad (\text{III.26})$$

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

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

$$\frac{dS_h}{dt} = I_t F_h(\omega_t) \cos \alpha_v - \Omega_h K_h \quad (\text{III.29})$$

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

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

Où :

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

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

S_v : Moment angulaire dans le plan vertical.

S_h : Moment angulaire dans le plan horizontal.

En choisissant comme :

- Vecteur d'entrée : $U = [U_v \ U_h]^T$
- Vecteur d'état : $X = [\alpha_v \ S_v \ u_{vv} \ \alpha_h \ S_h \ u_{hh}]^T$
- Vecteur de sortie : $Y = [\alpha_v \ \alpha_h]^T$

On obtient le modèle d'état ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= \frac{x_2 + J_{tr} P(x_6)}{J_v} \\
 \dot{x}_2 &= I_m F_v(P_v(x_3)) - K_v \left[\frac{x_2 + J_{tr} P_h(x_6)}{J_v} \right] + g((A-B)\cos(x_1) - C\sin(x_1)) \\
 &\quad - \frac{1}{2} \left[\frac{x_5 + J_{mr} P_v(x_3)\cos(x_1)}{J_h(x_1)} \right]^2 (A+B+C)\sin(2x_1) \\
 \dot{x}_3 &= \frac{1}{T_{mr}} (-x_3 + K_{mr} u_1) \\
 \dot{x}_4 &= \frac{x_5 + J_{mr}(P_v(x_3))\cos(x_1)}{J_h(x_1)} \\
 \dot{x}_5 &= I_t F_h(P_h(x_6))\cos(x_1) - K_h \left[\frac{x_5 + J_{mr} P_v(x_3)\cos(x_1)}{J_h(x_1)} \right] \\
 \dot{x}_6 &= \frac{1}{T_{tr}} (-x_6 + K_{tr} u_2)
 \end{aligned} \tag{III.32}$$

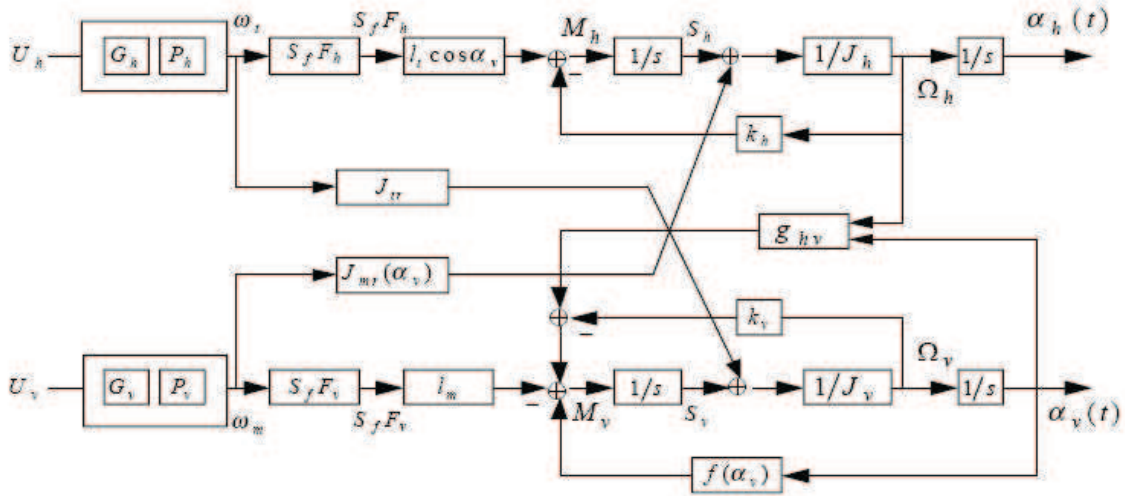


Figure III.6 : Schéma bloc du TRMS

III.2.1.5. 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.

III.2.1.5.1. Modèle 1 DDL vertical

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

On choisit le vecteur d'état suivant :

$$X = [\alpha_v \ S_v \ u_{vv}]^T \quad (\text{III.33})$$

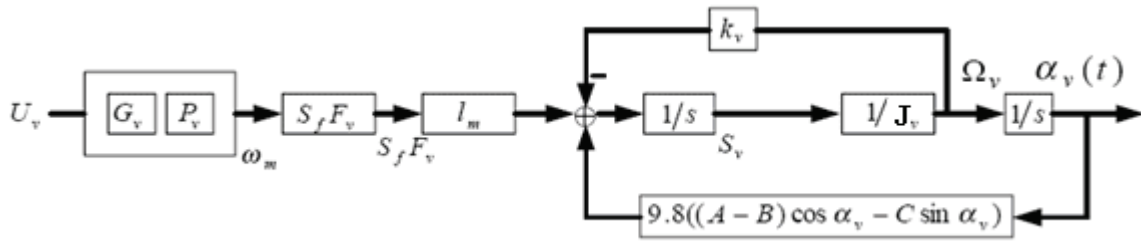


Figure III.7 : Schéma bloc du modèle vertical

La représentation d'état est alors :

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

Remarque :

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

III.2.1.5.2. Modèle 1DDL horizontal

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

Le modèle horizontal est ainsi :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{J_h(\alpha_{v0})} x_2 \\ \dot{x}_2 = l_t F_h(P_h(x_3)) \cos(\alpha_{v0}) - k_h x_2 \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{T_{tr}} (-x_3 + K_{tr} u_h) \end{cases} \quad (III.35)$$

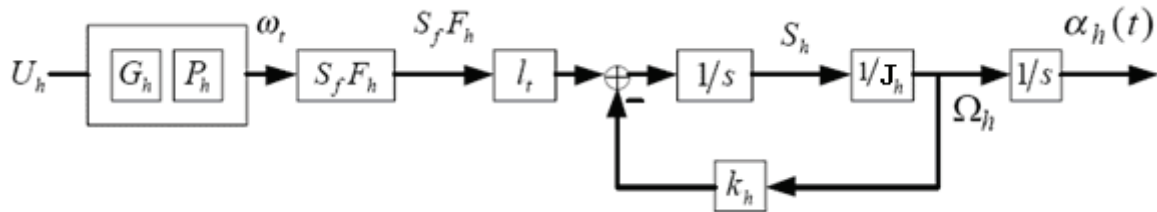


Figure III.8 : Schéma bloc du modèle horizontal

III.2.1.6. Paramètres du modèle :

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

- Caractéristiques non linéaires,
- Paramètres physiques,
- Constantes de temps et gains statiques.

III.2.1.6.1. Caractéristiques non linéaires [Su & wang, 00]

caractéristique	Description	Expression
$F_v(\omega_m)$	Exprime la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire du rotor principal.	$0.072183 \cdot \omega_v^3 - 0.0027708 \cdot \omega_v^2 + 0.19151 \cdot \omega_v$
$F_h(\omega_l)$	Exprime la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire du rotor secondaire	$0.07254 \cdot \omega_h^3 - 0.075899 \cdot \omega_h^2 + 0.037587 \cdot \omega_h$
$P_v(U_{vv})$	Exprime la dépendance de la vitesse angulaire du rotor principal de la tension U_{vv} .	$\arctan(3 \cdot u_{vv})$
$P_h(U_{hh})$	Exprime la dépendance de la vitesse angulaire du rotor secondaire de la tension U_{hh} .	$\arctan(u_{hh})$

Tableau III.1: Caractéristiques non linéaires dans le modèle du système TRMS

III.2.1.6.2. Paramètres physiques [F, Instruments Ltd, IV, 97]

Le tableau suivant donne tous les paramètres physiques du système TRMS, avec leurs valeurs numériques :

Paramètre	Description	Valeur numérique
m_{tr}	masse du rotor secondaire	0.206 [Kg]
m_{mr}	masse du rotor principal	0.228 [Kg]
m_{cb}	masse du contrepoids	0.068 [Kg]
m_t	masse de la partie secondaire de la tige	0.0155 [Kg]
m_m	masse de la partie principale de la tige	0.0145 [Kg]
m_b	masse de la tige du contrepoids	0.022 [Kg]
m_{ts}	masse de l'hélice secondaire	0.165 [Kg]
m_{ms}	masse de l'hélice principale	0.225 [Kg]
l_t	longueur de la partie secondaire de la tige	0.25 [m]
l_m	longueur de la partie principale de la tige	0.24 [m]
l_b	longueur de la tige du contrepoids	0.26 [m]
l_{cb}	distance entre le contrepoids et l'articulation	0.13 [m]
r_{ms}	rayon de l'hélice principale	0.155 [m]
r_{ts}	rayon de l'hélice secondaire	0.10 [m]

Tableau III.2 : Paramètres physiques du système TRMS

III.2.1.6.3. Paramètres physiques déterminés par une identification

Il existe quelques paramètres physiques qui sont déterminés par une identification paramétrique, le tableau suivant illustre ces paramètres ainsi que ses valeurs numériques :

Paramètre	Description	Valeur numérique
K_v	Constante	0.003
K_h	Constante	0.015

Tableau III.3: Constantes de frottement [hachid & Farah, 05].

III.2.1.6.4. Constantes de temps et gains statiques [F, Instruments Ltd, IV, 97]

Paramètre	Description	Valeur numérique
T_{mr}	Constante du temps du moteur principal	1.432
T_{tr}	Constante du temps du moteur secondaire.	0.3842
K_{mr}	Gain statique du moteur principal.	1
K_{tr}	Gain statique du moteur secondaire.	1

Tableau III.4: Constantes de temps et gains statiques du système TRMS

III.2.2. Simulation

Les réponses du système en boucle ouverte (réponse libre et réponse à un échelon), sont représentées par les figures fig 9- fig 14 :

Remarque :

Tous ces résultats ont été trouvés après l'opération de validation de trois modèles obtenus précédemment [Hachid & Farah, 05].

III.2.2.1. La réponse libre

III.2.2.1.1. Modèle 1 DDL vertical

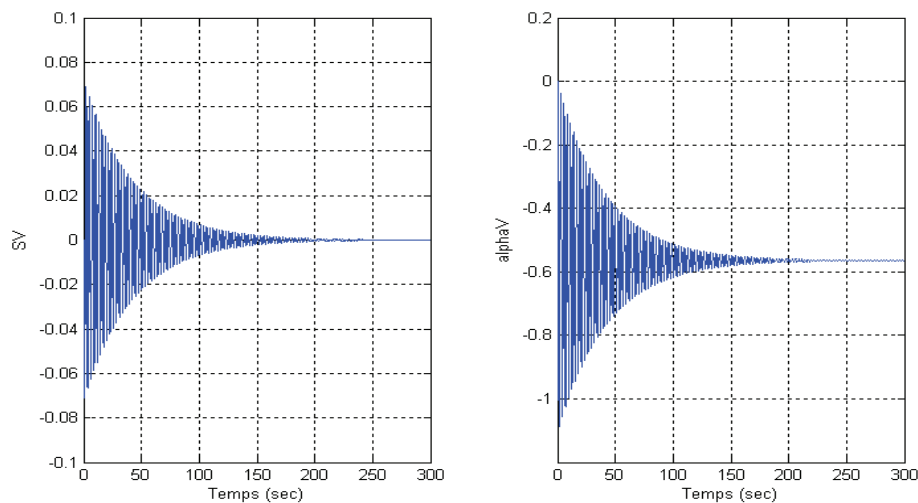


Figure III.9: Réponse libre du système en mode vertical découplé

:

III.2.2.1.2. Modèle 1DDL horizontal

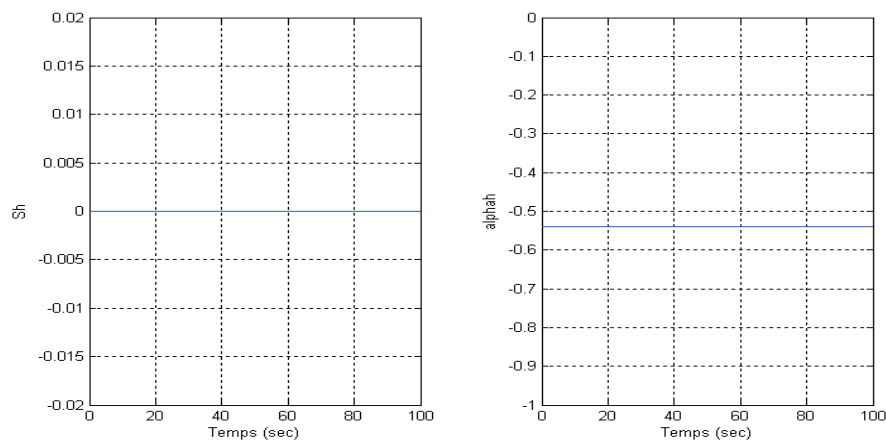
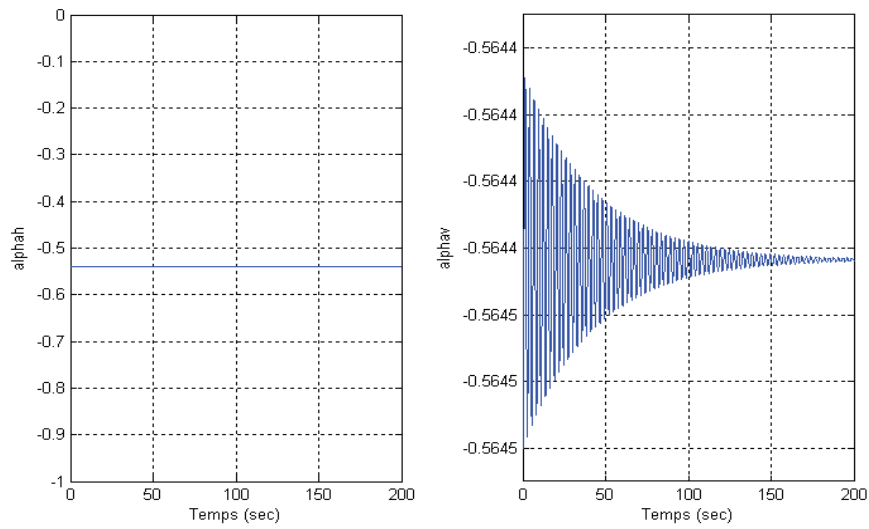
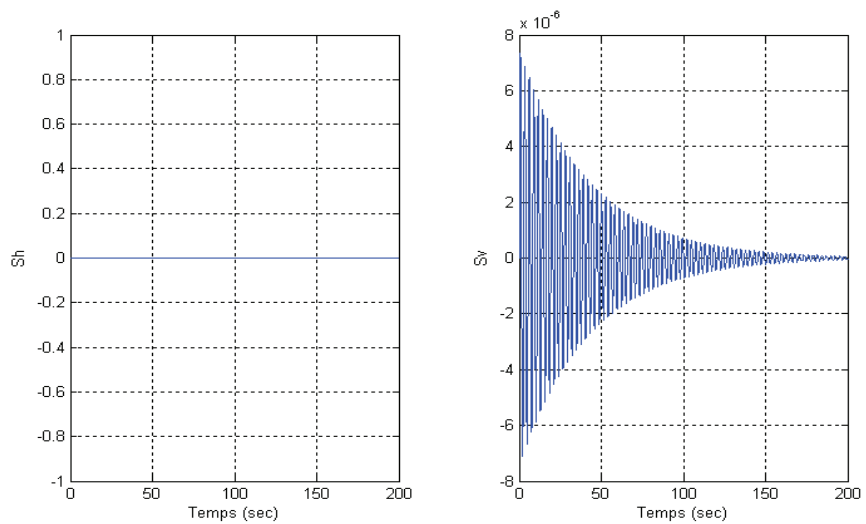


Figure III.10 : Réponse libre du système en mode horizontal découplé

III.2.2.1.3. Modèle 2 DDL



(a)



(b)

