



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication
Département de l'électronique et de télécommunication

MEMOIRE MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Électronique
Spécialité : Automatique

Présenté par :

BENMOUSSA Abouloula

ABADA Abdessamiaa

Thème :

***COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE
DECENTRALISEE POUR UNE CLASSE DES
SYSTEMES NON LINEAIRES INCERTAINS***

Le : 18/09/2019

Devant le jury composé de :

| | | | | |
|----|--------------------|-----|-----------|-------------|
| Mr | BENHELLAL Belkheir | MCB | president | UKM Ouargla |
| Mr | MANSEUR Abdelghani | MAA | Examineur | UKM Ouargla |
| Mm | KARA Fouzia | MAA | Encadreur | UKM Ouargla |

Année Universitaire 2018-2019

Remerciements

*Nous remercions ALLAH qui nous aide et nous avoir donné la
patience et le courage durant ces longues années d'étude.*

*Nous tenons à remercier Madame F. Kara, pour la proposition du
sujet de ce mémoire et pour ses conseils tout au long de ce
travail.*

*Nous remercions les membres de jury, qui m'ont fait l'honneur de
participer au jugement de ce travail.*

Sommaire

| | |
|---|----|
| Introduction générale | 01 |
| Chapitre I : Théorie de la logique floue | |
| I.1. Introduction | 03 |
| I. 2. Logique floue | 03 |
| I.2.1. Définitions de la logique floue | 03 |
| I.2.2. Caractéristiques de la logique floue | 04 |
| I.2.3. Champ d'applications de la logique floue | 04 |
| I.2.4. Différents domaines d'applications | 04 |
| I.2.5. Les différents types de la commande à base de la logique floue | 05 |
| I. 3. Commande flou | 05 |
| I.3.1. But de La Commande floue | 05 |
| I.3.2. Description générale d'un contrôleur flou | 06 |
| I.3.3. Variables floues | 06 |
| I.3.4. Opérateurs utilisés dans la logique floue | 07 |
| I.3.4.a. Opérateur ET | 07 |
| I.3.4.b. Opérateur OU | 07 |
| I.3.5. Règles linguistiques | 07 |
| I.3.6. Conception d'un contrôleur flou | 08 |
| I.3.7. Ensembles flous | 08 |
| I.3.8- Fonction d'appartenance | 08 |
| I.3.9. Univers de discours | 10 |
| I.4. Structure d'un système flou | 10 |
| I.4.1. Interface de fuzzification | 11 |
| I.4.2. Interface d'inférence floue | 11 |
| I.4.3. Interface de défuzzification | 12 |
| I.4.4. base de connaissance | 13 |
| I.4.4.1. Méthode du maxima | 14 |
| I.4.4.2. Méthode de la moyenne des maximam | 14 |
| I.4.4.3. Méthode du centre de gravité | 15 |
| I.5. Contrôleurs flous usuels | 15 |

| | |
|--|----|
| I.6. Avantages et inconvénients du régulateur flou | 17 |
| I.7. Approximateur universel | 17 |
| I.8. Conclusion | 18 |

Chapitre II : Concept de la commande adaptative décentralisée

| | |
|---|----|
| II.1. Introduction | 19 |
| II.2. Concept de la commande adaptative | 19 |
| II.3. Commande adaptative | 19 |
| II.3.1. Domaines d'application | 20 |
| II.3.2. Pourquoi la commande adaptative | 20 |
| II.3.3. Principe de la commande adaptative | 20 |
| II.3.4. Différentes techniques de commande adaptative | 21 |
| II.4. Système de commande adaptative | 21 |
| II.4.1. Commande adaptative directe et indirecte | 22 |
| II.4.1.a- La commande adaptative directe | 22 |
| II.4.1.b- La commande adaptative indirecte | 22 |
| II.4.2. La différence entre MRAC et STC | 22 |
| II.4.3. Structure du MR et du SA | 23 |
| II.5. Commande adaptative basée sur Lyapunov | 23 |
| II.5.1. Méthodes d'analyse de la stabilité des systèmes non linéaires | 24 |
| II.5.2. Théorème de Lyapunov | 24 |
| II.6. Méthodes d'obtention des lois d'adaptation | 26 |
| II.6.1. Approche du gradient | 26 |
| II.7. Commande décentralisée | 28 |
| II.7.1. Définition (Centralité) | 28 |
| II.7.2. Principe | 29 |
| II.8. Commande adaptative décentralisée | 31 |
| II.9. Commande adaptative floue | 31 |
| II.9.1. Commande adaptative floue directe | 32 |
| II.9.2. Commande adaptative floue indirecte | 32 |
| II.10. Conclusion | 33 |

Chapitre III : Commande adaptative floue décentralisée

| | |
|-----------------------------|----|
| III.1. Introduction | 35 |
| III.2. Position du problème | 35 |

| | |
|--|----|
| III.3. Description du système floue | 37 |
| III.4. Commande adaptative décentralisée floue | 38 |
| III.5. Résultat de simulation | 41 |
| III.6. Conclusion | 45 |
| Conclusion Général | 46 |
| Référence Bibliographie | 47 |

Liste des Figures

| | |
|--|----|
| Figure (I.1) : Configuration de base d'un système de commande floue | 06 |
| Figure (I.2) : Les variables linguistiques | 07 |
| Figure (I.3) : Structure d'un système contrôleur flou | 08 |
| Figure (I.4) : Structure d'un système flou. | 11 |
| Figure (I.5) : Principe des différentes méthodes de défuzzification. | 13 |
| Figure (I.6) : Les méthodes plus utilisées de défuzzification | 15 |
| Figure (II.1) : Principe des systèmes de commande adaptative. | 21 |
| Figure (II.2) : Commande adaptative direct | 22 |
| Figure (II.3) : Commande adaptative indirect. | 22 |
| Figure (II.4) : Commande adaptative basée sur Lyapunov. | 23 |
| Figure (II.5) : Modèle d'erreur | 27 |
| Figure (II.6) : Procédé à deux entrées et deux sorties | 30 |
| Figure (II.7) : Commande adaptative floue direct. | 32 |
| Figure (II.8) : Commande adaptative floue indirect. | 32 |
| Figure (III.1) Deux pendules inversés couplés par un ressort | 42 |
| Figure (III.2) : Réponses du 1 ^{er} pendule ; sorties (traits continus), références (traits discontinus) | 43 |
| Figure (III.3) : Réponses du 2 ^{ème} pendule ; sorties (traits continus), références (traits discontinus). | 43 |
| Figure (III.4) : Signaux de commande | 44 |
| Figure (III.5) : Erreurs de position | 44 |

List des tableaux

| | |
|--|----|
| Tableau (I.1) : Les méthodes d'inférence. | 12 |
| Tableau (I.2) : Les différentes méthodes de défuzzification | 13 |
| Tableau (I.3) : La table de <i>Mac Vicar-Whelan</i> | 14 |

Introduction Général

Introduction générale

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 termes de stabilisation et performances. Suite aux développements des calculateurs numériques, les automaticiens commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande telles que la commande adaptative indirecte, la commande décentralisée, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle (la logique floue).

La commande décentralisée des systèmes non linéaires interconnectés est un domaine de recherche actif qui ne cesse de se développer. Parce que, pour les systèmes interconnectés composés de plusieurs sous-systèmes, la synthèse d'une loi de commande centralisée peut être complexe, coûteuse et/ou inefficace due à la nature modulaire du système qui peut empêcher le partage d'informations entre les différents sous-systèmes. De plus, une structure de commande décentralisée permet, d'une part, de réduire la complexité des calculs associée à la structure de commande centralisée et, d'autre part, de simplifier le problème de la suppression et/ou de l'ajout d'un contrôleur dans le système complet [1].

Dans cette étude on propose une stratégie de commande adaptative décentralisée indirecte pour les systèmes non linéaires interconnectés incertains en utilisant les systèmes flous [2].

Les systèmes flous sont utilisés pour approcher en ligne les non-linéarités locales inconnues des sous-systèmes. Les paramètres réglables des systèmes flous utilisés sont ajustés par un algorithme de type gradient. Cet algorithme est sélectionné pour minimiser une fonction de coût quadratique de l'erreur d'identification entre les non-linéarités inconnues et leurs approximations floues. La stabilité de la structure de commande proposée est prouvée par une approche de type Lyapunov. Une simulation est effectuée sur un modèle de deux pendules inversés couplés par un ressort pour mettre en évidence les performances de l'approche proposée.

La commande floue génère des régulateurs non linéaires qui sont en concordance avec le fait qu'ils sont des approximateurs universels. Il devient alors possible de construire un régulateur flou pour n'importe quel système non linéaire. Le plus souvent les régulateurs flous sont utilisés dans des systèmes qui possèdent des variations inconnues intrinsèques.

L'objectif est de proposer une approche de commande adaptative indirecte décentralisée pour une classe de systèmes non linéaires interconnectés en utilisant les systèmes flous. De nombreux travaux réalisés utilisent la commande adaptative floue pour les systèmes non linéaires incertains.