Figure III.11 : Réponse libre du système en mode couplé

III.2.2.2. La réponse en boucle ouverte

III.2.2.2.1. Modèle 1 DDL vertical

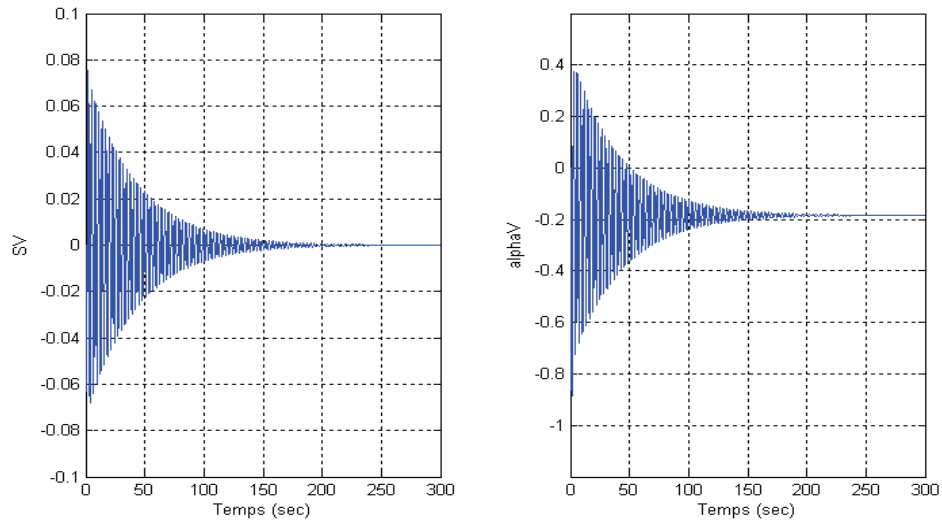


Figure III.12 : Réponse du système en boucle ouverte en mode vertical découplé pour un échelon $0.8v$

III.2.2.2.2. Modèle 1DDL horizontal

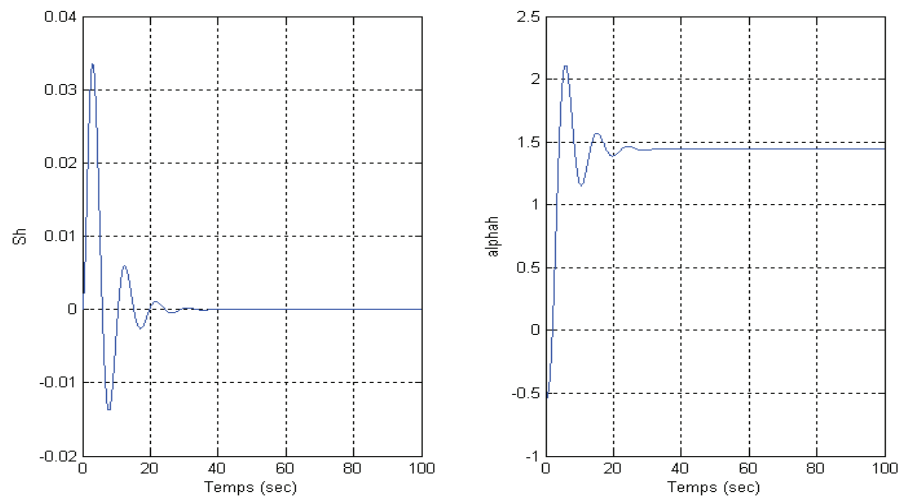


Figure III.13 : Réponse du système en boucle ouverte en mode horizontal découplé pour un échelon $0.8v$

III.2.2.2.3. Modèle 2 DDL

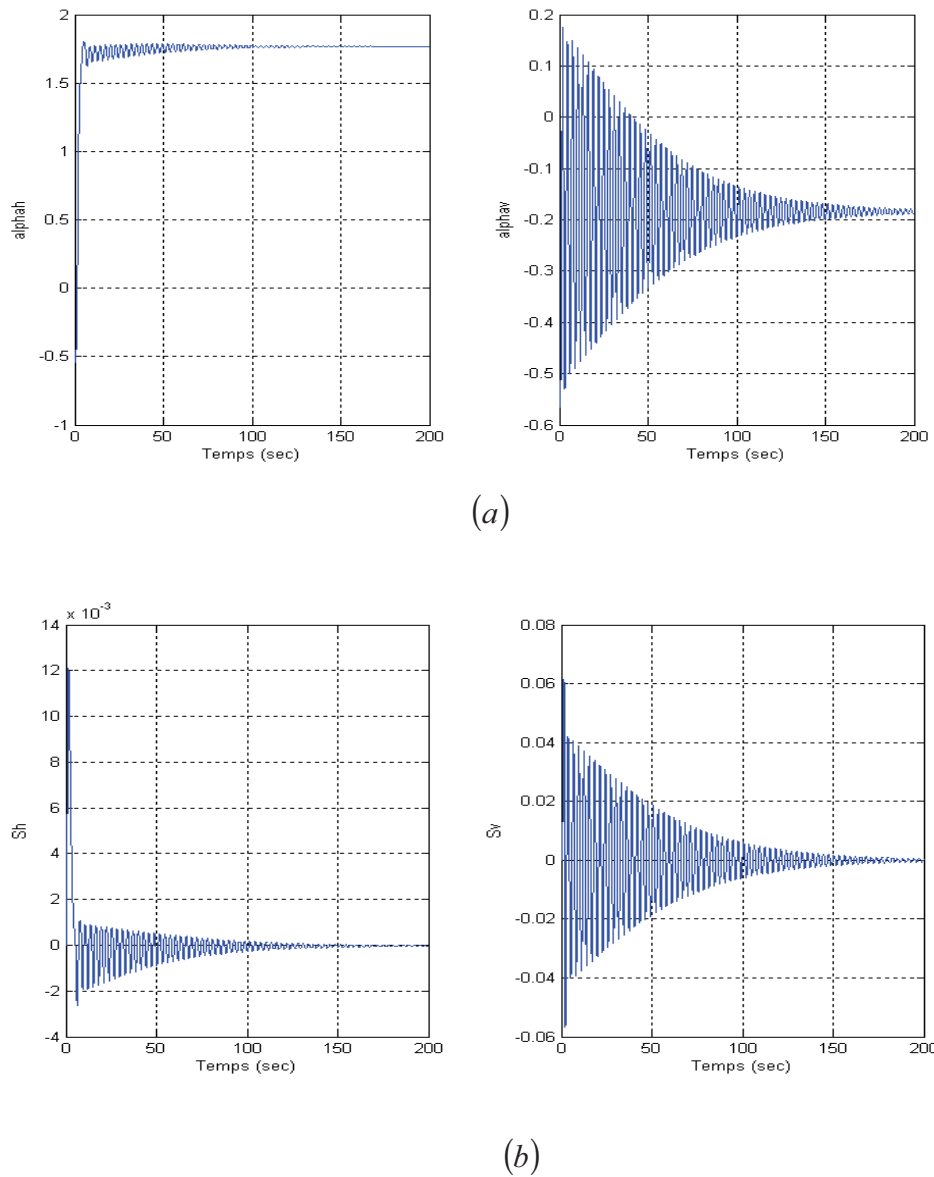


Figure III.14 : Réponse du système en boucle ouverte dans le mode couplé pour un échelon 0.8v

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

vertical tend vers un nouveau point d'équilibre qui dépendra de l'excitation appliquée, de même pour le sous système horizontal.

III.3. Commande décentralisée par logique floue du système TRMS

III.3.1. Introduction

Plusieurs travaux de recherche sur la commande de ce système ont été réalisés. Entre autres, on peut citer quelques travaux concernant des lois de commande:

- Basées sur la commande floue, soit en utilisant une commande décentralisée basée sur deux régulateurs PD flous de type Sugeno [Badar U et *al.*, 03], soit avec une commande floue avec des gains programmés FGSC (Fuzzy Gain-Scheduled control) dans [Su & wang, 00], soit en utilisant une commande floue à structure variable [Hu & Su, 03].
- Basées sur la commande par mode de glissement dans [Su et *al.*, 02].
- Basées sur une commande PID standard, avec des gains réglés par la technique des algorithmes génétiques [Huang et *al.*, 00],
- Basées sur l'utilisation d'un compensateur Gaussienne linéaire quadratique (LQG), dans une boucle de commande [Tokhi et *al.*, 00], etc....

L'utilisation de la commande centralisée nécessite le traitement de toutes les variables E/S du système en même temps, donc un temps de calcul élevé. Par contre l'utilisation de la commande décentralisée facilite la synthèse et donne des lois de commandes non gourmandes en temps de calcul. Le système global sera décomposé en deux sous-systèmes (vertical et horizontal), chacun d'eux est commandé indépendamment Les interconnexions seront considérées comme étant des perturbations sur chaque système.

L'objectif de la commande floue ici est la régulation de l'angle d'élévation ainsi que l'angle d'azimut du système.

III.3.2. Commande floue décentralisée du système TRMS

Cette commande a l'avantage de ne pas avoir besoin du modèle mathématique pour la synthèse, elle se caractérise par la simplicité de synthèse de la loi de commande.

Sur la figure III.15 sont représentés les deux régulateurs flous des deux sous-systèmes du TRMS. Ces derniers sont indépendants les uns des autres, chacun à deux entrées qui sont l'erreur et la variation de l'erreur et une sortie qui caractérise la variation de commande à appliquer au sous système correspondant.

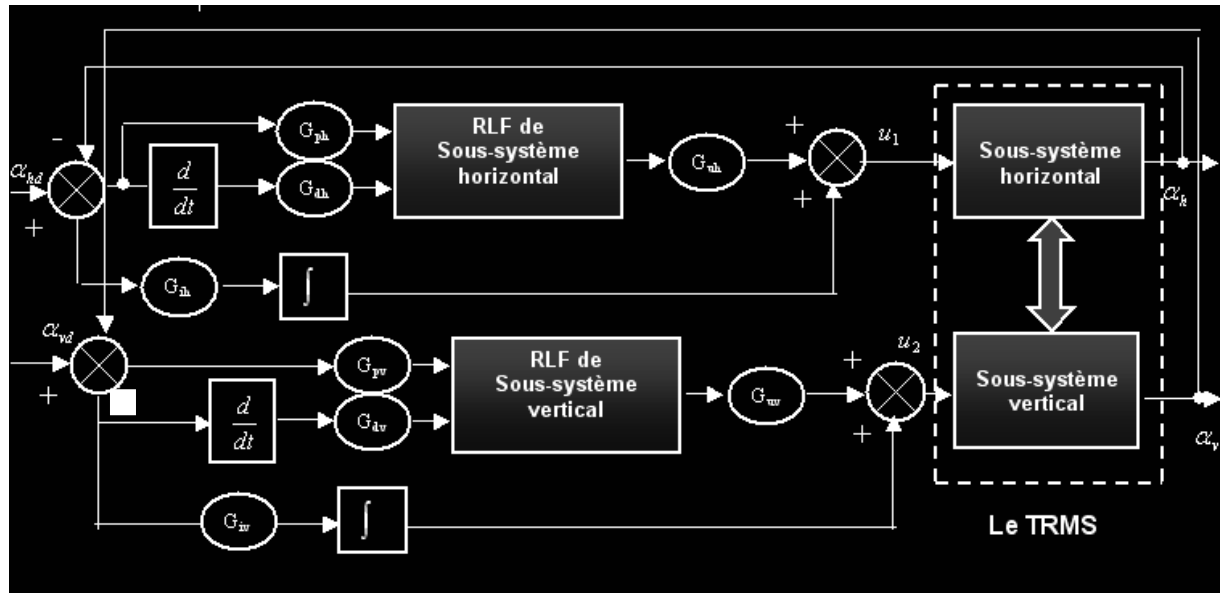


Figure III.15 : Structure de la commande floue pour le système TRMS.

III.3.2.1. Structure de régulateur flou de MAMDANI

La structure du régulateur flou utilisé ici, est la même que celle des autres présentés dans le chapitre précédent. Sauf que cette fois-ci nous avons utilisé une autre table de règles (voir tableau III.4), ainsi que des fonctions d'appartenance gaussiennes pour les variables d'entrées ainsi que de sorties.

Pour éliminer l'erreur statique, on a inséré en parallèle avec le régulateur flou une action intégrale. Le régulateur global aura une structure d'un PID, dont les actions, proportionnelle et dérivée sont réalisées par un régulateur flou (PD flou) [Wang, 02], [Petrov et al., 02].

$e \backslash \Delta e$	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	Z
NS	NB	NB	NS	Z	PS
Z	NB	NS	Z	PS	PB
PS	NS	Z	PS	PB	PB
PB	Z	PS	PB	PB	PB

Tableau III.4 : Base de règles de chaque RLF

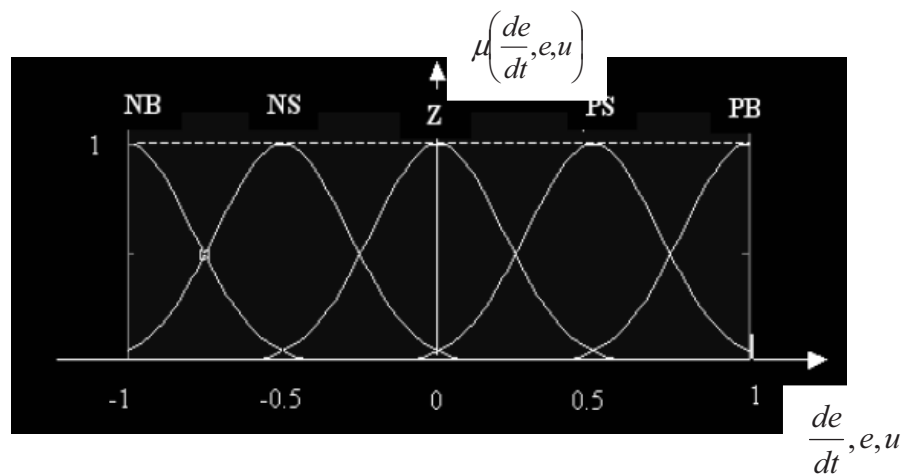


Figure III.16: Fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées/sorties.

III.3.2.2. Implémentation du régulateur flou

Généralement, le TRMS peut fonctionner en trois modes différents ;

- Le mode de fonctionnement horizontal découplé **1-DDL** (un seul degré de liberté) ; ici le simulateur utilise seulement le propulseur secondaire. Le but du régulateur flou dans ce mode est l'asservissement de l'angle d'azimut α_h ,
- Le mode de fonctionnement vertical découplé **1-DDL** ; ici le simulateur utilise seulement le propulseur principal. Le but du régulateur flou dans ce mode est l'asservissement de l'angle d'élévation α_v ,
- Le mode de fonctionnement couplé **2-DDL** (deux degrés de liberté) ; ici le simulateur utilise les deux propulseurs en même temps. Le but du régulateur flou dans ce mode est l'asservissement des deux angles, d'azimut α_h et d'élévation α_v .

Pour cette raison, nous avons synthétisé trois régulateurs flous, sur les deux figures ci-dessous sont représentés les schémas bloc en Simulink des régulateurs utilisés.

Remarque :

En mode de fonctionnement découplé (horizontal ou vertical), nous avons utilisé le même régulateur en changeant les gains de normalisations pour chaque cas.

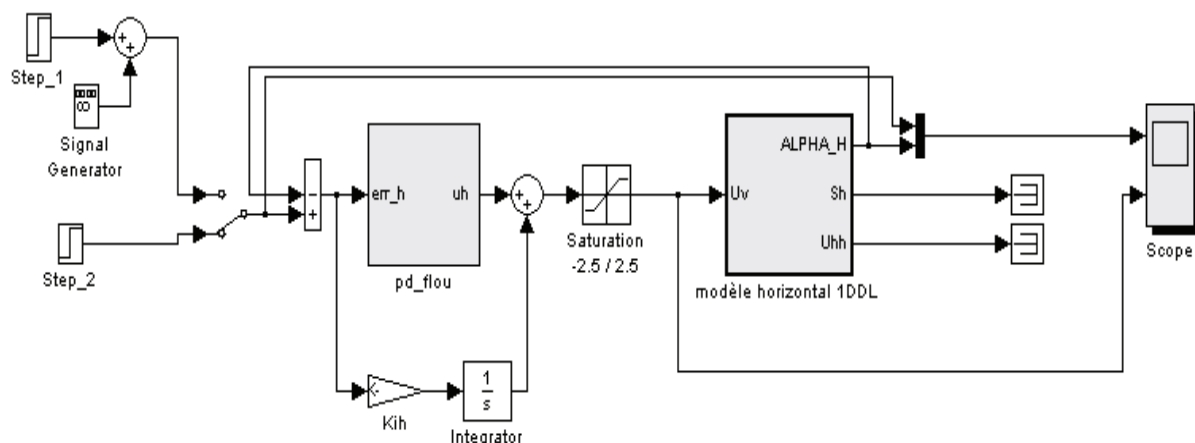


Figure III.18 : Schéma bloc en Simulink de boucle de commande floue pour le système TRMS en mode horizontal découplé.