Ce mémoire est réparti en trois chapitres organisés et la simulation est faite en se basant sur des programmes formulés en MATLAB, comme suit

Dans **le premier chapitre**, nous définissons le formalisme de la logique floue et le raisonnement associé et nous présentons la structure générale d'un contrôleur flou avec les différents modèles utilisés dans sa conception ainsi que le théorème de l'approximation floue.

Dans **le deuxième chapitre**, on présente la commande adaptative décentralisée avec ses différentes structures directe et indirecte, ces deux types de commandes seront utilisés pour commander une classe des systèmes non linéaires incertains et l'analyse de la stabilité par la synthèse de Lyapunov.

Dans **le troisième chapitre** est consacré au développement d'une loi de commande adaptative indirecte floue pour une classe de système non linéaire qui utilise un contrôleur idéal implicite flou pour assurer les objectifs de commande.

Enfin, notre travail sera clôturé par une conclusion et quelques perspectives.

Chapitre I:

Théorie de la logique floue

I.1. Introduction

La logique booléenne, fondement de l'informatique classique, repose sur deux valeurs, le zéro et le un. Toute proposition ainsi traitée est alors considérée vraie ou fausse. Or, dans le monde réel, rares sont les catégories qui supporte une telle classification de tout ou rien. Par exemple peut-on considérer une eau à 180°C comment étant chaude ou froide ? N'est-elle pas ni vraiment chaude, ni vraiment froide mais tout simplement tiède ?

La logique floue a été introduite par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 comme une généralisation de la logique binaire [1]. L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles. En effet, la logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. [3].

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

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

Le but principal de ce chapitre est de donner un bref aperçu sur les notions de base de la logique floue, les opérations sur les ensembles flous.

I.2. Logique floue

I.2.1. Définitions de la logique floue

On peut donner deux définitions pour le terme "LOGIQUE FLOUE " :

- la première est que la logique floue intervient dans la manipulation de connaissances insuffisantes et imprécises. Elle permet la représentation et le traitement de ces dernières, afin de pouvoir traiter des systèmes complexes.
- la seconde représente une extension de la logique classique, dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites.

I.2.2. Caractéristiques de la logique floue

D'une manière générale l'approche floue possède les caractéristiques suivantes [4] :

- a. Identification et utilisation des variables linguistiques qui subissent les contraintes, à la place des variables numériques.
- b. Des variables caractérisées subjectivement (non précises) sont utilisées.
- c. Des critères décrits linguistiquement dont les qualifications sont mal définis, comme la beauté d'une couleur ou le confort d'un passager, ont été utilisés
- d. La connaissance mathématique du fonctionnement du processus n'est pas nécessaire
- e. Caractérisation des relations simples entre les variables par des citations conditionnelles floues, vues comme une collection de contraintes.
- f. Caractérisation de relations complexes par des algorithmes flous.

I.2.3. Champ d'applications de la logique floue

La logique floue est utilisée dans différentes applications comme :

- Aide à la décision, au diagnostic (Base de données).
- Reconnaissance de formes.
- Agrégation multicritères et optimisation.
- Commande floue de systèmes....etc

I.2.4. Différents domaines d'applications

Des produits grand public ont été développés à base de logique floue comme :

- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs,...etc.).
- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs,
- Systèmes automobiles embarqués (BVA, ABS, suspension, climatisation,...etc.),
- Systèmes autonomes mobiles.

- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur,...)
- Systèmes de conditionnement d'ambiance.
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance.
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet.

Cette commande est reconnue comme étant robuste.

I.2.5. Les différents types de la commande à base de la logique floue

En se basant sur les différentes règles de commande floue et de leurs méthodes de génération, les approches de commande en utilisant la logique floue peuvent être classées dans les catégories suivantes :

- a- La commande floue de type Mamdani
- b- La commande floue du type PI ou PID
- c- La commande neuro-floue
- d- La commande par mode glissant flou
- e- La commande floue adaptative
- f- La commande floue de type T-S

I.3. Commande floue

Les contrôleurs flous sont des contrôleurs basés sur des règles linguistiques. La commande conventionnelle commence par un modèle mathématique du système, et les contrôleurs sont conçus pour ce modèle. La commande floue commence par l'heuristique et l'expertise humaine, et les contrôleurs sont conçus par la synthétisation de ces heuristiques et expertise humaine. Bien que les points de départ des deux approches soient différents, les produits finaux sont identiques des contrôleurs non linéaires pour les systèmes non linéaires, à cet égard, la théorie de commande floue peut être regardés comme sous ensemble de théorie de commande non linéaire dans lequel les contrôleurs non linéaires ont une structure basée sur des règles spéciales [5].

I.3.1. But de La Commande floue

la commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande classique de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue).

I.3.2. Description générale d'un contrôleur flou

En générale, les contrôleurs flous sont utilisés dans les structures de commande des processus en boucle fermée (Figure (I.1)).

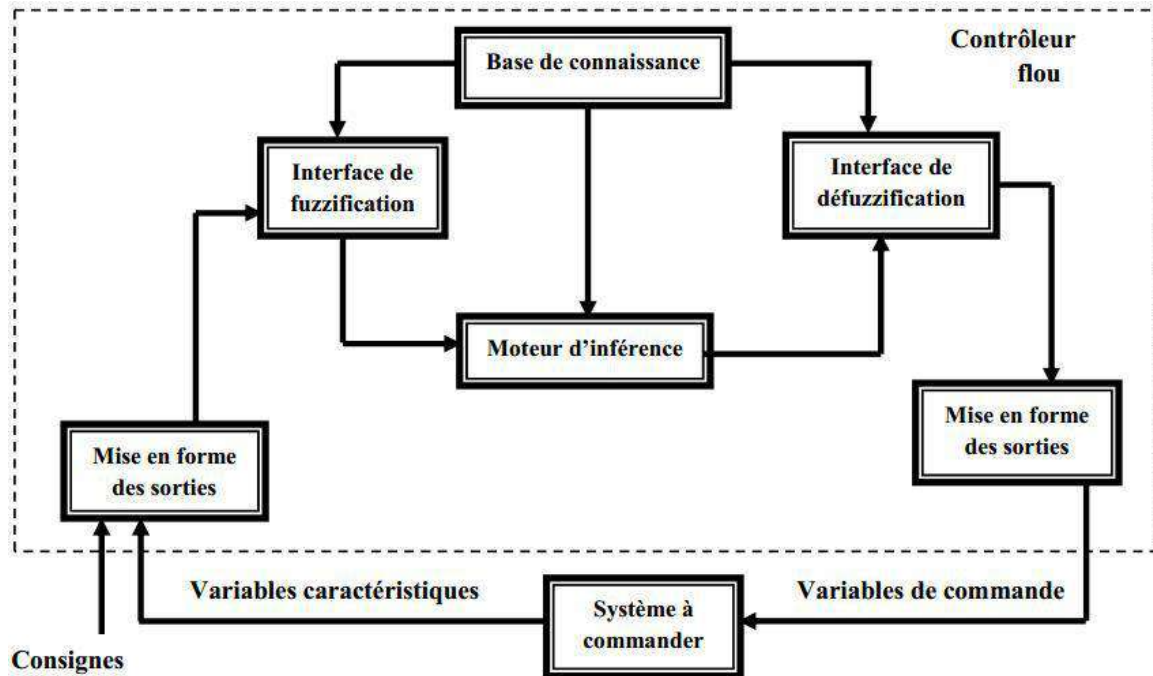


Figure (I.1) : Configuration de base d'un système de commande flou

I.3.3. Variables floues

Est une variable dont les valeurs sont un terme ou des mots du langage naturel, par exemple :

Petit, grand... les expressions sont plus utilisées que les nombres, puisque la caractéristique verbale est moins spécifique que la caractéristique numérique [6] [7].

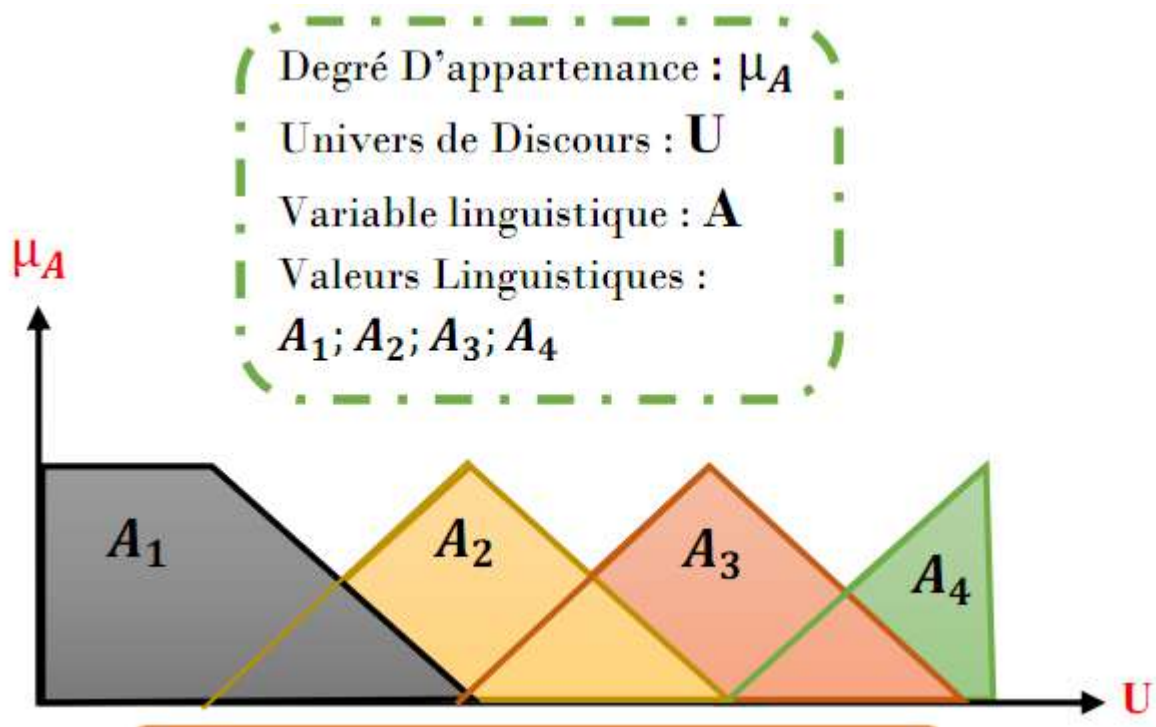


Figure (I.2) : Les variables linguistiques

I.3.4. Opérateurs utilisés dans la logique floue

La liaison entre les variables linguistiques s'effectue au niveau des inférences par des opérations floues dont les plus utilisées :