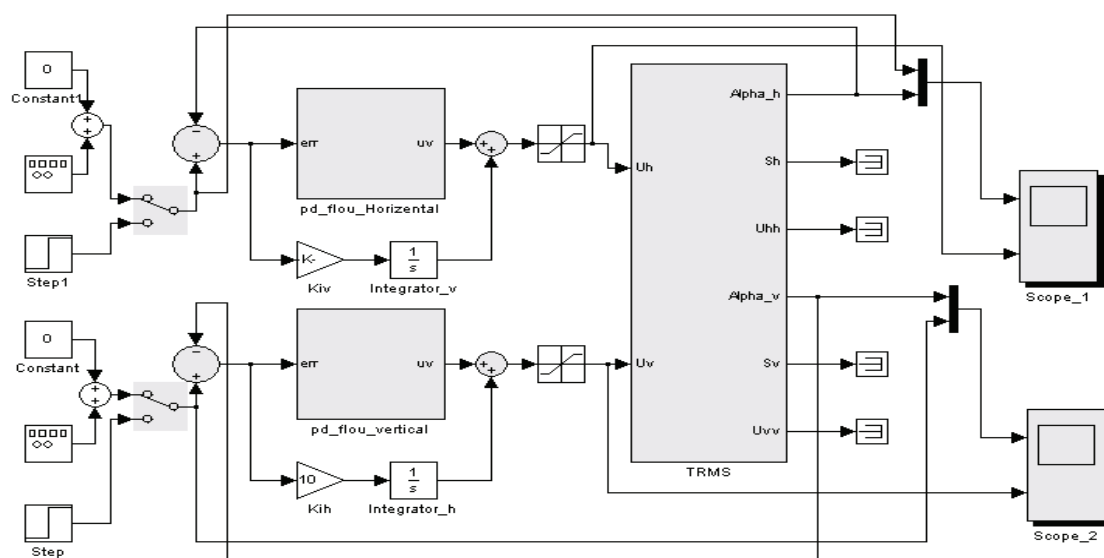


Figure III.19 : Schéma bloc en Simulink de boucle de commande floue pour le système TRMS en mode couplé.

III.3.2.3. Simulation

Sur les figures ci-dessous sont présentés des résultats de simulation pour les deux modes de fonctionnement couplés et découplés. Les tests effectués concernent aussi bien la stabilisation que la poursuite de trajectoire.

III.3.2.3.1. Test de stabilisation en mode vertical découplé

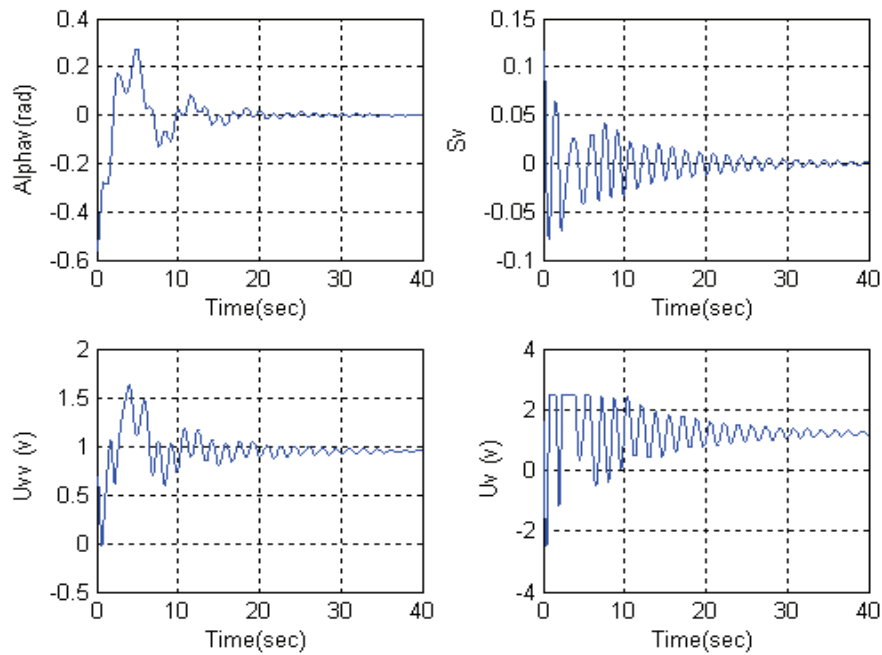


Figure III.20 : Stabilisation en mode vertical découplé

III.3.2.3.2. Test de stabilisation en mode horizontal découplé

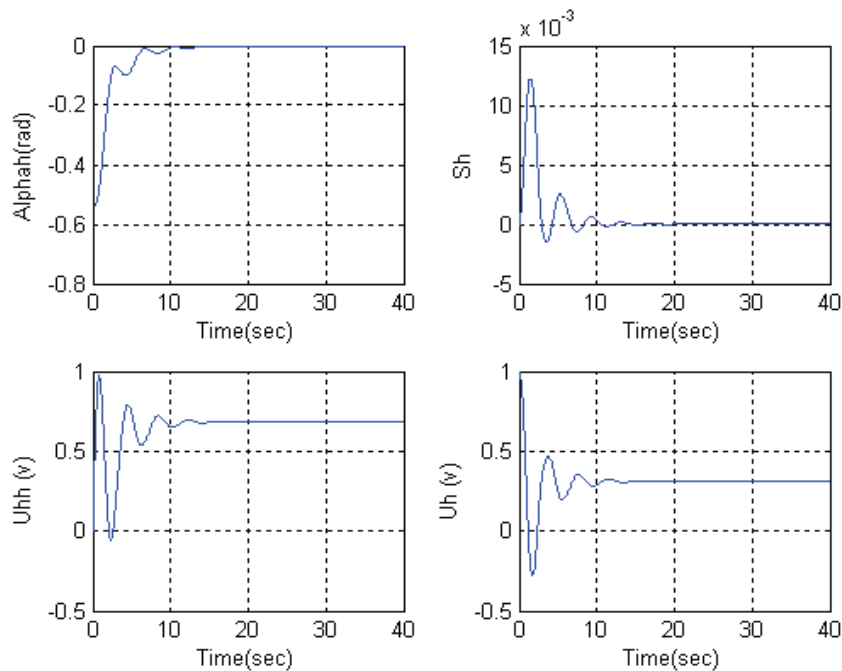


Figure III.21 : Stabilisation en mode horizontal découplé

III.3.2.3.3. Test de stabilisation en mode couplé (2 DDL)

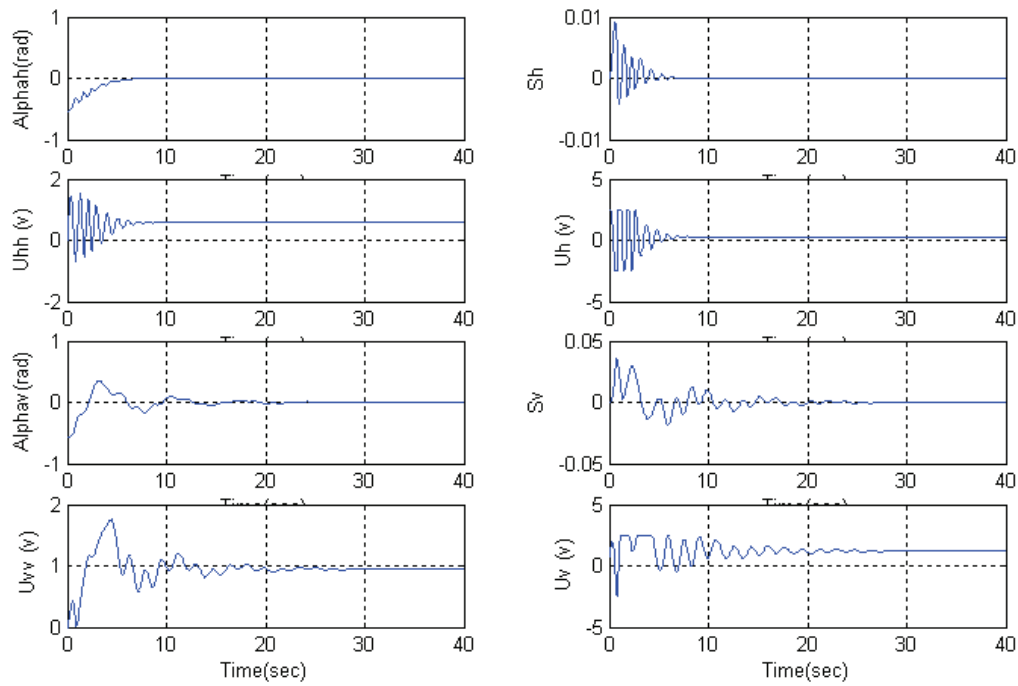


Figure III.22 : Stabilisation en mode couplé

III.3.2.3.4. Test de poursuite d'une trajectoire en mode vertical découplé

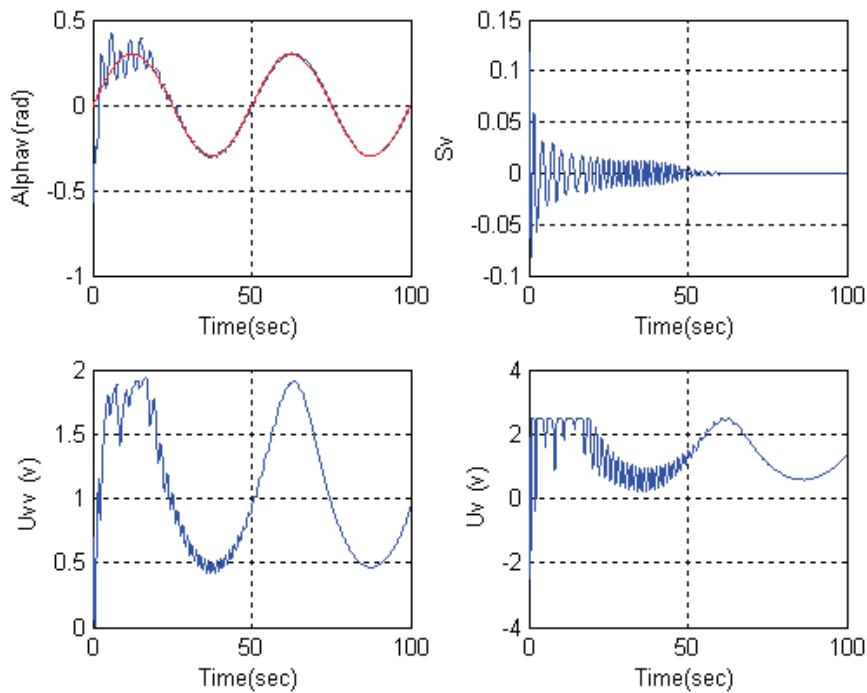


Figure III.23 : Poursuite d'une trajectoire sinusoïdale en mode vertical découplé

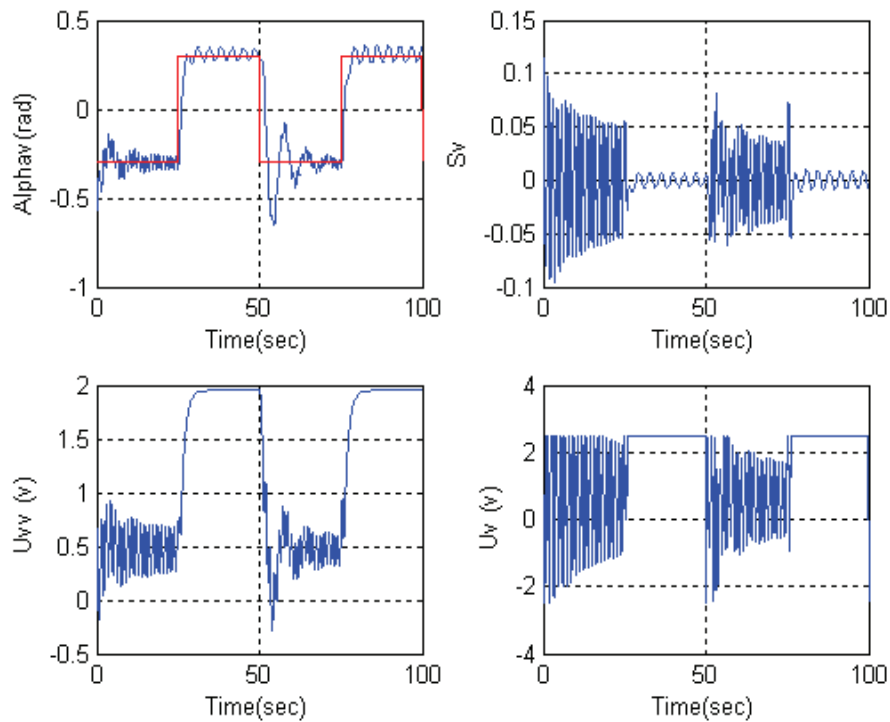


Figure III.24 : Poursuite d'une trajectoire carrée en mode vertical découplé

III.3.2.3.5. Test de poursuite d'une trajectoire en mode horizontal découplé

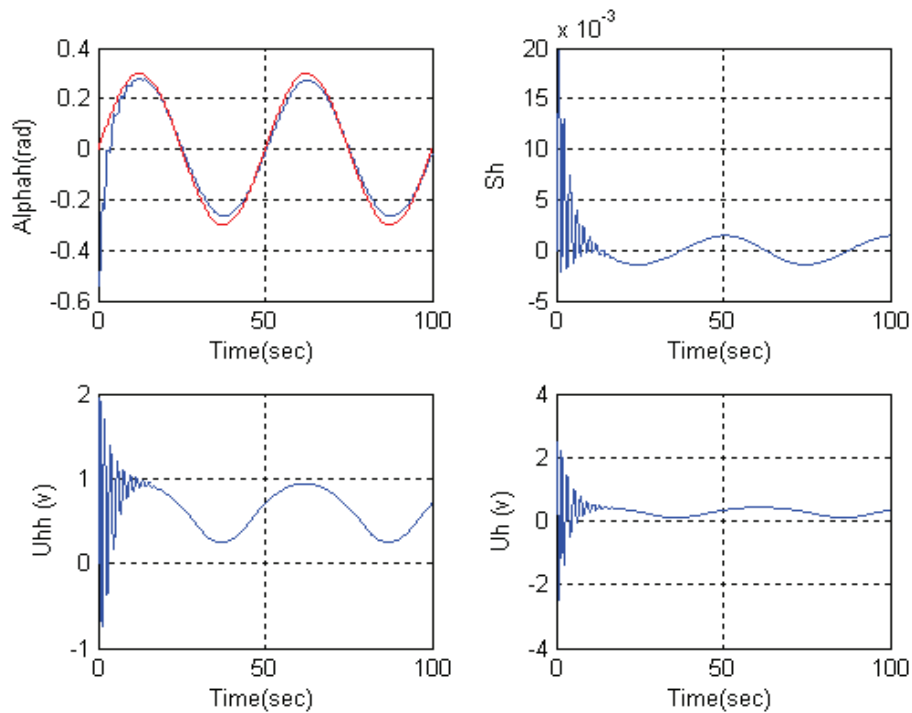


Figure III.25 : Poursuite d'une trajectoire sinusoïdale en mode horizontal découplé

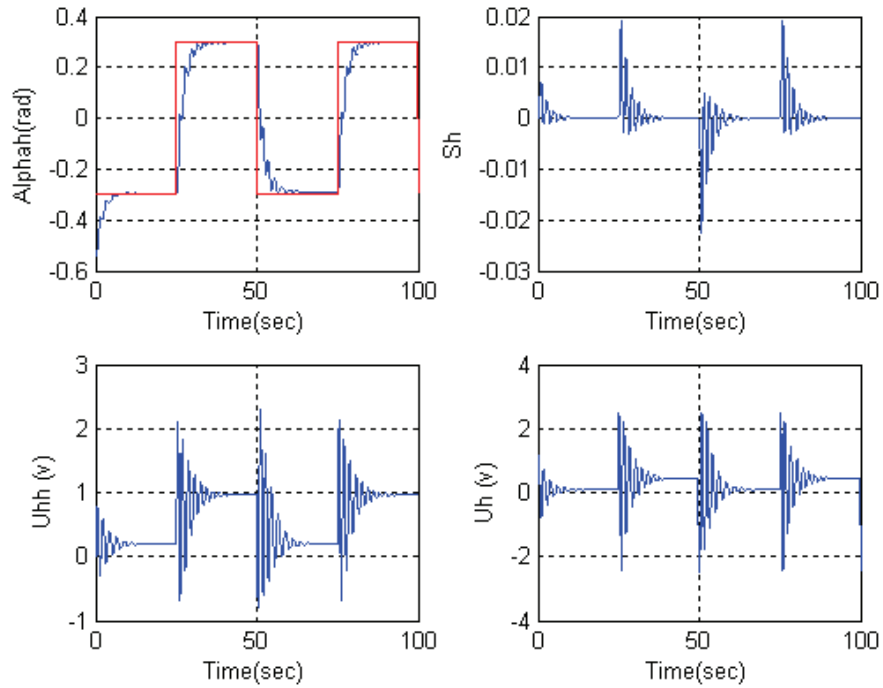


Figure III.26 : Poursuite d'une trajectoire carrée en mode horizontal découplé

III.3.2.3.6. Test de poursuite d'une trajectoire en mode couplé (2 DDL)

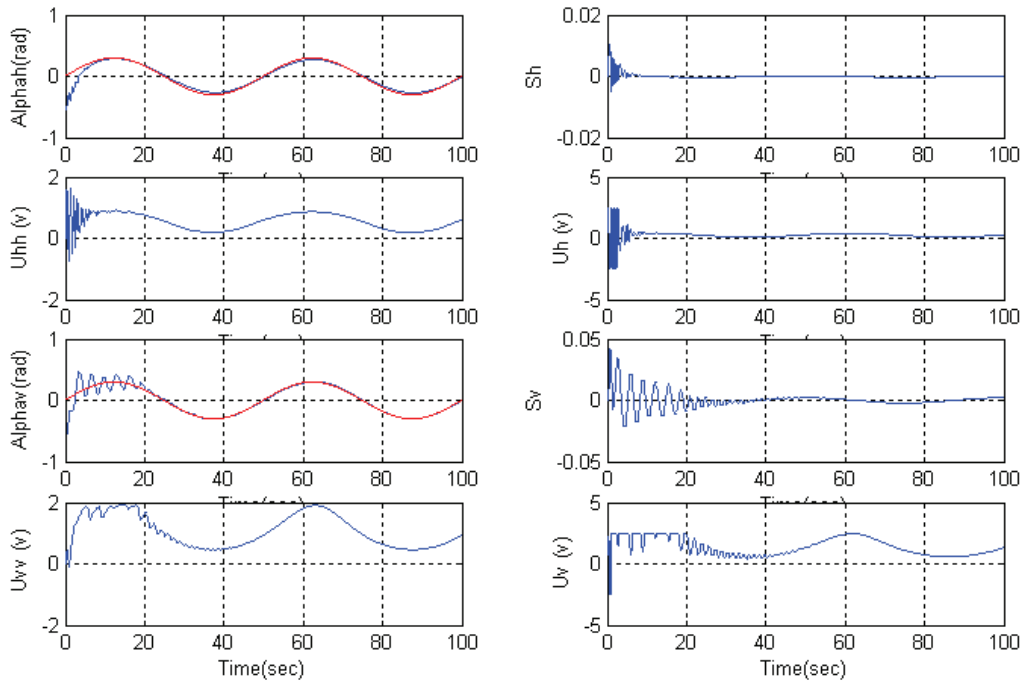


Figure III.27 : Poursuite d'une trajectoire sinusoïdale en mode couplé

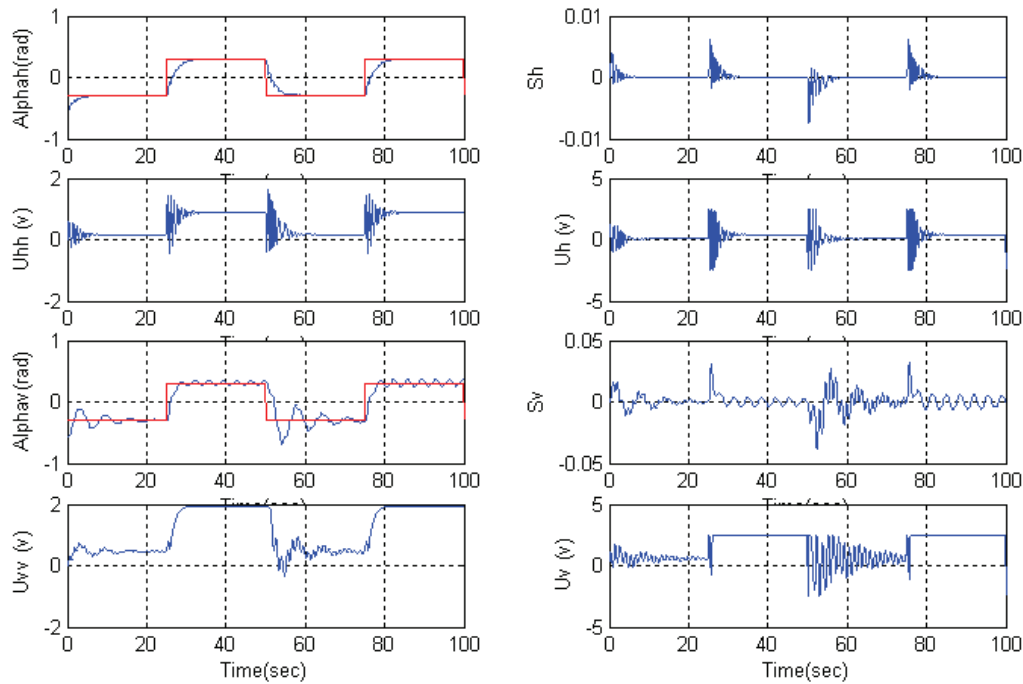


Figure III.28 : Poursuite d'une trajectoire carrée en mode couplé

III.3.3. Interprétation des résultats

Les tests de simulation sont effectués dans les deux cas (système découplé, système couplé). A travers les résultats obtenus nous avons pu constater que les performances pour l'angle α_h sont meilleurs que celles de l'angle vertical α_v en terme de temps de réponse et oscillations. Cela est dû au comportement dynamique plus complexe du sous-système vertical à cause de la présence des forces de gravitation. Cela est apparent en particulier au niveau du démarrage où les commandes sont plus sollicitées en mode vertical par rapport au mode horizontal, mais leurs valeurs restent toujours dans les limites tolérées par les actionneurs. Il est à noter aussi que les erreurs en régime permanent pour la stabilisation sont annulées.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre le modèle du simulateur de vol d'hélicoptère a été élaboré, A travers l'analyse de ce modèle, nous avons pu constater que ce modèle est un modèle multi variable, non linéaire et couplé. La complexité de ce modèle rend le système difficilement stabilisable en utilisant les techniques de commande classique [Hachid & Farah, 05].

L'utilisation de la commande par logique floue a été utilisée pour remédier à cet inconvénient. Nous avons commencé par l'application au modèle découplé, ensuite au modèle multi variable couplé. Dans ce dernier cas une structure décentralisée a été utilisée afin de

simplifier la synthèse du contrôleur flou. Chaque unité de commande contrôle un sous-système. Les résultats obtenus montre l'efficacité on terme de poursuite de trajectoires de cette technique ainsi que sa robustesse vis-à-vis des couplages entre les variables.

C H A P I T R E

IV

IV IMPLEMENTATION PRATIQUE DE LA COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE D'UN SIMULATEUR DE VOL D'HELICOPTERE

IV.1. Introduction

Dans Ce chapitre, nous présentons la plate forme réelle du système TRMS, nous expliquons le rôle principal de chaque élément dans ce système. Ensuite, nous présentons tous les résultats pratiques obtenus lors de l'application de la commande floue synthétisée au chapitre précédent.

Cette commande a été testée en temps réel sur le simulateur dans ses différents modes de fonctionnement, aussi bien pour le problème de stabilisations que pour le problème de poursuite des trajectoires.

IV.2. Présentation du simulateur

Ce système est disponible actuellement au Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP). Tous les tests pratiques présentés dans ce mémoire ont été réalisés au niveau de ce laboratoire.

Le **TRMS** (Twin Rotor MIMO System) est un système physique aérodynamique fortement non-linéaire conçu pour le développement et l'implémentation de nouvelles lois de commandes. Il se compose des éléments suivants (*figure IV.1*):

- 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, la synchronisation et le filtrage des signaux entrants et sortants,
- Un boîtier de marche/arrêt des moteurs.



Figure IV.1 : *Simulateur d'hélicoptère (plate forme réelle LCP-ENP)*

Le modèle du TRMS est multi variable à deux entrées et deux sorties. 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.

IV.2.1. Propulseurs

Le TRMS possède deux propulseurs, un principal qui agit dans le plan vertical, et l'autre secondaire qui agit dans le plan horizontal. Chaque propulseur est composé d'une hélice. Ces derniers sont entraînés par des moteurs à courant continu (marque MAXON), couplés avec des tachymètres. La tension de commande varie entre $\pm 2.5V$, le signe de la tension indique le sens de rotation (*figure IV.2*).

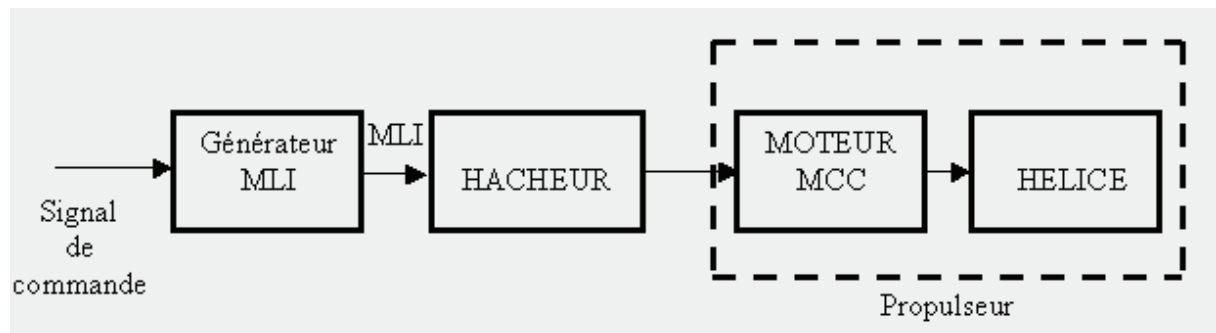


Figure IV.2 : Schéma synoptique du fonctionnement du propulseur [F, Instruments Ltd, I, 97]

IV.2.2. Commande des moteurs

Le principe des moteurs électriques à courant continu utilisés est que leurs vitesses de rotation sont proportionnelles 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 IV.2*).

IV.2.3. 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 IV.3*.

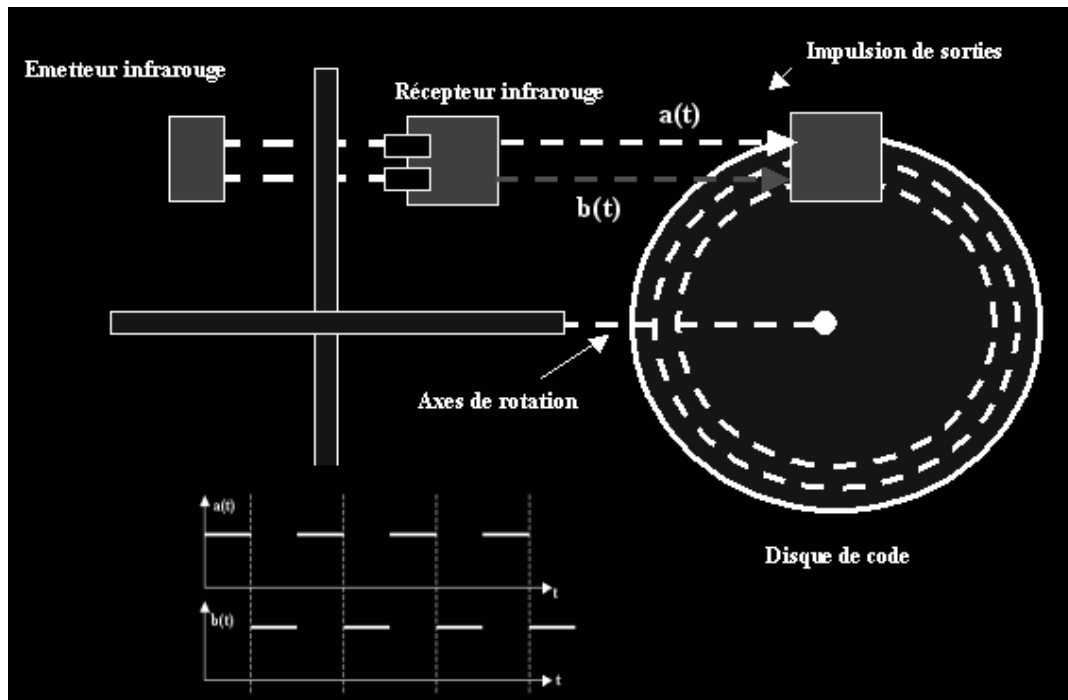


Figure IV.3 : Encodeurs optiques, [F, Instruments Ltd, I, 97]

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) soient des ondes rectangulaires avec une différence de phase. Le signe de la différence de phase permet de déterminer la direction de la rotation.

IV.2.4. La base du TRMS

À l'arrière de la base on trouve les différents connecteurs *figure IV.4*:

- **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 PL2 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 PL1, avec une nappe 20 pistes. Les signaux sont ceux des tachymètres

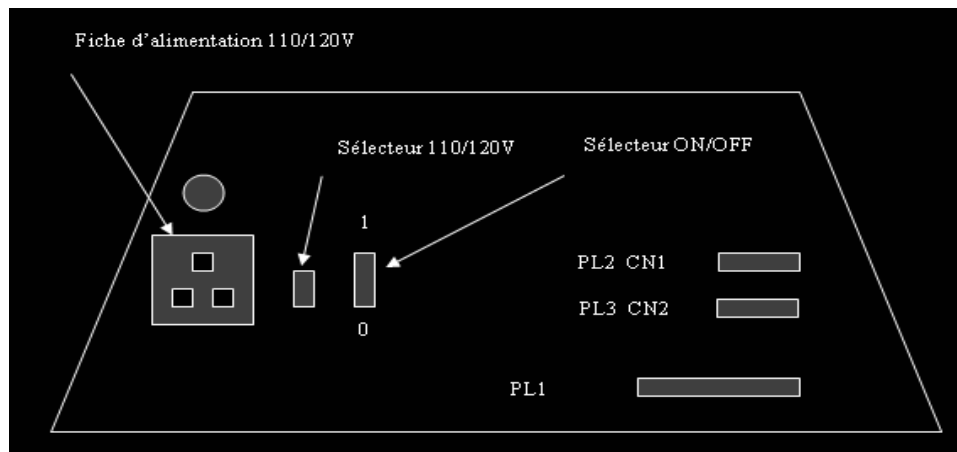


Figure IV.4 : la base du TRMS, [F, Instruments Ltd, I, 97]

IV.2.5. Boîtier marche/arrêt

C'est un petit boîtier avec deux boutons poussoirs, 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 (*figure IV.1*).

IV.2.6. Le (SCSI BOX)

La (SCSI BOX) (*figure IV.5*), 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. Cette boîte dispose de quatre connecteurs :

- Un connecteur 68 pins pour connecter le câble global 68 pins 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).

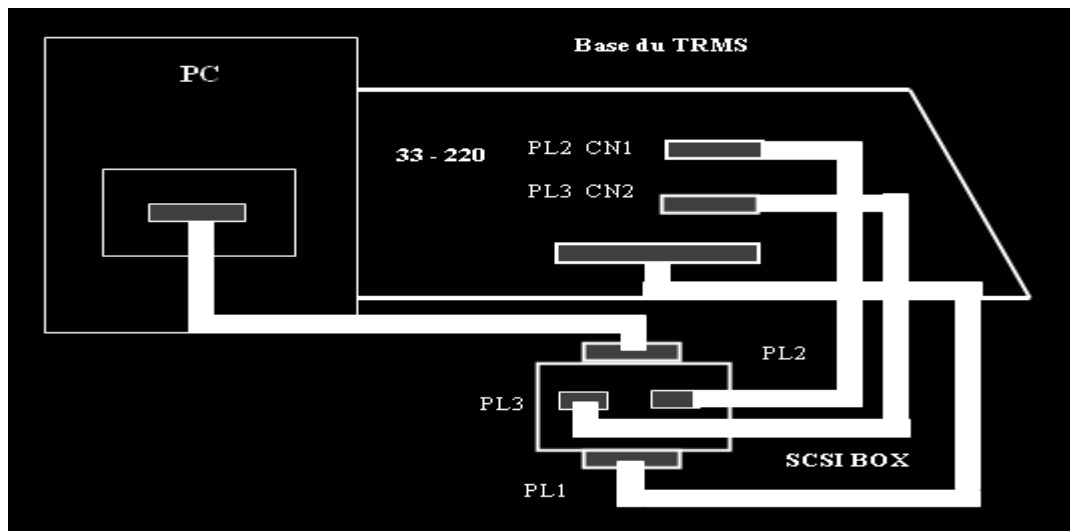


Figure IV.5 : Branchement des différents connecteurs, [F, Instruments Ltd, I, 97]

IV.2.7. Carte d'acquisition ADVANTECH PCI 1711

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

- 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,
- Gammes des entrées analogiques est programmable et contrôlable par software,
- Chaque canal à sa gamme individuelle stockée dans la RAM de la carte,
- Deux sorties analogiques (convertisseur D/A),
- 16 canaux d'entées digitales,
- 16 canaux de sorties digitales,
- Un compteur/timer programmable,
- Scanne automatique des gains/canaux,

Son principal rôle dans notre application, 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, nous avons utilisé :

- 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.