I.3.4.a. Opérateur ET : réalisé en logique floue par la formation du minimum de la manière suivante : $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$ sont deux fonctions d'appartenance liées par ET, ce qui est équivalent à $\mu_c(x) = \min(\mu_a(x), \mu_b(x))$

I.3.4.b. Opérateur OU : cet opérateur est réalisé en logique floue par la formation du Maximum de la manière suivantes : $\mu_a(x)$ ou $\mu_b(x)$ sont deux fonctions d'appartenance liées par OU, ce qui est équivalent $\mu_c(x) = \max(\mu_a(x), \mu_b(x))$.

I.3.5. Règles linguistiques

Les règles linguistiques dictent le fonctionnement des contrôleurs en reliant des conditions, à des actions sur le procédé. On remarque que la syntaxe est très proche du langage naturel, la forme représentation générale étant la suivante :

SI « la condition A est satisfaite » ALORS « la conséquence B résulte » [8][9].

I.3.6. Conception d'un contrôleur flou

Le contrôle flou est l'étude de la mise au point et l'expérimentation des systèmes basés sur des règles exprimées par des catégories linguistiques telle que :

où A_1 , A_2 , et B sont des prédicats motionnés comme : positif, grand, nul, négatif [10][11]

La structure de base d'un système flou est représentée par la Figure suivante :

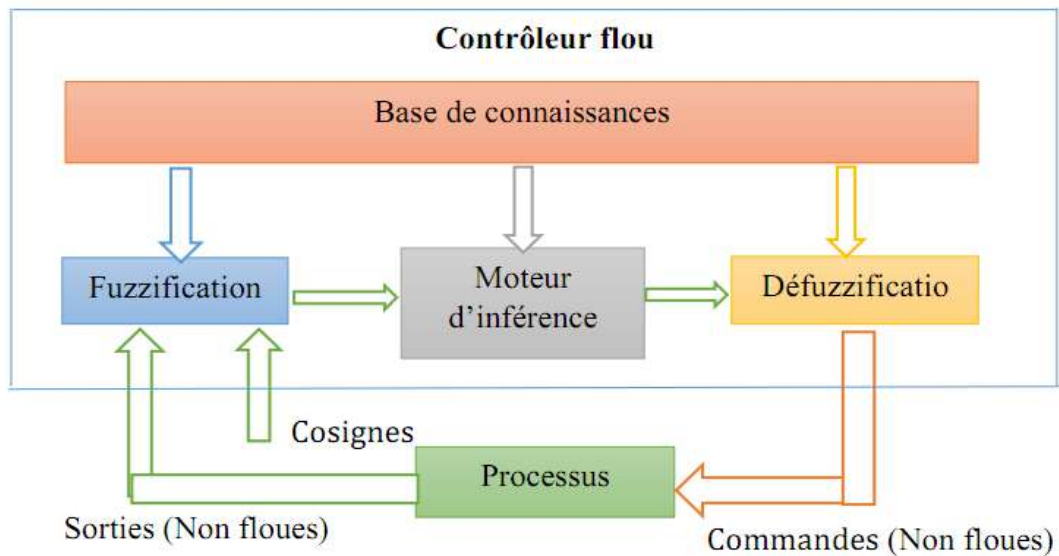


Figure (I.3) : Structure d'un système contrôleur flou.

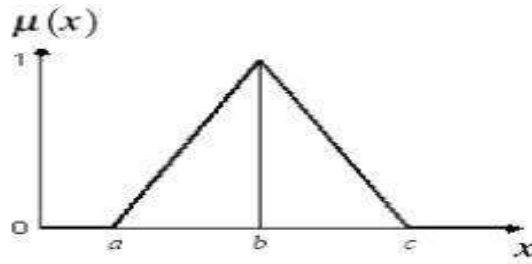
I.3.7. Ensembles flous

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou l'appartenance d'un moins fortement à cette classe [12].

I.3.8. Fonction d'appartenance

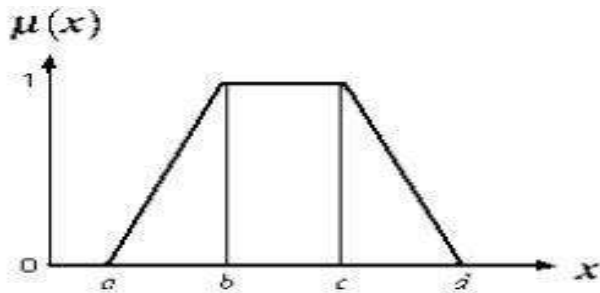
Dans la plupart des applications de la logique floue une fonction d'appartenance est associée avec des termes linguistiques qui apparaissent dans les antécédents ou les conséquents des règles. Ces fonctions sont choisies arbitrairement par l'utilisateur, Les formes des fonctions d'appartenance les plus utilisées sont [12] :

a- Fonction triangulaire : L'allure est complètement définie par trois paramètres : a, b, c



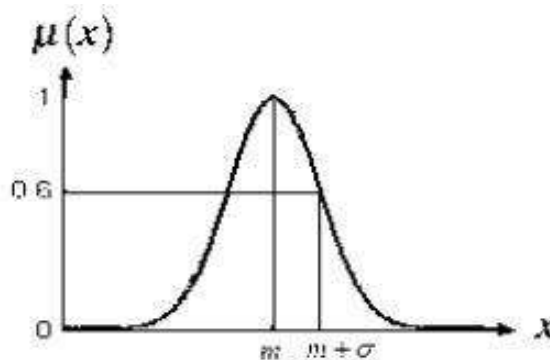
$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{a-x}{a-b} & \text{si } x \in [a, b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [b, c] \end{cases} \quad (I.1)$$

b-Fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres : a, b, c, d.



$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{a-x}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ 1 & \text{si } x \in [b, c] \\ \frac{c-x}{d-c} & \text{si } x \in [c, d] \end{cases} \quad (I.2)$$

c-Fonction gaussienne : Elle est définie par deux paramètres : m, σ :



$$\mu(x, m, \sigma) = e^{-\left(\frac{x-m}{2\sigma}\right)^2} \quad (\text{I.3})$$

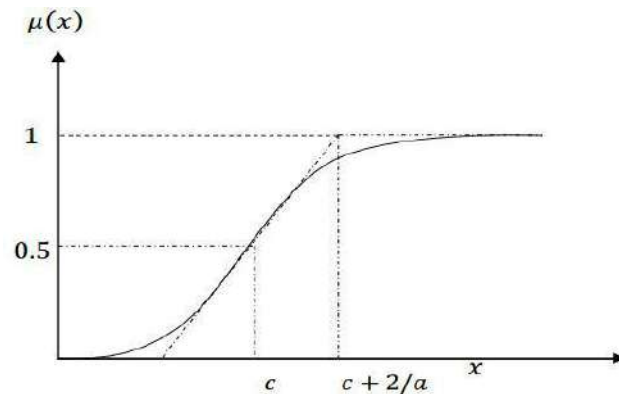
m : centre de la gaussienne

σ : sa Largeur

d. Fonction sigmoïdale

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

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a - (x - c))} \quad (\text{I.4})$$



I.3.9 Univers de discours

L'univers de discours est un intervalle choisi par l'expert pour couvrir toutes les variables floues possibles des entrées ou de sortie, partitionné par des fonctions d'appartenance régulièrement réparties ou non [13].

I.4. Structure d'un système flou

Un système flou peut être interprété selon deux points de vue : mathématique ou logique. D'un point de vue mathématique, un système flou est une fonction non linéaire reliant un vecteur de données d'entrée à un vecteur de sortie et, de point de vue logique, un système flou est un système de prise de décisions, à base de connaissances particulières composé de trois modules principaux, à savoir : la fuzzification, les règles d'inférence et la défuzzification [14] [11].

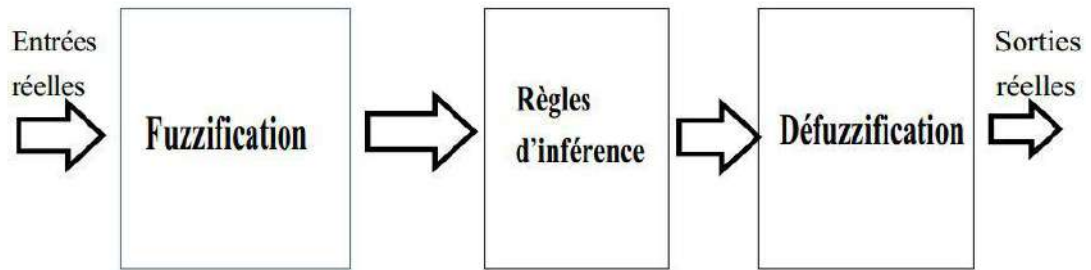


Figure (I.4) : Structure d'un système flou.

I.4.1. Interface de fuzzification

C'est la transformation des grandeurs physiques (entrées) en valeurs linguistiques (sous ensemble flou) représentés par leurs fonctions d'appartenances qui peuvent être traitées, ensuite, par le mécanisme d'inférence [15].

I.4.2. Interface d'inférence floue

L'interface d'inférence est formée de deux blocs :

* La base de règles, composé d'un ensemble de relations liant les variables d'entrées aux variables de sorties du système à régler. Chaque relation est composée d'une condition précédée du symbole **Si** appelée *prémisse*, et d'une *conclusion* (action, décision, opération ou commande) précédée du symbole **Alors**.

* Le moteur d'inférence réalise le traitement numérique des règles d'inférence, décrites par des opérateurs flous, pour obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur. Cette opération est faite par différentes méthodes, principalement est :

- La méthode d'inférence max-min.
- La méthode d'inférence max produit.
- La méthode d'inférence somme-produit

Le nom de la méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation et l'implication. Le tableau suivant indique la manière de leur utilisation :

| Méthodes | Opérateurs Sur Prémises | | Opérateur Implication | Opérateur Agrégation |
|----------|-------------------------|------|-----------------------|----------------------|
| | Ou | Et | Imp | |
| Max-Min | Max | Min | Min | Max |
| Max-prod | Max | Min | Prod | Max |
| Som-prod | Som | Prod | Prod | Som |

Tableau (I.1) : Les méthodes d'inférence.

I.4.3. Interface de défuzzification

La dernière étape du contrôle, appelée défuzzification consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres du type « Petit » ou « Grand », etc..... on doit lui envoyer une valeur physique.

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante $m_{rés} (x_R)$ pour la variable de Sortie x_R . L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. On doit souvent prévoir un traitement de signal de sortie et sa conversion numérique – analogique

Le choix d'une méthode de défuzzification est un point très délicat lors de l'élaboration d'une technique de contrôle en logique floue. Celui-ci conditionnera en effet grandement l'évolution dynamique de la commande. On distingue trois méthodes différentes (Figure (I.9)).

Celle du maximum, celle de la moyenne des maxima et celle du centre de gravité. Il est toutefois reconnu que la méthode de centre de gravité donne les meilleurs résultats.

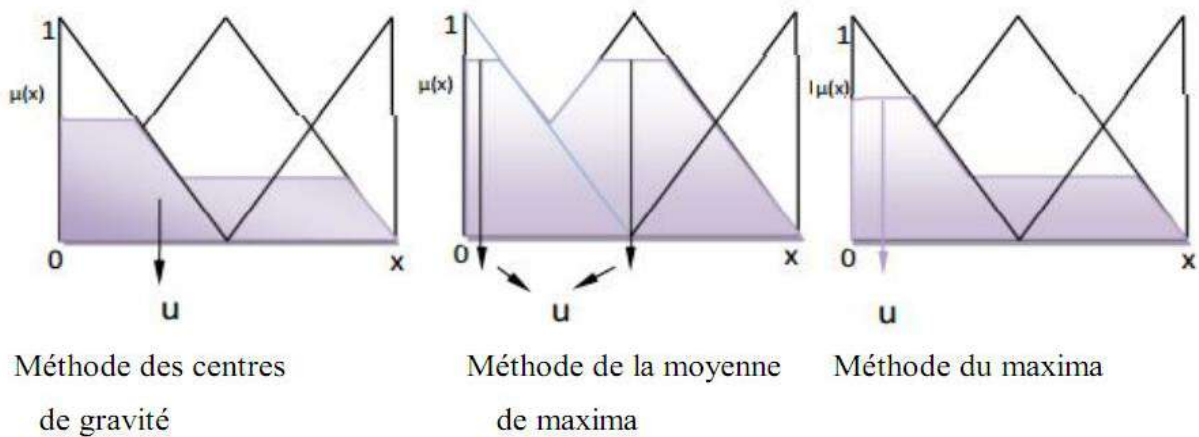


Figure (I.5) : Principe des différentes méthodes de défuzzification.

| | | |
|----------------------------|-------------------------|---------------------------------------|
| ✓ La méthode de la hauteur | ✓ La moyenne des maxima | ✓ Le centre des maxima |
| ✓ Le premier des maxima | ✓ Le centre de gravité | ✓ Le centre de la plus grande surface |
| ✓ Le dernier des maxima | ✓ Le centre des aires | |

Tableau (I .2) : Les différentes méthodes de défuzzification

I.4.4. Base de connaissance

La base de connaissance est composée de deux blocs :

- la base de données : qui fournit les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôles linguistiques et la manipulation des données floues dans le contrôleur.
- la base de règles : qui caractérise les buts et stratégies de commande émis par les experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistiques du contrôle.

Table De Décision :

La table de décision contient l'ensemble des règles floues nécessaire dans la commande du système. Parmi Les tables standards la table *Mac Vicar - Whelan* (TAB. I-3) peut être appliquée à Plusieurs problèmes de commande floue.

| <i>e</i> <i>de</i> | <u>NG</u> | <u>N</u> | <u>EZ</u> | <u>P</u> | <u>PG</u> |
|-----------------------|-----------|----------|-----------|----------|-----------|
| <u>NG</u> | NG | NG | NG | N | EZ |
| <u>N</u> | NG | NG | N | EZ | P |
| <u>EZ</u> | NG | N | EZ | P | PG |
| <u>P</u> | N | EZ | P | PG | PG |
| <u>PG</u> | EZ | P | PG | PG | PG |

Tableaux (I. 3) : La table de *Mac Vicar-Whelan*

I.4.4.1. Méthode du maxima

Cette méthode consiste à choisir comme sortie x_0 du bloc de défuzzification, une des valeurs possédant la plus grande appartenance au sous-ensemble flou x .

Il se peut que le système possède plusieurs maxima identiques, dans ce cas et afin d'éviter un choix arbitraire, on choisit d'effectuer la moyenne des maxima.

La méthode du maximum à l'avantage d'être simple, rapide et facile. Elle est malheureusement ambiguë et provoque de nombreuses discontinuités.

I.4.4.2. Méthode de la moyenne du maximum

Dans le cas où plusieurs sous-ensemble ont le même maximum, on réalise une commande

$$u = \frac{u_i}{r} \tag{I.3}$$

u_i : étant la commande issue du i ème sous-ensemble flou sélectionnable.

r : nombre de maxima identiques.

Les avantages et inconvénients de la méthode de la moyenne des maxima restent grosso mode ceux de la méthode du maximum.

I.4.4.3. Méthode du centre de gravité

Cette méthode consiste à calculer le centre de gravité de résultante $m_{rés}(x_R)$ la fonction d'appartenance. L'abscisse u de ce centre de gravité donne appliquer et peut être la valeur de commande à déterminée par la relation générale suivante [20] :

$$u = \frac{\int_{-1}^1 x_R m_{rés}(x_R) dx_R}{\int_{-1}^1 m_{rés}(x_R) dx_R} \tag{I.4}$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

Cette méthode va permettre d'éviter de trop grandes discontinuités et supprimera toute ambiguïté. Elle semble donc optimale mais son implémentation est difficile et surtout coûteuse en calculs. Elle se simplifie notablement lorsqu'on utilise la méthode d'inférence Som-prod ou des singletons pour les fonctions d'appartenance des variables de sortie.

| Méthode | Formule | Schéma Significatif |
|---|---|---------------------|
| <ul style="list-style-type: none"> • <i>La moyenne des maximas</i> | $u = \frac{\sum_{i=1}^n h_A(x_i) * x_i}{\sum_{i=1}^n h_A(x_i)}$ | |
| <ul style="list-style-type: none"> • <i>Centre de gravité</i> | $u = \frac{\sum_{i=1}^n x_i * v_i}{\sum_{i=1}^n v_i}$ | |

Figure (I.5) : Les méthodes plus utilisées de défuzzification

I.5. Contrôleurs flous usuels

Les contrôleurs flous sont principalement de deux types :

- Contrôleur flou de type Mamdani
- Contrôleur flou de type Sugeno

Pour un système à deux variables, les règles floues sont de la forme :

$$\langle\langle SI \ x \ est \ A_i \ Et \ y \ est \ B_i \ ALORS \ z \ est \ C_i \rangle\rangle$$

où A_i et B_i sont des sous-ensembles flous, par contre C_i peut appartenir aussi au bien domaine symbolique (sous-ensemble flou) qu'au domaine numérique.