IV.2.8. Environnement de Développement [F, Instruments Ltd, IV, 97], [F, Instruments Ltd, I, 97]

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-In-the-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.

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, tout 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 plate-forme, 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 standard ou des blocks spécialisés écrits par l'utilisateur comme des S-functions.
- **REAL TIME WORKSHOP (RTW)** : 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 réside 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 librairies, ou drivers de la carte d'acquisition, pour les intégrer dans notre programme.

Voici ci-dessus un schéma (*figure IV.6*) qui illustre la relation qui existe entre les différents modules :

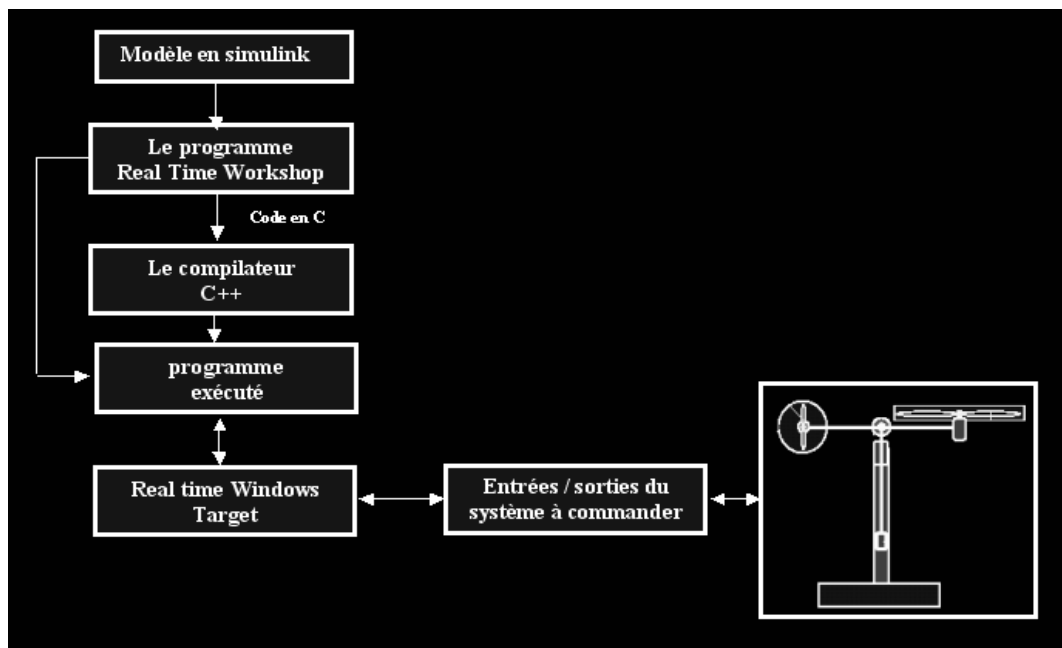


Figure IV.6 : Processus de génération du code exécutable, [F, Instruments Ltd, I, 97]

Pour passer d'un régulateur simulé 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 :

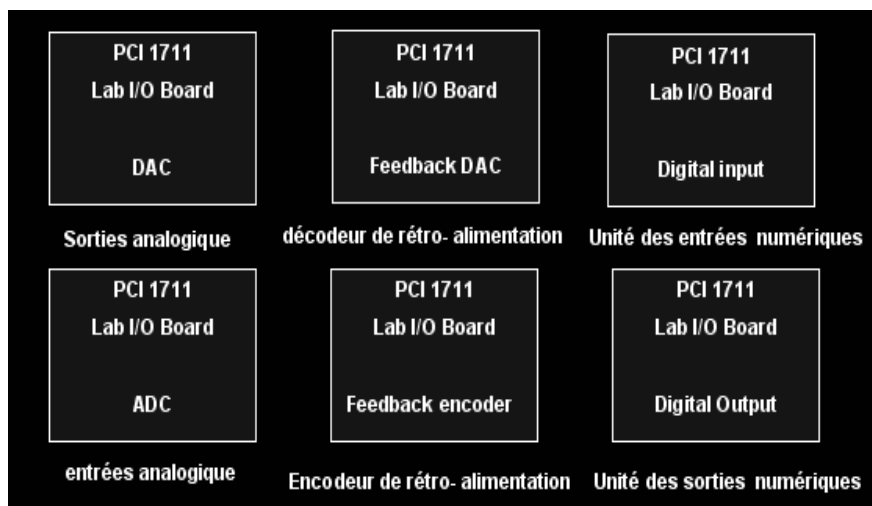


Figure IV.7: Librairie de la carte d'acquisition, [F, Instruments Ltd, I, 97]

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

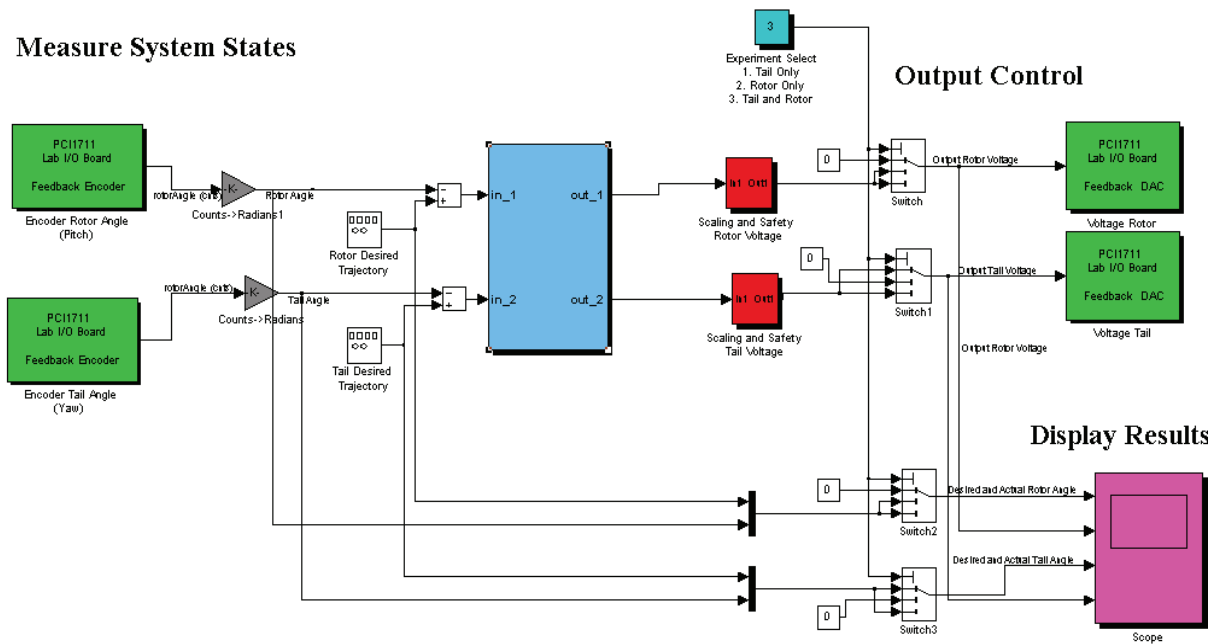


Figure IV.8 : Exemple d'implémentation d'un contrôleur, [F, Instruments Ltd, IV, 97]

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

En rouge : blocs de protection des moteurs, car la tension max est de $\pm 2.5\text{ V}$,

En gris : blocs de conversion, car les encodeurs incrémentaux donnent le nombre d'impulsions qu'il faut convertir en radian,

En bleu : 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,

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.

IV.2.9. Considérations pratiques lors de l'implémentation d'une loi de Commande [Hachid & Farah, 05]

Plusieurs points doivent être considérés lors de l'implémentation d'une loi de commande sur un système réel, et plus particulièrement sur le simulateur. Voici quelques une des considérations :

Puisque les commandes synthétisées sont continues, le choix de la fréquence d'échantillonnage a une grande influence sur les performances du régulateur. Une valeur élevée est nécessaire pour simuler le fonctionnement continu du régulateur.

Cependant, il faut trouver un compromis entre temps de calcul et période d'échantillonnage *figureIV.9*.

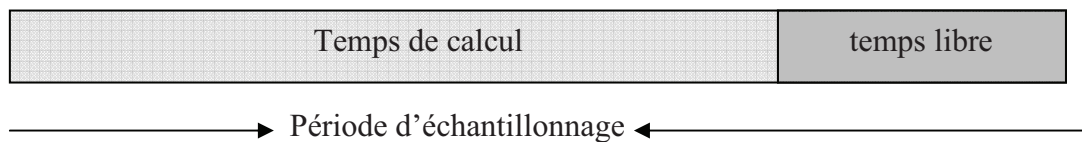


Figure IV.9 : Temps de calcul vis-à-vis période d'échantillonnage.

En somme, on doit avoir $T_{calcul} < T_{echantillonnage}$
 $T_{echantillonnage}$ petite $\Rightarrow$ travailler en pseudo continu

Afin de réduire l'effet des bruits de mesures, nous avons placé en aval de chaque sortie de capteur utilisé par le régulateur un filtre passe-bas, ce type de filtre est implémenté comme étant un système de premier ordre, il atténue les signaux avec des fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Cependant, cette fréquence de coupure ne doit pas être si petite au risque d'atténuer aussi le signal de mesure.

Lors des expériences, il faut veiller à initialiser les capteurs sur la position illustrée dans la *figureIV.10* car elle représente l'origine, et cela avant l'exécution du programme de commande.

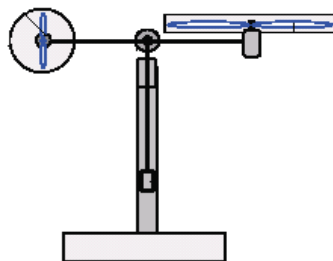


Figure IV.10 : position (0.0)

IV.3. Implémentation pratique de la commande floue

Dans Cette section, nous présentons les résultats obtenus de l'application en temps réel de la commande flou présentée précédemment, au simulateur d'hélicoptère. Nous avons testé cette commande pour des problèmes de stabilisation et de poursuite de trajectoires.

L'objectif de la 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. Par contre, dans le TRMS cet angle est fixé, et les forces aérodynamiques sont commandées en changeant la vitesse des propulseurs.

Généralement, le TRMS peut fonctionner en trois modes différentes :

- Le mode de fonctionnement horizontal découplé **1-DDL**; ici le simulateur utilise seulement le propulseur secondaire. Le but du régulateur flou dans ce mode est l'asservissement de l'angle d'azimut α_h ,
- Le mode de fonctionnement vertical découplé **1-DDL** ; ici le simulateur utilise seulement le propulseur principal. Le but du régulateur flou dans ce mode est l'asservissement de l'angle d'élévation α_v ,
- Le mode de fonctionnement couplé **2-DDL** ; ici le simulateur utilise les deux propulseurs en même temps. Le but du régulateur flou dans ce mode est l'asservissement des deux angles, d'azimut α_h et d'élévation α_v ,

La figure ci-dessous illustre la structure de la boucle de régulation en Simulink, lors de l'implémentation en pratique :

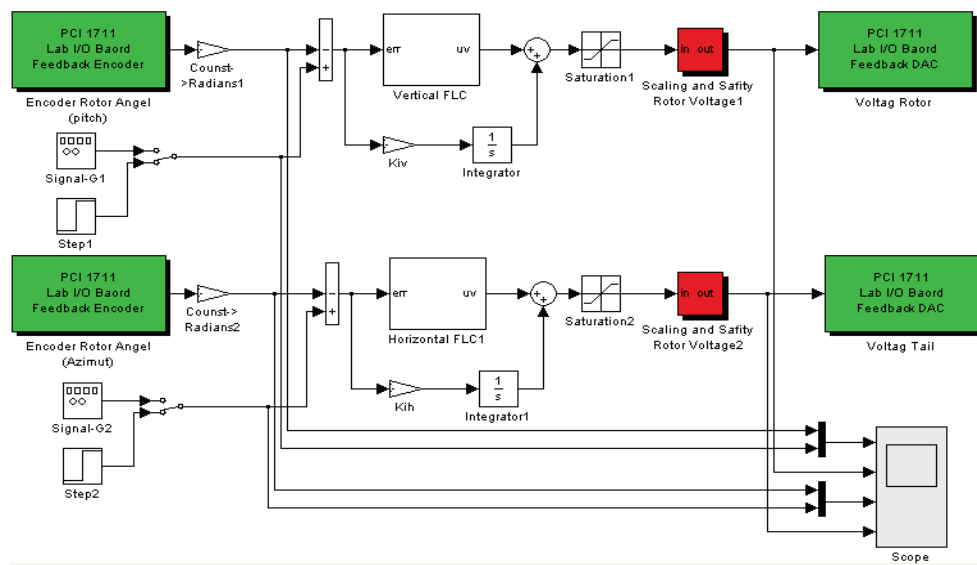


Figure IV.11 : Schéma bloc en Simulink du régulateur décentralisé flou implémenté en temps réel.

IV.3.1. Commande du système en mode horizontal découplé, 1-DDL

Dans ce cas on distingue deux tests. Le premier traite le problème de stabilisation et le deuxième traite le problème de poursuite d'une trajectoire. Le schéma fonctionnel du circuit de commande dans ce mode, est illustré sur la *figure IV.12*.

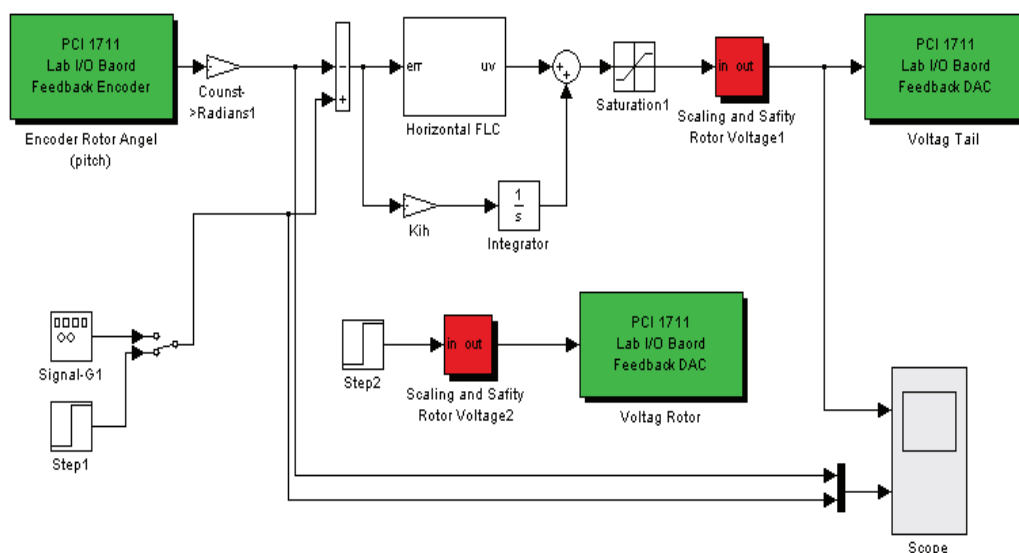


Figure IV.12 : Schéma bloc en Simulink du régulateur flou implémenté en temps réel

IV.3.1.1. Test de stabilisation

On cherche à stabiliser la tige du simulateur, dans la position angulaire $\alpha_h = 0\text{rad}$ c'est-à-dire stabiliser le rotor secondaire dans le plan horizontal. Les résultats pratiques de cet essai, sont représentés sur la figure suivante :

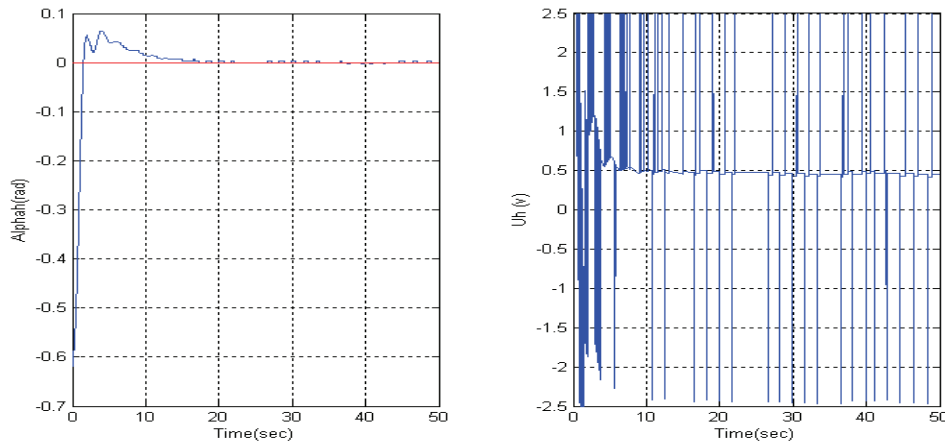


Figure IV.13 : Stabilisation en mode horizontal découplé

IV.3.1.2. Test de poursuite d'une trajectoire

Le but de la commande est d'amener la réponse du système (l'angle d'azimut) à suivre une trajectoire sinusoïdale puis un autre carrée. Les résultats obtenus en pratique de ces deux tests, sont illustrés par les deux figures IV.14 et IV.15.

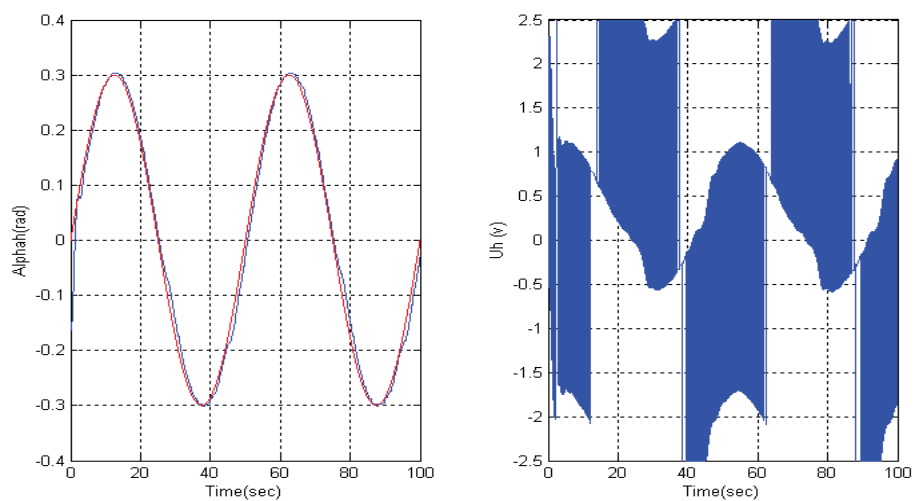


Figure IV.14 : Poursuite d'une trajectoire sinusoïdale en mode horizontal découplé

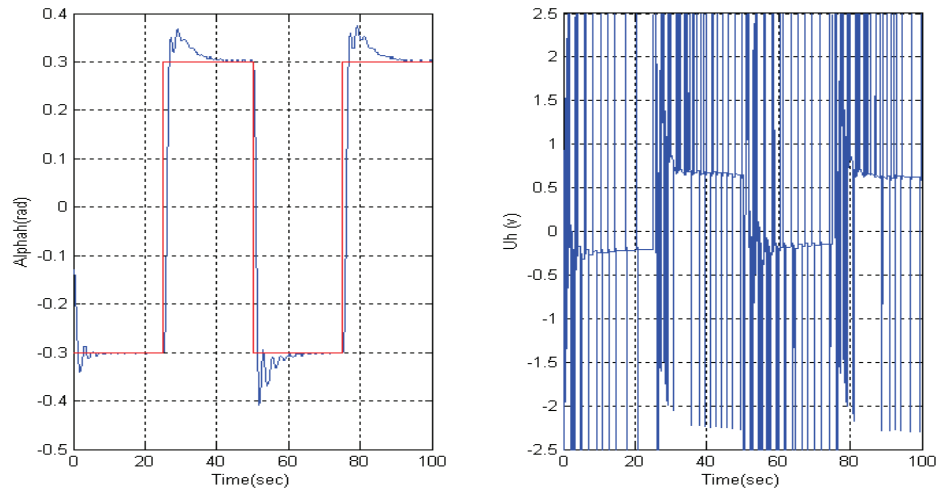


Figure IV.15 : Poursuite d'une trajectoire carrée en mode horizontal découplé

IV.3.2. Commande du système en mode vertical découplé, 1-DDL

IV.3.2.1. Test de stabilisation

Nous avons répété les mêmes étapes expliquées précédemment, mais en changeant les gains de normalisation par rapport au système horizontal *figure IV.12*.

Tous les résultats obtenus pour ce mode, sont illustrés sur les figures ci-dessous.

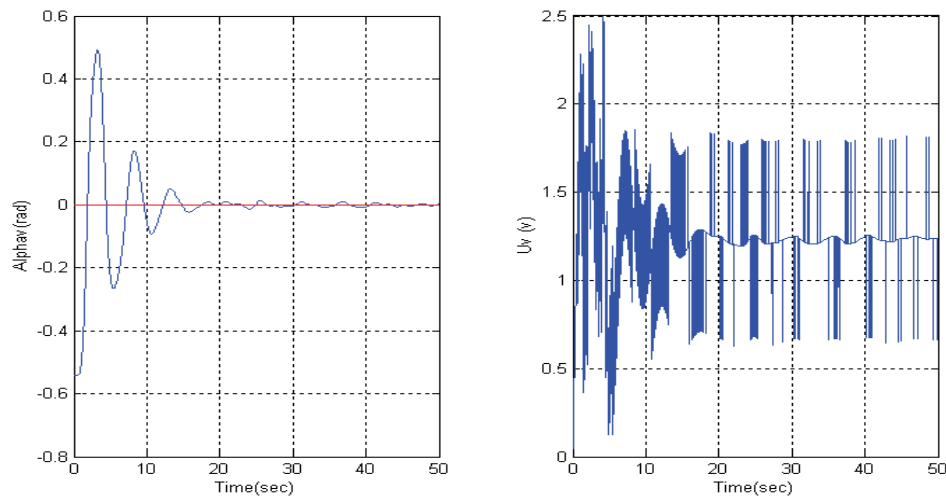


Figure IV.16 : Stabilisation en mode vertical découplé

IV.3.2.2. Test de poursuite d'une trajectoire

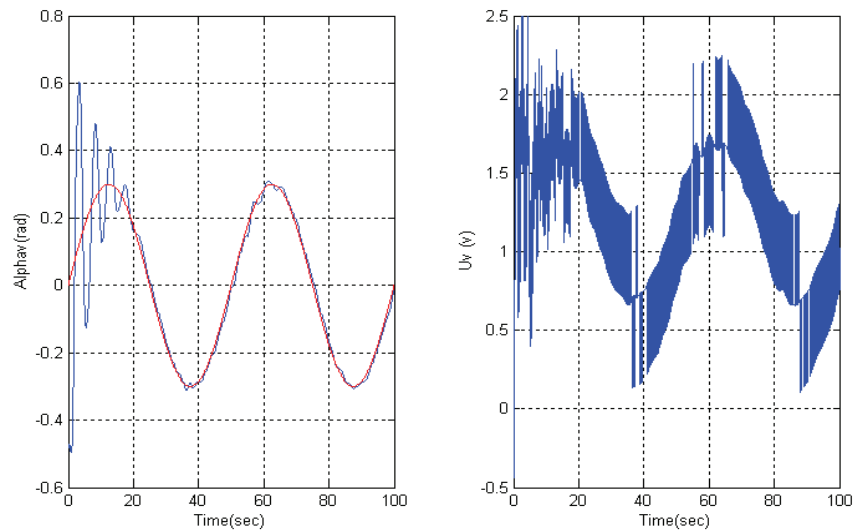


Figure IV.17 : Poursuite d'une trajectoire sinusoïdale en mode vertical découplé

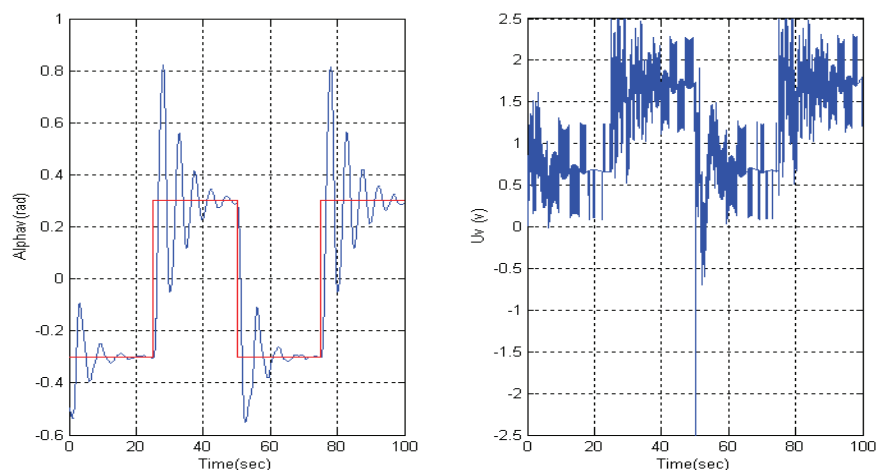


Figure IV.18 : Poursuite d'une trajectoire carrée en mode vertical découplé

IV.3.3. Commande du système en mode couplé, 2-DDL

Cette fois-ci la commande du système a été faite en mode couplé c'est à dire le fonctionnement du simulateur avec deux degrés de libertés (2 DDL). Le schéma de commande en temps réel dans ce mode est celui de la *figure IV.11*.

Afin de comparer, les performances obtenues par notre commande, nous avons réalisé des commandes en utilisant le régulateur PID proposé dans [F, Instruments Ltd, IV, 97].

Tous les résultats expérimentaux obtenus, sont représentés sur les figures ci-dessous.

IV.3.3.1. Test de stabilisation

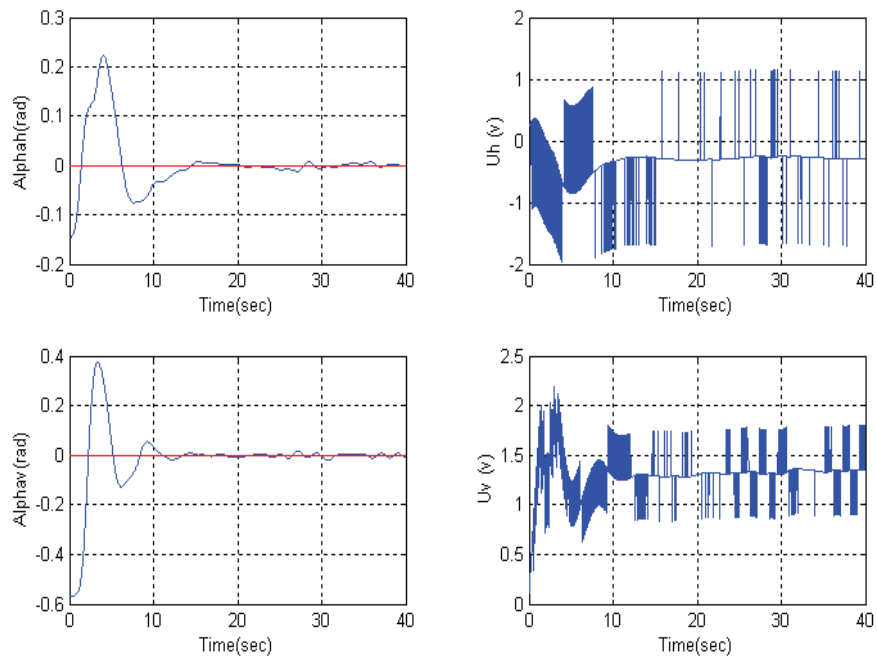
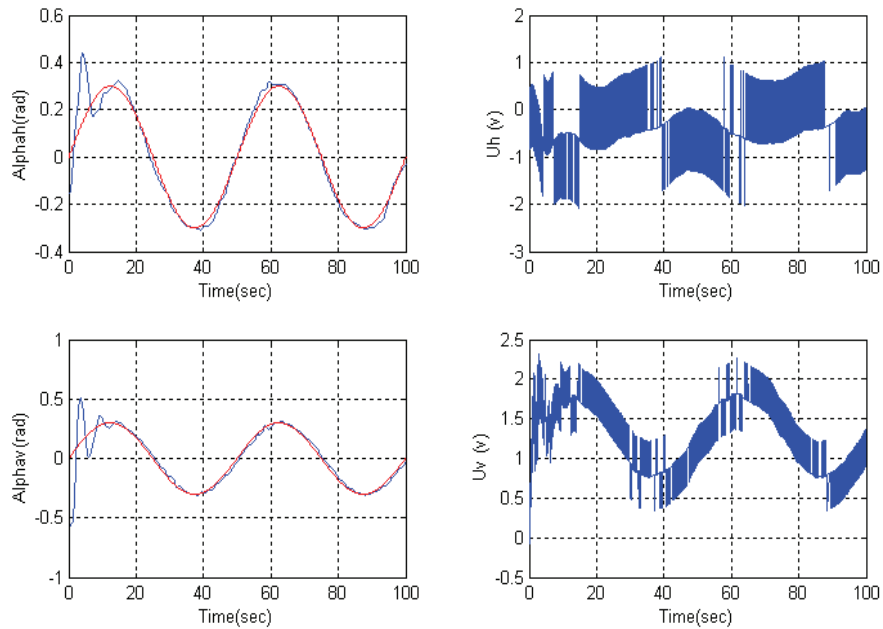


Figure IV.19 : Stabilisation en mode couplé

IV.3.3.2. Test de poursuite d'une trajectoire

Figure IV.20 : Poursuite d'une trajectoire sinusoïdale ($f=50$ Hz) en mode couplé

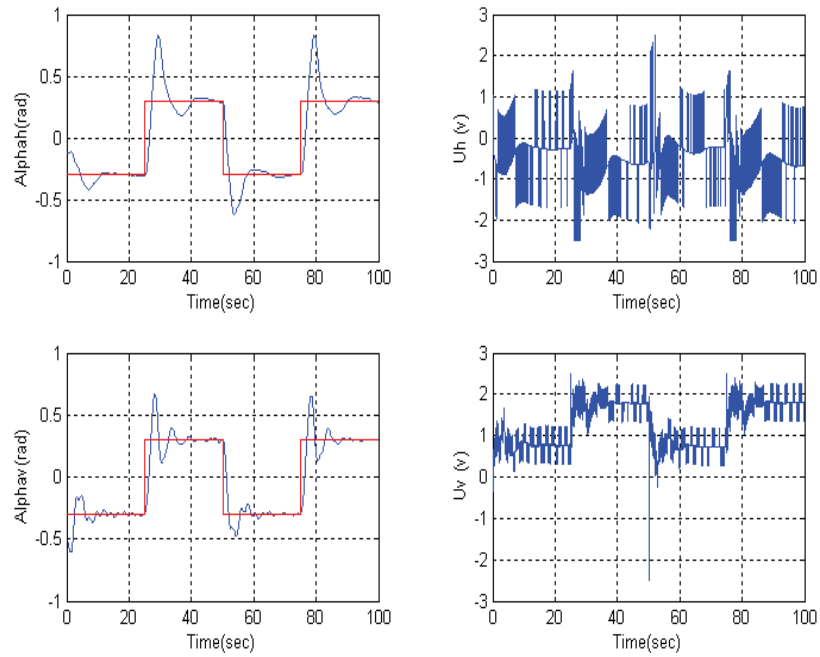


Figure IV.21 : Poursuite d'une trajectoire carrée ($f=50$ Hz) en mode couplé

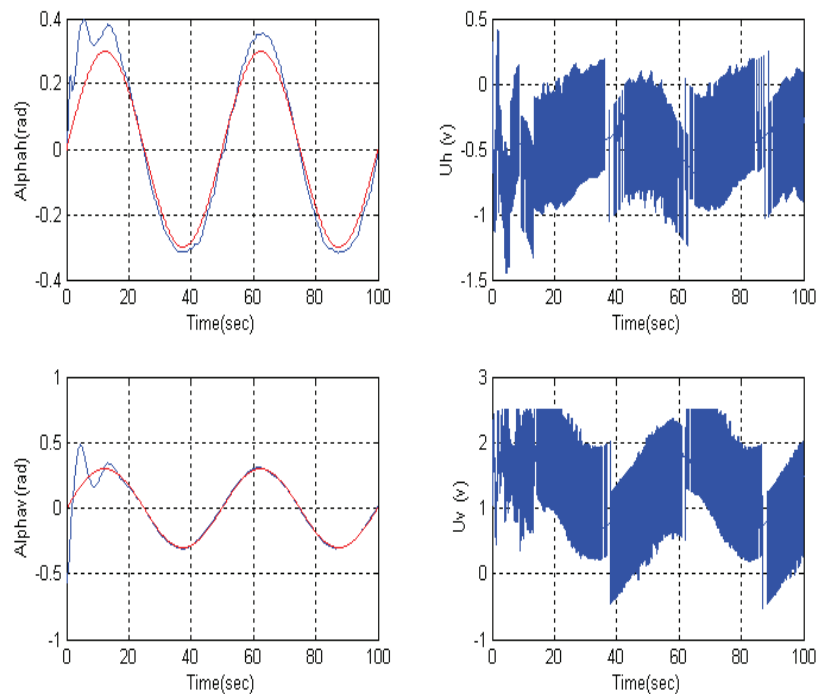


Figure IV.22 : Poursuite d'une trajectoire sinusoïdale de ($f=50$ Hz) en mode couplé en utilisant un régulateur PID [F, Instruments Ltd, IV, 97]