L'originalité de la méthode de Sugeno réside dans le fait chaque règle n'appartient pas au domaine symbolique, mais est défini sous la forme numérique come une combinaison linéaire des entrées selon la méthode de Sugeno les règles floues dans le cas de deux variables, s'expriment donc selon la forme suivant :

$$\langle\langle SI \ x \ est \ A_i \ Et \ y \ est \ B_i \ ALORS \ z = p_0 + p_1 + p_2y \rangle\rangle$$

On parle dans ce cas du contrôleur flou de type Sugeno d'ordre 1. Dans la suite de ce mémoire, nous n'utiliserons qu'un raisonnement simplifié de Sugeno (contrôleur flou de type Sugeno d'ordre 0) où les règles floues utilisées sont du type :

$$\langle\langle SI \ x \ est \ A_i \ Et \ y \ est \ B_i \ ALORS \ z=p_0 \rangle\rangle$$

Dans le contrôleur flou type Sugeno, les étapes d'agrégation et de défuzzification des règles floues se font simultanément et la relation (I.5) devient :

$$u = \frac{\sum m_i z_i}{\sum m_i} \quad (I.7)$$

Cette méthode est plus simple à mettre en œuvre et donne aussi de bons résultats en commande floue que la méthode de Mamdani. Le calcul en temps réel de cette expression ne pose pas de problème.

Une remarque peut être formulée sur le nom donné à cette étape. En effet, elle est appelée « *défuzzification* » alors qu'elle ne manipule aucune donnée floue. Ce choix a été dicté afin d'établir une similitude entre ce type de contrôleur et le contrôleur de type Mamdani

où le cheminement « *fuzzification – inférence floue – défuzzification* » a été introduit. A la place de « *défuzzification* », le terme « *agrégation* » aurait été préférable.

I.6. Avantages et inconvénients du régulateur flou

La commande par logique floue comporte évidemment un certain nombre d'avantages et d'inconvénients. Les avantages essentiels sont [17] :

- 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 processeurs spécialisés (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.
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de commande en toute généralité, (en absence d'un modèle valable).
- La cohérence des inférences est non garantie a priori (apparition possible des règles d'inférence contradictoires).

I.7. Approximateurs universel

Les systèmes non linéaires sont très complexes et difficilement modélisables. Plusieurs techniques utilisant le principe de la boîte noire ont été développées dans les travaux antérieurs pour la modélisation de ces systèmes. Une des techniques consiste à utiliser des modèles linéaires de type auto-regressif (AR) ou auto-regressif avec entrée exogène (ARX).

Plusieurs travaux ont été développés dans ce sens (1), et l'énoncé suivant du théorème de l'approximateur universel a été l'un de ces aboutissements :

Théorème (1) : Pour toute fonction réelle $f(x)$ continue sur un compact $U \subset \mathfrak{R}$ donné, il existe un système flou $f(x)$ tel que :

$$\sup_{x \in U} |f(x) - \hat{f}(x)| < \epsilon \quad (\text{I.8})$$

Avec $\epsilon \geq 0$ est un constant arbitraire.

La propriété d'approximation universelle ne donne pas une méthode de construction du système flou, $f(x)$ elle nous permet seulement de garantir l'existence de ce dernier.

Nous avons choisi la structure du système flou d'une façon appropriée afin d'arriver à la notion d'approximation universelle toute en se basant sur le choix des entrées et le nombre de fonctions d'appartenance avec le type approprié pour chaque entrée du système flou, les paramètres qui constituent les fonctions d'appartenance et le nombre de règles.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les bases nécessaires à la compréhension des méthodes à base de la logique floue, la différence des méthodes issues de l'automatique classique. Les contrôleurs basés sur la logique floue ne nécessitent nullement de modèle analytique de la tâche à résoudre. En effet, ils ne sont pas basés sur des équations physiques du système à contrôler mais sur le savoir-faire des opérateurs et des experts du domaine.

II.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre, est de présenter les concepts de base liés à la commande adaptative floue où une loi de commande adaptative floue linéarisant pour une classe de systèmes non linéaires SISO capable d'assurer la stabilité. On abordera la Conception d'un contrôleur flou.

II.2. Concept de la commande adaptative

En général, le système à contrôler possède des paramètres incertains au début de l'opération de commande. Malgré que l'effet de cette incertitude paramétrique puisse disparaître en temps fini par un certain mécanisme d'ajustement, elle peut causer une instabilité du système [18].

Dans d'autre cas, un phénomène inverse se produit, on démarre avec des paramètres connus et certains, mais au cours de fonctionnement, ces paramètres perdent leurs valeurs initiales et deviennent incertains, donc sans une mise à jour continue du régulateur, le régulateur initial s'avère inefficace [19].

Dans de nombreuses situations, les systèmes de commande classique sont basés sur les modèles à paramètres fixes, car ils ne peuvent prendre en charge les variations lentes ou rapides de la dynamique des systèmes, d'où la nécessité d'introduire la notion de systèmes de commande adaptative afin d'assurer les performances désirées. Pour cela, les paramètres du régulateur (contrôleur) sont ajustés automatiquement sur la base des informations recueillies du système.

L'adaptation est souhaitable pour deux raisons principales :

- L'affinement au cours du temps du réglage initial du système de commande.

La prise en compte des variations des paramètres du système à commander

II.3. Commande adaptative

Adapter veut dire changer un comportement en conformité avec de nouvelles circonstances. Intuitivement, un contrôleur adaptatif est un régulateur qui peut modifier son comportement en réponses aux changements de la dynamique d'un system et aux perturbations. Le contrôle adaptatif consiste à éliminer les perturbations structurelles (les variations des paramètres) agissant sur la performance du système de contrôle. Un système de contrôle est adaptatif, si on plus d'une contre réaction conventionnelle, il contient une boucle fermée de

contrôle de son indice de performance. Une solution de problème est apportée par l'approche appelée commande adaptative [20] [21].

II.3.1. Domaines d'application

La commande adaptative (CA) est utilisée quand c'est techniquement nécessaire et économiquement rentable. Les techniques de CA ont été utilisées avec succès pour un grand nombre d'applications : Asservissements à moteurs électriques ; robots manipulateurs ; machines à papier ; régulation de Ph ; échangeur de chaleur ; systèmes d'armes ; ... etc.

L'utilisation des systèmes de CA connaît aujourd'hui un essor certain, d'une part, à cause de leur complexité raisonnable et, d'autre part, à cause du développement des cartes à microprocesseurs pouvant servir de support pour leur mise en œuvre. En ce qui concerne la rentabilité, les éléments suivants sont à prendre en compte Amélioration de la qualité des produits, augmentation de la production, économie d'énergie, espacement des arrêts d'entretien et détection précoce des anomalies.

II.3.2. Pourquoi la commande adaptative

Dans de nombreuses situations, la commande adaptative s'avère utile, parmi ces situations, nous citons [22] :

- Les changements dans la fonction de transfert du système, dans son ordre ou en valeurs de quelques paramètres dus aux variations de l'environnement.
- Les bruits de stochastiques.
- Les changements dans la nature de données.
- La propagation des bruits le long d'une chaîne de processus d'unité.
- Le comportement non linéaire comme dans le cas de réactions des complexes chimiques ou biochimiques.

Un temps mort appréciable.

II.3.3. Principe de la commande adaptative

La commande adaptative est un ensemble de techniques permettant un ajustement automatique en temps réel des paramètres des régulateurs des boucles de commandes afin de réaliser ou maintenir un niveau de performance désiré lorsque les paramètres du processus sont inconnus et/ou varient dans le temps.

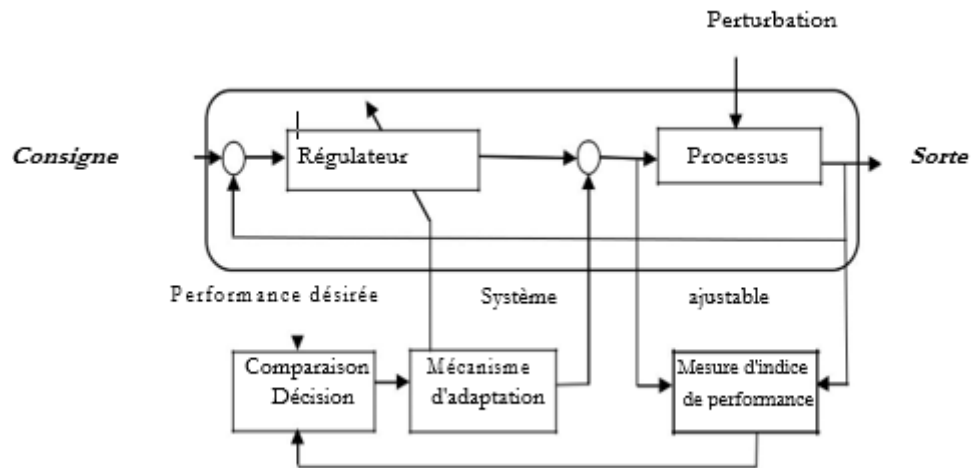


Figure. II.1 : Principe des systèmes de commande adaptative.