IV.3.3.3. Tests de robustesse

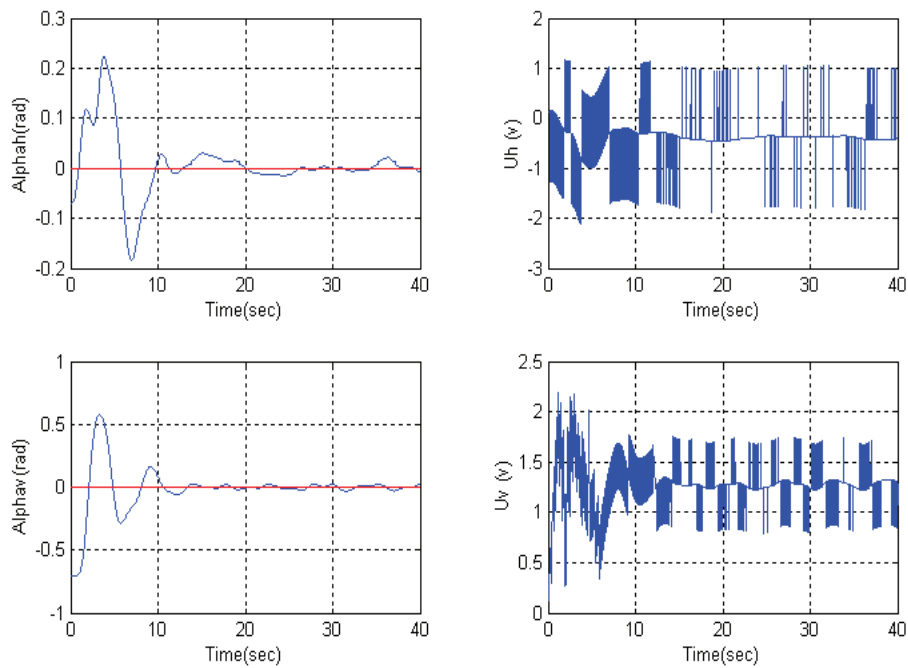


Figure IV.23 : stabilisation avec introduction d'une variation paramétrique, masse fixée au centre de la tige du contrepoids ($l/2$)

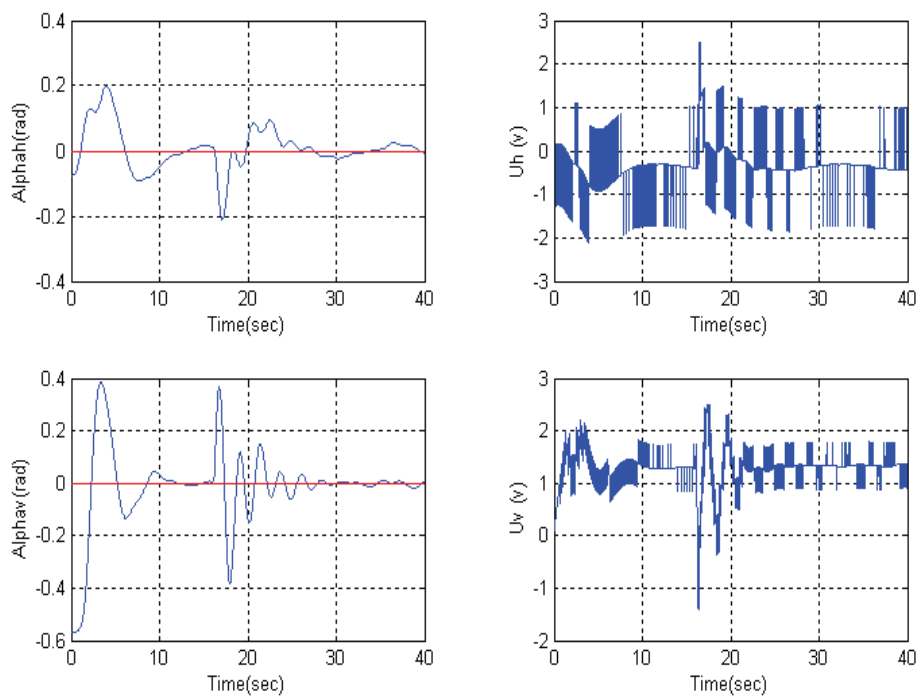


Figure IV.24 : Stabilisation avec introduction d'une perturbation (force appliquée au contre poids)

IV.3.4. Interprétation des résultats

Les résultats obtenus montrent que la stabilisation est assurée pour l'élévation comme pour l'azimut, mais avec des dépassements qui diffèrent selon le mode de fonctionnement. On observe que la qualité des réponses du système dans le mode horizontal découplé est meilleure de point de vue temps de réponse et oscillations par rapport au système en mode vertical découplé. Ceci confirme les constatations faites au chapitre précédent lorsque les deux cas ont été simulés. Les tensions de commande restent dans les limites tolérées par les actionneurs, bien qu'elle présente des pics qui seront filtrés intrinsèquement par les moteurs (filtre passe bas).

En mode couplé, on constate aussi que les performances du régulateur flou sont nettement meilleures par rapport au réglage classique PID. Par ailleurs, à travers les résultats obtenus, on remarque que le régulateur décentralisé est robuste par rapport aux interconnexions.

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une présentation détaillée de la plate forme réelle du système TRMS de point de vue software ainsi que hardware, en explicitant les caractéristiques ainsi que le rôle de chaque élément de ce système. Nous avons donné aussi quelques considérations pratiques lors de l'implantation d'une loi de commande sur un système réel. Des tests d'implantation de lois de commande par logique floue et PID ont été réalisés sur le système réel. Les résultats obtenus ont montrés la réalisabilité des commandes et ont permis leurs comparaisons en terme de performances.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la commande des systèmes physiques non linéaires MIMO et SIMO en utilisant les techniques avancées de l'automatique telles que la logique floue. Lorsqu'un modèle est partiellement inconnu ou complexe, un contrôleur flou s'avère très intéressant. Les commandes sont réalisées sans avoir recours au modèle analytique. Les algorithmes de réglage se basent sur des règles linguistiques de la forme Si....Alors.

Le premier chapitre a permis de rappeler les bases générales de la théorie de la logique floue, ainsi que de la commande par logique floue. Nous avons illustré la structure élémentaire d'un régulateur par logique floue, ainsi en analysant sa structure. Les deux types de régulateurs les plus connus sont, celui de Mamdani [Mamdani, 74], et celui de Takagi-Sugeno (TS) [Takagi & Sugeno, 85] ont été représentés.

Dans le second chapitre le modèle mathématique d'un système simple pendule inversé on été développé. Le modèle obtenu est d'une complexité importante. En effet, c'est un système non linéaire instable en boucle ouverte, et sous actionné. Cette caractéristique le qualifie d'un très bon exemple pour valider les commandes synthétisées sur plan théorique. D'ailleurs c'est un système qu'on rencontre souvent dans la littérature du domaine de l'automatique.

Une commande par logique floue a été ensuite synthétisée et évoluée. Elle a permis la stabilisation de ce système. Par ailleurs, les résultats obtenus ont montré la robustesse de cette commande par rapport aux différentes variations paramétriques.

Un autre système présentant un caractère plus complexe que le premier a été ensuite utilisé. Il s'agit du double pendule inversé. C'est un système fortement non linéaire, multi variable et interconnecté. Il est souvent utilisé par les chercheurs pour valider les commandes dédiées aux systèmes interconnectés, en particulier la commande décentralisée. Cette dernière a été appliquée dans notre cas en utilisant une commande floue décentralisée. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la technique utilisée.

Dans la même logique d'investigation, nous avons utilisé un autre système électromécanique aussi complexe que les premiers. C'est le simulateur de vol d'hélicoptère. Le modèle élaboré a permis de mettre évidence la complexité du comportement dynamique de système. Les différentes structures de commande par logique floue appliquées à ce système ont montré leurs efficacités, et leurs performances.

Les essais pratiques présentés dans le dernier chapitre, nous ont permis de familiariser avec le système réel et de valider les commandes déjà utilisées en simulation. Les performances de la commande par logique floue ont été clairement démontrées pratiquement. Il est à remarquer que lors de l'implantation pratique des commandes, nous avons été contraint de réajuster les gains de normalisation des contrôleurs flous. Cela est dû aux considérations pratiques liées aux incertitudes sur le modèle utilisé en simulation.

Enfin, le travail présenté dans ce mémoire peut être amélioré en utilisant la commande Neuro floue.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [Ahmad & *al.*, 00] S. M. Ahmad, A. J. Chipperfield et M. O. Tokhi," Dynamic Modelling of a Two Degree-of-Freedom Twin Rotor Multi-Input Multi-output System," *Proc. IEE United Kingdom Automatic Control Conference (UKACC2000)*, Cambridge, UK, 2000.
- [Alouani & Boukhetala, 05] F. Alouani, D. Boukhetala," Modélisation et commande par logique floue d'un simulateur de vol d'hélicoptère," *AJOT Journal, International Polytechnic Publications*, Soumis.
- [Anderson, 89] C.W. Anderson," Learning to control an inverted pendulum using neural networks," *IEEE Control Systems Magazine*, vol 9, pp 31-37, 1989
- [Aström & Furuta, 96] K. J. Aström et K. Furuta," Swinging up a pendulum by energy control," *Dans IFAC*, 13th world Congress, San Francisco, 1996.
- [Badar et *al.*, 03] U.Badar, A. Nisar, L. Daud, K. Shahid, L. Ghulam, " Controller Design Using Fuzzy Logic For A twin Rotor MIMO system," *Proceedings IEEE INMIC*, pp.264-268 2003.
- [Bai et *al.*, 05] Y.Bai, H. Zhuang, et Z.S.Roth," Fuzzy Logic Control to Suppress Noises and Coupling Effects in a Laser Tracking System," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 13, n°1, PP 113-121, January 2005.
- [Barrat et *al.*, 93] J.P. Barrat, M. Barrat et Y. Lecluse," Exemple d'application de la logique floue : Commande de la température d'un four pilote," *Technique de l'ingénieur*, traité Mesures et Contrôle R7428, juillet 1993.
- [Baturone et *al.*, 04] I. Baturone, J. Francisco. M.Velo, S. S. Solano, et A. Ollero," Automatic Design of Fuzzy Controllers for Car-Like Autonomous Robots," *IEEE Transactions on fuzzy systems*, vol. 12, n°4, August pp 447-465, 2004.
- [Bellon et *al.*, 89] C. Bellon, P.Bosc, H. Prade," Le "boum" du flou au Japon," *Rapport de mission*, 1989.
- [Botzheim et *al.*, 04] J. Botzheim, C. Cabrita, L. T. Keôzy, A. E. Ruano," Estimating membership Functions Parameters by the Levenberg-Marquardt Algorithm," *Proceedings. 2004 IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, pp 1666-1672, 25-29 July 2004, Budapest, Hungary.
- [Boujahia, 00] A. Boujahia," Commande floue et neuro-floue appliquées à un robot manipulateur," *Thèse de Magister en Automatique*, EMP Alger, juillet 2000.

- [Broekhoven et al., 04] E. V. Broekhoven, B. D. Baets, "A Comparison of Three Methods for Computing the Centre of Gravity Defuzzification," *Proceedings. 2004 IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, pp 1537-1542, 25-29 July 2004, Budapest, Hungary.
- [Bühler, 94] H. Bühler, "Réglage par logique floue," *Presses polytechniques et universitaires romandes*, Lausanne, 1994.
- [Calise, 96] A. J. Calise, "Neural Networks in Nonlinear Aircraft Flight Control," *IEEE AES Systems Magazine*, PP 3-10, July 1996.
- [Chen et al., 02] C. C. Wong et J. Y. Chen, "Self-generating rule-mapping fuzzy controller desing using a genetic algorithm," *IEE, Proceedings, Control Theory*, vol 149, n°2, PP 143-147, March 2002.
- [Chipperfield et al., 00] S. M. Ahmad, A. J. Chipperfield et M. O. Tokhi, "Dynamic Modelling of a Two Degree-of-Freedom Twin Rotor Multi-Input Multi-output System," *Proc. IEE United Kingdom Automatic Control Conference (UKACC2000)*, Cambridge, UK, 2000.
- [Da, 00] F. Da, "Decentralized Sliding Mode Adaptive Controller Design Based on Fuzzy Neural Networks for Interconnected Uncertain Non-linear Systems," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 11, n°6, PP 1471-1479, January 2000.
- [Driankov et al., 93] D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfrank, "An introduction to fuzzy control," *Springer-Verlag*, Berlin Heidelberg, 1993.
- [F, Instruments Ltd, I, 97] Feedback Instruments LTD, "Twin Rotor MIMO system Getting Started Manual," 1, 33-007-1M5 Sussex, UK, 1997.
- [F, Instruments Ltd, IV, 97] Feedback Instruments LTD, "Twin Rotor MIMO system advanced Teaching Manual," 1, 33-007-4M5 Sussex, UK, 1997.
- [Feng, 02] G. Feng, "An Approach to Adaptive Control of Dynamic Systems," *IEEE Transactions on fuzzy systems*, vol. 10, no. 2, PP 268-275, April 2002.
- [Flores et al., 05] A. Flores, D. Saez, J. Araya, M. Berenguel, A. Cipriano, "Fuzzy Predictive Control of a Solar Power Plant," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 13, n°1, PP 58-68, February 2005.
- [Foulloy et al., 03] L. Foulloy, S. Galichet et A. Titli, "Commande floue1, de la stabilisation à la supervision," *Lavoisier*, 2003, hermes sciences.
- [Hachid & Farah, 05] F. Hachid et F. Farah, "Synthèse et implémentation pratique de lois de commandes non linéaires : Application à un simulateur d'hélicoptère," *Mémoire d'ingéniorat D. D. E. ENP. Alger*.

[Huang et al., 00] P.S.Juhng, Y. L. Chi ,M.C. Hung, '' Evolutionary Design of PID Controller for Twin Rotor Multi-Input Multi-Output System '' *PP 913- 917 ,IEEE, 2000.*

[Hu & Su, 03] J.J.Hu, J.P. Su, '' Stability Analysis and Controller Design of Twin Rotor MIMO system Using a Fuzzy Lyapunov Variable Structure Approach, '' 2003.

[Jacob, 95] D. Jacob, '' Calcul des correcteurs PID par la méthode des moments pour les systèmes instables en boucle ouverte : Application au contrôle d'un pendule inversé, '' *Revue d'automatique et de productiques Appliquées*, 8(4) : 595-608, 1995.

[Jamshidi et al., 93] M. Jamshidi, N. Vadiiee,T. J. Ross, '' Fuzzy Logic and Control, software and hardware Application, '' © 1993 by PTR Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey 07632.

[Jean J et al., 00] J. S. Jean et H. B. Diab, '' Defuzzification Techniques for Fuzzy Controllers, '' *IEEE Trans on Main, Cyb- part B*, Vol 30, n° 1, pp 223-229,1999.

[Jordan et al., 05] E.M. Jordan, A. Hirose, et H. C. Wood, '' Fuzzy-Logic-Based Plasma-Position Controller for STOR-M, '' *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 15, n°2, PP 328-337, March 2005.

[Kadmiry & Driankov,A, 04] B. Kadmiry et D. Driankov, "A fuzzy flight controller combining linguistic and model-based fuzzy control," *Int. J. Fuzzy Sets Syst.*, 2004.

[Kadmiry & Driankov,B, 04] B. Kadmiry et D. Driankov, "A Fuzzy Gain-Scheduler for the Attitude Control of an Unmanned Helicopter," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 12, n° 4, PP 502-515 August 2004.