II.3.4. Différentes techniques de commande adaptative

Deux approches principales ont été établies pour palier ces contraintes :

1. la commande adaptative à modèle de référence (model reference adaptive control MRAC).
2. la commande auto-ajustable (self-tuning control: STC).

La différence entre ces deux modes réside dans le mode d'ajustement des paramètres du régulateur.

Pour la commande adaptative à modèle de référence, cet ajustement a une seule étape (méthode directe) : il est possible d'ajuster directement en boucle fermée les paramètres du régulateur.

Pour la commande auto-ajustable, l'ajustement se fait en deux étapes (méthode indirecte) : la reconstitution du régulateur passe par l'identification en boucle fermée des paramètres inconnus du système [23].

II.4. Système de commande adaptative

Un système de commande adaptative mesure un certain indice de performance du système de commande, et à partir de l'écart entre l'indice de performance désiré et l'indice de performance mesuré, le mécanisme d'adaptation modifie les paramètres du système ajustable. On génère des signaux de commande auxiliaire, afin de maintenir l'indice de performance du système dans le voisinage des valeurs désirées.

On note que les systèmes de commande adaptative, même s'il s'agit de la commande d'un système linéaire à paramètre inconnus, sont des systèmes non linéaires car les paramètres du régulateur dépendent des variables ou des procédés à travers les mécanismes d'adaptation. Ceci explique les difficultés d'analyse et de synthèse de tels systèmes

II.4.1. Commande adaptative directe et indirecte

Deux approches principales existent pour la commande adaptative (des processus à paramètres inconnues ou variable dans le temps) :

- α) **La commande adaptative directe** : dont laquelle les paramètres du régulateur sont ajustés directement et en temps réel à partir d'une comparaison entre les performances réelles et performance désirée (c'est le cas en particulier de la commande adaptative à modèle de référence (Model Reference Adaptive Control "MRAC").

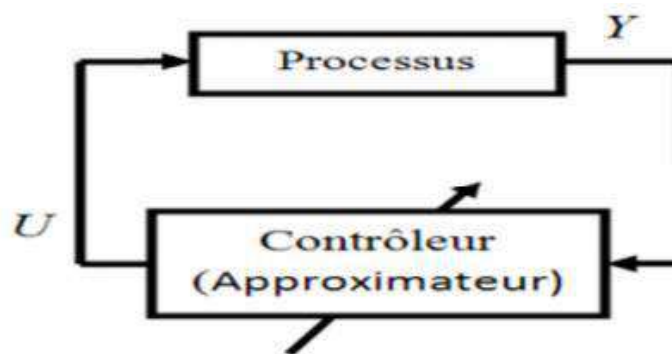


Figure (II.2) : Commande adaptative directe

- a) **La commande adaptative indirecte** : qui suppose une estimation des paramètres du processus par une procédure d'identification (c'est le cas des régulateurs auto-ajustables (self-tuning control "STC")) [24]:

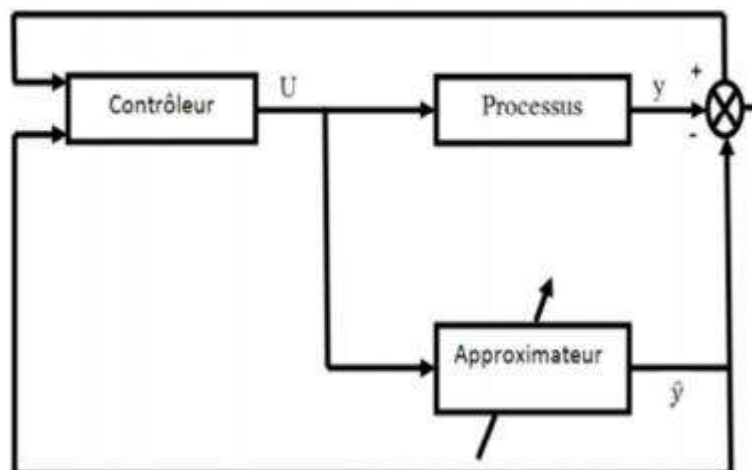


Figure (II.3) : Commande adaptative indirecte.

II.4.2. La différence entre MRAC et STC

Le problème de la commande adaptative avec modèle de référence (MRAC) est de déterminer le mécanisme d'ajustement (MA) pour qu'un système stable qui mène l'erreur à zéro soit obtenu la différence entre le (MRAC) et le (STC) (système de commande auto ajustable ou auto réglable) réside dans le mode d'ajustement des paramètres du régulateur.

Pour STC, l'ajustement se fait en deux étapes, utilisant d'algorithmes explicite ou indirect la reconstruction du régulateur passe par l'identification en boucle fermée du paramètre inconnu du système, puis par l'adaptation de ces paramètres.

Pour MRAC, l'ajustement se fait en une seule étape. Il est possible d'ajuster les paramètres de régulateur directement en boucle fermée, utilisant des méthodes directes ou implicites.

II.4.3. Structure du MR et du SA

Il y a plusieurs structures de modèles de référence MR et du système à adapter SA dépendant de la position relative et de la structure du MR et de SA, aussi bien de la manière dont l'erreur générée est formée. Les trois structures communes sont : parallèle, série et série-parallèle.

II.5. Commande adaptative basée sur Lyapunov

L'idée principale de l'utilisation de la fonction de Lyapunov dans la commande adaptative, consiste à calculer une loi de commande et une loi de mise à jour des paramètres, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction, définie positive et bien choisie, est non positive. L'approche consiste donc à trouver un triplé (fonction de Lyapunov, loi de commande, loi d'adaptation) (Figure II.4) qui répond aux spécifications. Les tâches s'effectuent simultanément, et la dynamique de l'estimation est prise en compte et/ou maîtrisée, afin d'éviter tout effet destructeur. C'est grâce à cette propriété que ce type de méthodes présente un intérêt pour la commande des systèmes non linéaires.

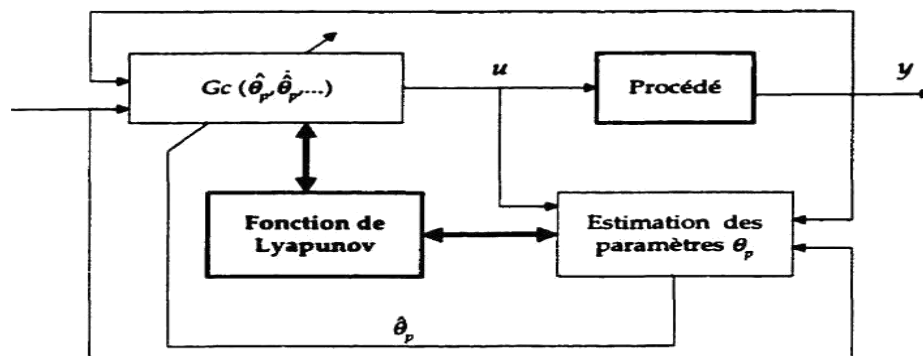


Figure (II.4) : Commande adaptative basée sur Lyapunov.

II.5.1. Méthodes d'analyse de la stabilité des systèmes non linéaires

L'étude de la stabilité des systèmes non linéaires est très complexe. L'approche de Lyapunov est l'approche la plus utilisée pour étudier ce problème. Cette approche a été introduite au 19^{ième} siècle par le mathématicien russe Alexandre Mikhailovich Lyapunov dans son travail intitulé, « The general problem of the motion stability ».

On distingue deux méthodes de Lyapunov pour l'analyse de la stabilité : La méthode de linéarisation et la méthode directe. La première concerne la stabilité locale autour d'un point d'équilibre. Par contre, la deuxième détermine la stabilité des systèmes en construisant une fonction scalaire des états du système dont on examinera la variation temporelle. Par la suite on s'intéressera par la méthode directe de Lyapunov [25].

II.5.2. Théorème de Lyapunov

La méthode directe de Lyapunov (ou la méthode des fonctions de Lyapunov) est dérivée du critère énergétique de stabilité. En appliquant ce critère indépendamment du concept d'énergie, on remplace alors l'énergie du système par une fonction de Lyapunov qui est définie positive (comme l'énergie).

Soit le système autonome :

$$\dot{x} = f(x) \quad (\text{II.1})$$

Ce système aura un point d'équilibre $x_e = 0$, globalement asymptotiquement stable, s'il existe une fonction scalaire $V(x)$ continue avec une dérivée partielle par rapport au temps $\dot{V}(x)$ continue ayant les propriétés suivantes :

1. $V(0) = 0$
2. $V(x) > 0, \forall x \neq 0$ (radialement non linéaire)
3. $\lim_{x \rightarrow \infty} V(x) = \infty$
4. $\dot{V} < 0, \forall x \neq 0$.