[Kandel et al., 93] L. Kandel, LI. et Z. Cao, '' Fuzzy inference and its applicability to control systems, '' *Fuzzy sets and systems*, 48: PP 99-111. 1993.

[Koo, 01] T. J. Koo, '' Stable Model Reference Adaptive Fuzzy Control of a Class of Non-linear Systems, '' *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 09, n°4, PP 624-636, August 2001.

[Lam et al., 00] H. K. Lam. F. H. F. Leung, et P. K. S. Tam, '' Stable and robust Fuzzy Control for Uncertain Non-linear systems, '' *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics, Part A, Sys and Humans* ,vol 30, no 6, pp 825-840, November 2000.

[Lam et al., 04] H. K. Lam, F. H. F. Leung. Y. S. Lee, '' Design of Switching Controller for Non- linear Systems With Unknown Parameters Based on a Fuzzy Logic Approach, '' *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics, Part B*, vol 34, n° 2, pp 1068-1074, 2004.

[Lauchlan et al., 97] R. A. M. Lauchlan, P. Ngamsom, R. Challoo et S. L. Omar, '' Three link planar robotic arm trajectory planning and its adaptive fuzzy logic control, '' *Intelligent Control Systems Laboratory*. Texas A&M University, Kingsville, Texas 78363. © 1997 IEEE.

- [Lee, I, 90] C.C. Lee, " Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. Part 1," *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics*, vol 20, pp 404-418 .1990.
- [Lee, II, 90] C.C. Lee, " Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. Part 2," *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics*, Part B, vol 20, pp 419-435, 1990.
- [Lee et al., 04] Y.Lee. et W. H. S. Zak, " Uniformly Ultimately Bounded Fuzzy Adaptive Tracking Controllers for Uncertain Systems," *IEEE transactions on Fuzzy Systems*, vol 12, n°6, pp 797-811, 2004.
- [Li, 99] H. X Li, " Approximate Model Reference Adaptive Mechanism for Nominal Gain Design of Fuzzy Control system," *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics, Part B*, vol 29, pp 41-46, 1999.
- [Linden & Lambrechts, 93] G.W.V. Linden, et B. F. Lamberchts," *H ∞ Control of an experimental inverted pendulum With dry friction*," *IEEE Control systems Magazine*, Vol 13, PP 44-50, 1993.
- [Li et al., 03] Y. Li, G. Liu, et X. Zhou, " Fuel-Injection Control System Design and Experiments of a Diesel Engine," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 11, n°4, PP 563-570, July 2003.
- [Lo & Kuo, 98] J.C. Lo, Y.H. Kuo, " Decoupled fuzzy sliding-mode control," *IEEE transactions on Fuzzy Systems*, vol 6, n°3, pp 426-435, 1998.
- [Lui et al., 01] B.D. Lui, C.Y. Chen, et J.Y. Tsao," Design of Adaptive Fuzzy Logic Controller Based on Linguistic-Hedge Concepts and Genetic Algorithms," *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics, Part B*, vol 31, n°1, pp 32-53, 2001.
- [Mamdani, 74] E.H. Mamdani, " Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant," *Proceedings of IEEE*, vol 121, n°12, pp 1585-1588, 1974.
- [Mamdani & Assilian, 75] E.H. Mamdani, S. Assilian," An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," *International Journal of Man-Machine Studies*, vol 7, n°1, pp 1-13, 1975.
- [Mat Darus et al., 04] I. Z. Mat Darus, F. M. Aldebrez et M.O.Tokhi," Parametric Modelling Of A Twin Rotor System Using Genetic Algorithms," *IEEE British Crown Copyright*, PP 115-118, 2004.
- [Messner, 97] B. Messner,"Control Tutorials for Matlab," *Department of Mechanical Engineering at Carnegie Mellon University*. © 1997
- [Mizumoto, 88] M. Mizumoto,"Fuzzy controls under various fuzzy reasoning methods," *Information Sciences*, vol 45, pp 129-151, 1988

[Miyamoto et al., 87] S. Miyamoto, S. Yasunobu, H. Ihara, "Predictive fuzzy control and its application to automatic train operation systems," in *"Analysis of fuzzy information"*, CRC Press, New York, 1987.

[Mudry, 01] F. Mudry, "Note d'application, Modélisation et régulation d'un pendule inversé," *Département d'électricité et informatique, école d'ingénieur de Canton de Vaud*.

[Onat et al., 04] M. Onat, et M. Dogruel, "Fuzzy Plus Integral Control of the Effluent Turbidity in Direct Filtration," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 12, no. 1, PP 65-74, January 2004.

[Ouattara et al., 96] S. Ouattara, P. Loslever, T.M. Guerra, "Towards a methodology for selecting good scaling factors for a fuzzy controller," *Fuzzy Sets and Systems*, vol 83, pp 27-42, 1996.

[Passino & Yurkovich, 98] K. M. Passino. et S.Yurkovich, "Fuzzy Control," © 1998 Addison Wesley Longman, Inc.

[Petrov et al., 02] M. Petrov , G. Ivan, T. Alben, "Fuzzy PID Control of Non-linear Plants, " *The First International IEEE Symposium " Intelligent System "*, pp 30-35, 2002.

[Pomares et al., 04] H. Pomares. I. Rojas, J. Ganzález, M. Damas, B. Pino, A. Prieto, "Online Global Learning in Direct Fuzzy Controllers," *IEEE transactions on Fuzzy Systems*, vol 12, n°2, pp 218-228, 2004.

[Shaheed et al., 00] S. M. Ahmad, M. H. Shaheed, A. J. Chipperfield et M. O. Tokhi, "Non-linear Modelling of a Twin Rotor MIMO System using Radial Basis Function Networks," *Proc. IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON2000)*, Dayton, Ohio, USA, 10-12 Oct., pp 313-320, 2000.

[Shi & Singh, 92] L. Shi et S. K. Singh, "Decentralized adaptive controller design for large-scale systems with higher order interconnections," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 37, pp. 1106–1118, Aug. 1992.

[Shiqian Wu et al., 01] Shiqian.Wu, M. J. Er et Y. Gao, "A Fast Approach for Automatic Generation of Fuzzy Rules by Generalized Dynamic Fuzzy Neural Networks," *IEEE transactions on Fuzzy Systems*, vol 9, n° 4, pp 578-594 , August 2001.

[Sugeno, 85] M. Sugeno, "An introductory survey of fuzzy control," *Information Sciences*, vol 36, pp 59-83, 1985.

[Su & wang, 00] J.P. Su, C.C. Wang, "Fuzzy Gain-Scheduled Integral Control and its Application To a Twin Rotor system," *International Journal of Fuzzy Systems*, vol 2, n°3 , September. PP 205-219, 2000.

[Su et al., 02] J.P. Su, L.T.Chi, M.C. Hung, "Robust Control of a Class of Non-linear System and Its Application to a Twin Rotor MIMO System," *IEEE ICIT' 02 Industrial technology*, pp 1272-1277, 2002.

[Takagi & Sugeno, 85] T. Takagi, M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and Its applications to modelling and control," *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics*, vol 15, n°1, pp 116-132, 1985.

[Tao, 02] C. W. Tao, "A Reduction Approach for Fuzzy Rule Bases of Fuzzy Controller," *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics*, Part B, vol 37, no 5, pp 668-675, October 2002.

[Teng et al., 94] F. C. Teng. A. C. Tsoi, "Fuzzy Controller Based on Mac Vicar Whelan Matrix," *IEEE*, 1994.

[Tokhi et al., 00] M. O. Tokhi , S. M. Ahmad et A. J. Chipperfield, "Dynamic modelling and Optimal Control of a Twin Rotor MIMO System," *Proc. IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON2000)*, Dayton, Ohio, USA, 10-12 Oct. pp 391-398, 2000.

[Tso & Fung, 97] S. K. Tso et Y. H. Fung, "Methodological Development of Fuzzy Logic Controller From Multivariable Linear Control," *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics, Part B*, vol 27, n° 3, pp 566-572, June 1997.

[Vermeiren, 98] L. Vermeiren, "Proposition de lois de Commande pour la stabilisation de modèles flous," *Thèse de Doctorat*, Université de Valenciennes, 1998.

[Wang et al., 96] L.X. Wang, "Stable Adaptive Fuzzy Controllers with Application to Inverted Pendulum Tracking," *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics*, vol 26, n°5, pp 677-691, 1996.

[Wang et al., 02] C.H. Wang, T.C. Lin, T.T. Lee, et H.L. Liu, "Adaptive Hybrid Intelligent Control for Uncertain Non-linear Dynamical Systems," *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics*, vol 32, n°5, pp 583-597, 2002.

[Wang, 02] H.Wang, "A Fuzzy PID Controller For Multi-Model Plants," *IEEE Proceedings of The First International Conference on Matching Learning and Cybernetics*, Beijing, 4-5 November , PP 1401-1404, 2002.

[Wang et al., 05] Q. Wang et R.F. Stengel, "Robust Nonlinear Flight Control of a High-Performance Aircraft," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 13, n°1, PP 15-26, January 2005.

[Wei et al., 95] Q.F. Wei, W.P. Dayawansa et W.S. Levine, "Nonlinear Controller for an Inverted Pendulum Having Restricted Travel," *Automatica*, vol 31, n°6, pp 841-850, 1995.

- [Willaeys & Malvache, 78] D. Willaeys, N. Malvache, "Use of fuzzy models for process control," *Proceedings of IEEE conference on cybernetics and society*, Tokyo, 1978.
- [Wong et al., 99] C. C. Wong et J. Y. Chen, "Fuzzy Control of non-linear systems using rule adjustment," *IEE, Proceedings, Control Theory*, vol 146, n° 6, PP 578-584, November 1999.
- [Zadeh, 65] L.A. Zadeh, "information and control," *Fuzzy Sets*, vol 8, pp 338-353, 1965.
- [Zadeh, 73] L.A. Zadeh, "Outline of the analysis of complex systems and decision processes," *IEEE Transaction on System Main and Cybernetics*, vol 3, n°5, pp 28-44, 1973.
- [Zadeh, 75] L.A. Zadeh, "Calculus of fuzzy restrictions," *Fuzzy sets and their applications to Cognitive and Decision Processes*, pp 1-40, Zadeh, Fu, Tanaka, Shimura editors, 1975.
- [Zapata et al., 99] A. Zapata, R. K. H. Galvão, et T. Yoneyama, "Extracting Fuzzy Control Rules from Experimental Human Operator Data," *IEEE Trans on Main, Cyb- part B*, vol 29, n° 3, pp 398-406, 1999.
- [Zhang & Feng, 97] T. P. Zhang et C. B. Feng, "Decentralized adaptive Fuzzy Control for Large- Scale non-linear systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol 92, pp 61-70, 1997.
- [Zhou et al., 00] Y. S. Zhou et L.Y. Lai, "Optimal Design of Fuzzy Controller by Genetic Algorithms," *IEEE Transaction on industrial applications*, vol 36, n° 1. pp 93-97, January-February 2000.
- [Zhang, 01] T. P. Zhang, "Stable Adaptive Fuzzy sliding mode control of interconnected systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol 122, pp 5-19, 2001.
- [Zhao et al., 03] Y. Zhao et E. G. Collins, Jr, "Fuzzy PI Control Design for an Industrial Weigh Belt Feeder," *IEEE transactions on Fuzzy Systems*, vol 11, n°3, pp 311-319, June 2003.
- [Yamakawa, 89] T. Yamakawa, "Stabilisation of an inverted pendulum by high- speed fuzzy logic controller hardware system," *Fuzzy Sets and Systems*, vol 32, pp 161-180, 1989.
- [Yang et al., 04] S. X. Yang, H. Li, Q.H. Max, et P. X. Liu, "An Embedded Fuzzy Controller for a Behavior-Based Mobile Robot With Guaranteed Performance," *IEEE Trans. Fuzzy syst*, vol.12, n° 4, pp 436-446, Auguste 2004.
- [Yeh, 94] Z.M.Yeh, "A performance approach to fuzzy control design for non-linear systems," *Fuzzy Sets and Systems* 64, pp 339-352, 1994.
- [Yeh & Chen, 95] Z.M.Yeh, H.P.. Chen, "A Self- Organizing Decentralized Fuzzy Neural Net Controller," *IEEE*, 1995.
- [Yeh, 97] Z.M.Yeh, "Adaptive multivariable fuzzy logic controller," *Fuzzy Sets Systems.*, vol.86, pp. 43-60, 1997.

[Yeh, 99] Z.M.Yeh,'A Systematic Method for Design of Multivariable Fuzzy Logic Control Systems,'*IEEE Trans. Fuzzy syst*, vol. 7, pp. 741-752, Oct. 1999.

[Ying, 00] H. Ying,'Fuzzy control and Modelling, Analytical Foundations and Applications,'© 2000 by the Institute of Electrical and Electronics Engineers. Inc

[Yoo & Ham, 98] B. Yoo et W. Ham,'Adoptive Fuzzy Sliding Mode Control of non-linear system,' *IEEE transactions on Fuzzy Systems*, vol 6, n°2, pp 315-321 , May 1998.

ملخص:

العمل المنجز في هذه المذكرة يخص تطبيق تقنيّة التحكم باستخدام المنطق الغامض على مجموعة من الاجهزة اللاخطية. جهاز احادي الرقاص المقلوب , جهاز ثنائي الرقاص المقلوب, و كذا جهاز المحاكاة لطائرة الهليكوبتر (Twin Roto MIMO System). بداية قمنا بتقديم و توضيح النماذج الرياضية اللاخطية لكل من جهازي الرقاص المقلوب وكذلك جهاز ثنائي الرقاص المقلوب, ثم قمنا باجراء تحكم محاكي لكل من الجهازين, و هذا باستخدام طريقة تحكم ذات بنية لامركزية.

كل النتائج المحصل عليها من خلال اجراء مجموعة من الاختبارات, تم توضيحها و ارفاقها بمجموعة من الملاحظات و التعليقات. بالنسبة لجهاز المحاكات (TRMS), قمنا باستخراج نموذج رياضي لاخطي. هذا الأخير سمح باستخراج نموذجين ثانويين يخصصان حركة المحاكي في كل من المستويين الافقي و العمودي. جميع هذه النماذج استغلت فيما بعد في القيام بمجموعة من اختبارات محاكات من اجل اختبار مدى فعالية التقنية المستعملة. في الاخير قمنا بتطبيق جميع أنظمة التحكم المحصل عليها على جهاز الحقيقي الموجود في مخبر التحكم في العمليات التصنيعية بالمدرسة المتعددة التقنيات. كل النتائج المحصل عليها تم توضيحها و ارفاقها بمجموعة من الملاحظات و التعليقات

كلمات مفتاحية: المنطق الغامض, TRMS, الرقاص المقلوب, تحكم لامركزي, محاكاة, تجربة

Abstract :

This work deals with application of fuzzy logic control to physical systems. First, analytical models for single and double inverted pendulums are presented. Then, decentralized fuzzy controllers are synthesized and applied to each one. Some simulations with robustness tests are performed which demonstrates the feasibility of the proposed control strategy. Second, a non linear model of the Twin Rotor Multi-Input Multi-Output System (TRMS) is developed. A decentralized fuzzy controller is then designed and applied to this model. Simulation results containing robustness tests are obtained. Furthermore, the proposed control laws are implemented on the experimental platform. In order to highlight experimentally the performances of the control scheme, robustness tests both in stabilization and in trajectory tracking mode are performed.

Key words: Fuzzy logic, inverted pendulum, TRMS, decentralized control, simulation, experimentation

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'application de la commande par logique floue aux systèmes physiques. Dans un premier lieu, les modèles d'un simple et double pendule inversé ont été présentés. Des commandes floues ont été ensuite synthétisées puis appliquées aux deux systèmes en utilisant une structure de commande décentralisée. Des résultats de simulations contenant des tests de robustesses ont été présentés. Dans un second lieu, le modèle analytique d'un simulateur de vol d'hélicoptère a été élaboré sur lequel des commandes par logique floue ont été appliquées en modes couplé et découplé. Des simulations ont été effectuées aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire. Afin de valider les résultats de simulation, les commandes développées sont ensuite implantées en temps réel sur un simulateur de vol d'hélicoptère de type TRMS (Twin Rotor MIMO System). Les résultats expérimentaux comprenant des tests de robustesse ont montré l'efficacité des commandes proposées.

Mots clé : logique floue, pendule inversé, TRMS, commande décentralisée, simulation, expérimentation.