Principe

Il s'agit, pour un système scalaire, d'utiliser la fonction de Lyapunov pour calculer une loi de commande et une dynamique d'adaptation qui assurent la stabilité, en présence d'incertitude décrit par l'équation [26] :

$$\dot{x} = u + \varphi(x)^T \theta \quad (\text{II.2})$$

où θ est un vecteur de paramètres constants et inconnus. On désire trouver la loi de commande $u(x, \theta)$ qui assure la stabilité de l'origine du système (II.2). Pour ce faire on prend comme fonction de Lyapunov (fcl), la forme quadratique

$$v_1(x) = \frac{1}{2}x^2 \quad (\text{II.3})$$

Qui est définie positive. Sa dérivée, évaluée le long de la solution de (II.02), s'écrit

$$\dot{v}_1 = x\dot{x} = x[u + \varphi(x)^T \theta]$$

Le choix de la loi de commande

$$u(x, \theta) = \varphi(x)^T \theta - k_1 x \quad (\text{II.4})$$

où $k_1 > 0$: permet de rendre négative. En effet, avec un tel choix, on a

$$\dot{v}_1 = -k_1 x^2 \leq 0$$

Deux cas se présentent alors :

- * θ est connu : la loi de commande (II.4) peut être réalisée, ce qui permet de stabiliser l'origine du système. L'objectif du design est ainsi atteint.
- * θ est inconnu : le contrôleur décrit par (II.4) ne peut être réalisé. On se propose de le remplacer par son équivalent (basé sur le principe de l'équivalence certaine), où, au lieu de θ , on utilise son estimé $\hat{\theta}$ dans (II.5)

$$u = -\varphi(x)^T \hat{\theta} - k_1 x \quad (\text{II.5})$$

Non remplaçons (II.5) dans (II.2), on obtient

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

où, $\tilde{\theta}$ représente l'erreur d'estimation ($\theta - \hat{\theta}$). La dérivée de la fonction donnée par (II.3) s'écrit avec ces choix.

$$\dot{v}_1 = x[-k_1 x + \varphi(x)^T \tilde{\theta}] = -k_1 x^2 + x\varphi(x)^T \tilde{\theta}$$

Étant donné que l'expression contient le terme inconnu $\tilde{\theta}$ son signe est indéfini. Et aucune conclusion ne peut être tirée quant à la stabilité du système. Afin d'en savoir plus sur cette stabilité, on construit un contrôleur dynamique, en augmentant (II.5) d'une loi de mise à jour pour l'estimé de $\hat{\theta}$. Un bon choix de cette loi, qui doit assurer la stabilité de l'ensemble, est à déterminer. On définit alors une nouvelle fonction Lyapunov en ajoutant, à la fonction initiale donnée par (II.3), un terme quadratique en l'erreur d'estimation $\tilde{\theta}$

$$v_2(x, \tilde{\theta}) = \frac{1}{2}x^2 + \frac{1}{2}\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}$$

où: Γ est une matrice (définie positive) qui représente le gain d'adaptation. La dérivée de cette fonction devient alors

$$\dot{v}_2 = x\dot{x} + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} = -k_1 x^2 + x\varphi x^T \tilde{\theta} + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} = -k_1 x^2 + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} [\theta + \tau]$$

où. $\tau = \Gamma x \varphi(x)$

La dérivée reste toujours indéfinie, mais cette fois, le degré de liberté, offert par le libre choix de la dynamique de mise à jour, permet de choisir cette dernière de façon à annuler le second terme de l'équation, on choisit :

$$\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\theta} = \tau \quad (\text{II.06})$$

On obtient

$$\dot{v}_2 = -k_1 x^2 \leq 0$$

Le système résultant est donné par (II. 2) avec la loi de commande (II.5), et la loi de mise à jour (II.6)

II.6. Méthodes d'obtention des lois d'adaptation

Parmi les méthodes utilisées pour la détermination des lois d'adaptation, on cite la méthode de Lyapunov et l'approche de descente du gradient

II.6.1. Approche du gradient

Cette approche est basée sur l'hypothèse que les paramètres du procédé changent d'une manière très lente par rapport aux autres variables dans le système. Cette approche ne fournit pas nécessairement un système stable en boucle fermée. Le mécanisme d'ajustement des paramètres est appelé règle du MIT.

Règle du MIT

Supposons que nous allons ajuster les paramètres du régulateur de telle sorte que l'erreur entre les sorties du procédé et du modèle de référence soit amenée à zéro. Soit e l'erreur de poursuite, θ le paramètre à ajuster et le critère d'optimisation suivant :

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (\text{II.7})$$

Par conséquent, pour que J soit petit il est raisonnable de changer les paramètres dans le sens négatif du gradient de J .

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} \\ \frac{d\theta}{dt} = -\gamma \cdot e \frac{\partial e}{\partial \theta} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

où $\gamma > 0$ représente la sensibilité du système, γ détermine la vitesse d'adaptation des paramètres. Le schéma de la Figure suivante représente le modèle 'erreur.

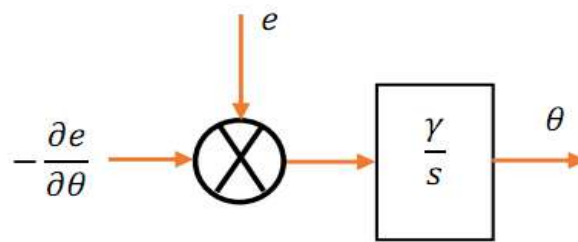


Figure (II.5) : Modèle d'erreur

Le choix du critère est arbitraire, si on pose :

$$J = |e| \quad \text{alors} \quad \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} \text{sign}(e) \quad (\text{II.9})$$

La règle de MIT est performante si le gain d'adaptation γ est petit, mais sa valeur peut dépendre de l'amplitude du signal de référence. Par conséquent, il n'est pas possible de donner à γ des bornes fixes qui assurent la stabilité globale du système. Ceci montre que la règle de MIT alors peut déstabiliser le système en boucle fermée. Il est possible d'obtenir des procédures modifiées du gradient dans lesquelles le taux d'ajustement ne dépend pas de l'amplitude du signal de commande, une possibilité est de faire une normalisation est de remplacer la règle de MIT par :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{e \frac{\partial e}{\partial \theta}}{\alpha + \left(\frac{\partial e}{\partial \theta}\right)^T \left(\frac{\partial e}{\partial \theta}\right)} \quad (\text{II.10})$$

Le paramètre $\alpha > 0$ a été introduit pour éviter une division possible par zéro. On peut aussi introduire une saturation pour garantir que le taux d'ajustement des paramètres soit toujours au-dessous de la limite donnée, donc la règle d'ajustement (II.10) est devenir comme suit :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \text{sat} \left[\frac{e \frac{\partial e}{\partial \theta}}{\alpha + \left(\frac{\partial e}{\partial \theta}\right)^T \left(\frac{\partial e}{\partial \theta}\right)} \beta \right] \quad (\text{II.11})$$

$$\text{où } \text{sat}(x, \beta) = \begin{cases} -\beta & x < -\beta \\ x & |x| \leq \beta \\ \beta & x > \beta \end{cases}$$

La méthode du gradient est basée sur la supposition que les paramètres θ changent plus lentement que les autres variables dans le système. Cette supposition, est essentielle pour le calcul des dérivées de la sensibilité qui sont nécessaires pour le mécanisme d'ajustement. En fait, l'approche du gradient ne donne pas nécessairement un système stable en boucle fermée, ce qui nous incite d'appliquer la théorie de la stabilité pour modifier le mécanisme d'ajustement.

II.7. Commande décentralisée

Avec la complexité croissante des systèmes commandés, les modèles scalaires sont, très vite, devenus incapables de fournir la précision suffisante garantissant le niveau élevé des performances, souvent exigé. Dans de telles situations, l'effet combiné des différents facteurs ne peut être confiné à une simple fonction de transfert, à une entrée et une sortie. Des modèles multivariables (m entrées - n sorties) sont alors à considérer.

Ces modèles reflètent mieux la réalité des procédés physiques, où interagissent plusieurs phénomènes simultanément.

Théoriquement, l'approche multivariable représente la solution idéale au problème de la commande des systèmes couplés (Morari & Zafiriou 1989. Skogestad & Postlethwaite 1996). L'élimination des effets nuisibles, causés par les termes d'interconnexion¹, assure les meilleures performances (possibles) en boucle fermée. La dimension des systèmes commandés reste, cependant, un handicap majeur. Le design et/ou la réalisation d'un contrôleur centralisé, pour des procédés couplés, peut s'avérer de taille, aussi bien en terme de complexité (du design) que de coût (de réalisation) (Datta & Ioannou 1992, Wen 1994). La commande des systèmes couplés (multivariables) s'inspire, souvent, directement de techniques scalaires. L'extension des ces dernières au cas multivariable, a été rendue possible par la généralisation des certains concepts de base, tels que les fonctions de transfert et l'introduction des normes. La représentation d'état a constitué un pas unificateur entre la commande scalaire et la commande multivariable [27].

II.7.1. Définition (Centralité)

Le contrôleur d'un procédé multivariable ($m \times n$) est dit centralisé (ou multivariable) si au moins deux de ses n sorties (commandes) s'échangent de l'information. Dans le cas contraire, il n'y a aucun échange d'information, on parle de contrôleur décentralisé.

Malgré la supériorité des performances (en boucle fermée) fournies par les contrôleurs multivariables, la commande décentralisée a suscité plus d'intérêt ces dernières années.

Cette (fausse) contradiction, trouve son explication dans des considérations d'ordre pratique. La fiabilité -notamment en termes de tolérance aux pannes-, la facilité d'implantation, ainsi que les faibles exigences en matière de calculs, sont quelques-unes parmi les nombreuses qualités qui ont contribué à la large popularité de la commande décentralisée dans le contrôle des procédés industriels. En plus, les problèmes d'évolution² sont plus facilement gérés dans un environnement décentralisé. Ce dernier offre l'avantage de garder le système fonctionnel, même si un ou plusieurs des contrôleurs locaux sont hors usage. Ainsi, certaines boucles peuvent être contrôlées manuellement (voire même, complètement, arrêtées), pendant que les autres continuent à être compensées automatiquement. Pour toutes ces raisons, seule l'approche décentralisée sera considérée par la suite.

Remarque (Centralité)

Il est important de rappeler que la notion de centralité fait référence à la manière dont sont réalisés les contrôleurs et non pas à la façon dont ils sont conçus. Cette dernière peut être aussi bien centralisée que décentralisée.

II.7.2. Principe

La recherche sur la commande décentralisée a été motivée par les problèmes que rencontrent les méthodes de contrôle conventionnelles, de nature centralisée, face aux systèmes dits à grande échelle (Large Scale Systems). De par son principe, qui restreint l'échange d'information entre les différents capteurs et actionneurs, l'approche décentralisée apporte une solution intéressante aux difficultés que pose la commande de tels systèmes. Dans une commande décentralisée, l'unique contrôleur multivariable (centralisé) est remplacé par un ensemble de contrôleurs (locaux) scalaires, dont le design est (relativement) plus facile à réaliser. Chaque contrôleur local se base, dans le calcul de sa commande, sur l'information qui lui est fournie par son (ou ses) capteur(s) ; aucun échange d'information n'est permis entre les contrôleurs. Chacun de ces derniers possède ses propres critères de performances, indépendamment des autres.

Toutes les solutions présentées dans la littérature considèrent les sous-systèmes S , comme des entités indépendantes, dont les modèles nominaux (scalaires) sont affectés par des perturbations (les interconnexions). Dans cet esprit, la conception d'un contrôleur décentralisé est perçue comme l'agencement d'une batterie de contrôleurs scalaires, conçus séparément et modifiés au

besoin pour garantir certaines performances. Par la suite, les performances du système global sont analysées et d'éventuelles modifications (robustifications) sont apportées aux contrôleurs afin de satisfaire les exigences globales, et surtout contrecarrer la présence des interactions. Dans ce contexte, le design est effectué suivant des critères de robustesse qui mènent à des conditions de "bon fonctionnement", souvent, très conservatrices. Les fonctions de couplage sont alors contraintes à être stables et faibles en module (Ioannou 1986). L'analyse des structures décentralisées, ainsi obtenues, découlent directement de celle de la commande robuste des systèmes scalaires présentant des incertitudes paramétriques (Ioannou 1986, Ioannou & Sun 1996).

Remarque (Décentralité du design)

Cette approche, justifiable dans le cadre de la commande des systèmes à grande échelle, paraît inappropriée pour des systèmes de faible dimension, en l'occurrence les systèmes 2x2 considérés ici (Figure (II.6)). On impose une décentralité, non indispensable, à la procédure de design, qui élimine systématiquement toutes les méthodes (de design) centralisées. Ces dernières peuvent, dans certains cas et sous certaines conditions [28], fournir des lois de commande, dont la réalisation ne nécessite aucun échange d'information entre les régulateurs [29].

Dans un contexte non adaptatif, la mauvaise identifiabilité des systèmes couplés, causée principalement par leur complexité, explique, en partie, le manque de résultats constaté. C'est pourquoi, l'approche adaptative présente, pour ces systèmes, une solution particulièrement attrayante. Avec une telle méthode, les interactions, mal connues, sont automatiquement prises en compte.

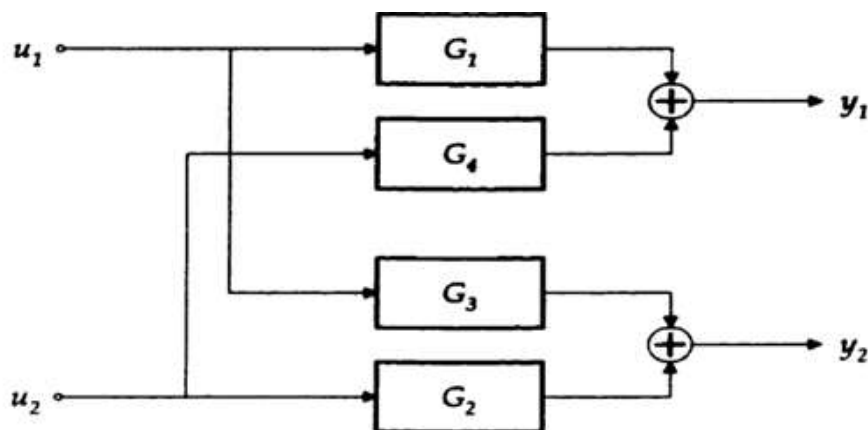


Figure (II.6) : Procédé à deux entrées et deux sorties

II.8. Commande adaptative décentralisée

Les premières solutions, proposées (Borisson 1979, Koivo 1980) pour répondre aux problèmes de la commande adaptative des systèmes couplés, furent des tentatives d'extensions quasi directes des méthodes monovariables. Depuis, plusieurs études ont montré que cette extension (directe) est loin d'être simple. Ceci s'explique surtout par les difficultés que posent la généralisation, au cas multivariable, de certains concepts de base de la commande monovariable.

Jusqu'à très récemment, les méthodes proposées pour résoudre le problème de la commande adaptative décentralisée des systèmes couplés, se basaient toutes (ou presque) sur le principe de l'équivalence certaine. Les approches développées dans cette direction s'inspiraient, principalement et directement, de la commande adaptative scalaire.

Il a été, cependant, montré que la présence des erreurs de modélisation (mauvaise structure et/ou incertitudes sur les paramètres), ou même de faibles perturbations, peut rendre instable la plupart des structures adaptatives "classiques" (Egardt 1979. Ioannou & Kokotovic 1983. 1984). Étant donné que dans un environnement décentralisé, les effets des autres boucles sont perçus comme des perturbations, l'application directe des techniques adaptatives centralisées ne garantit, en aucun cas, le bon fonctionnement d'une structure décentralisée les utilisant. Dans de telles situations, certaines précautions sont à prendre et des techniques plus élaborées sont à considérer.

II.9. La commande adaptative floue

La terminologie « commande adaptative » désigne l'ensemble de méthodes permettant l'ajustement automatique en temps réel des paramètres des régulateur mis en œuvre dans une boucle de commande a fin de réaliser ou de maintenir un niveau de performances désirée lorsque le processus contrôlé n'est pas trop bien connue ou ayant une non linéarité significative ou des paramètres variant dans le temps.

Bien que chaque contrôleur est adaptatif dans le sens qu'il change sa sortie à chaque fois que l'erreur change, la vraie commande adaptative est lorsque le contrôleur adapte non seulement sa sortie mais aussi sa stratégie de contrôle, c'est-à-dire qu'il peut régler ces propres paramètres ou d'une autre manière sa loi de commande pour s'adapter aux changements du comportement du processus [30].

II.9.1. Commande adaptative floue directe

La loi de commande est directement approximée par un ou plusieurs systèmes adaptatifs flous. La structure de cette commande est montrée sur la figure (II.7)

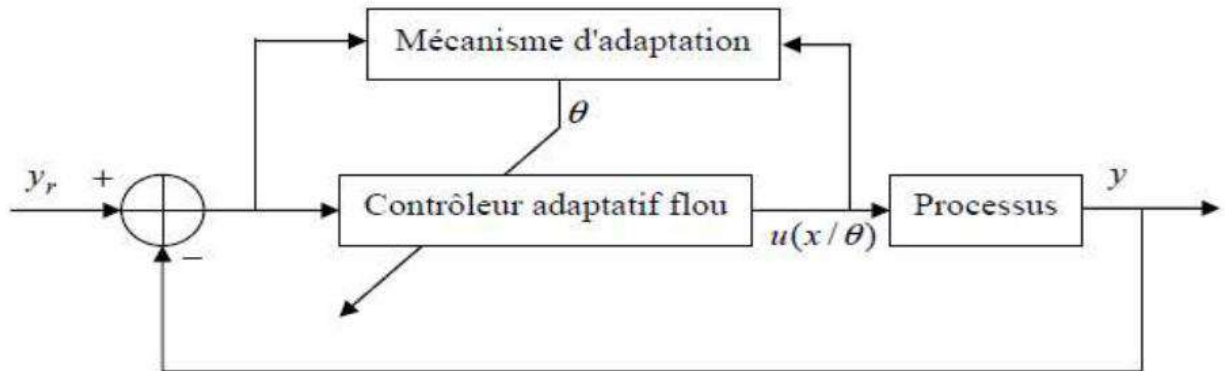


Figure (II.7) : La commande adaptative floue directe

II.9.2. Commande adaptative floue indirecte

Dans cette méthode on approxime d'abord le modèle du processus par des systèmes adaptatifs flous puis on synthétise la loi de commande à partir du modèle approximé. La figure (II.8) montre la structure de la commande adaptative floue indirecte.

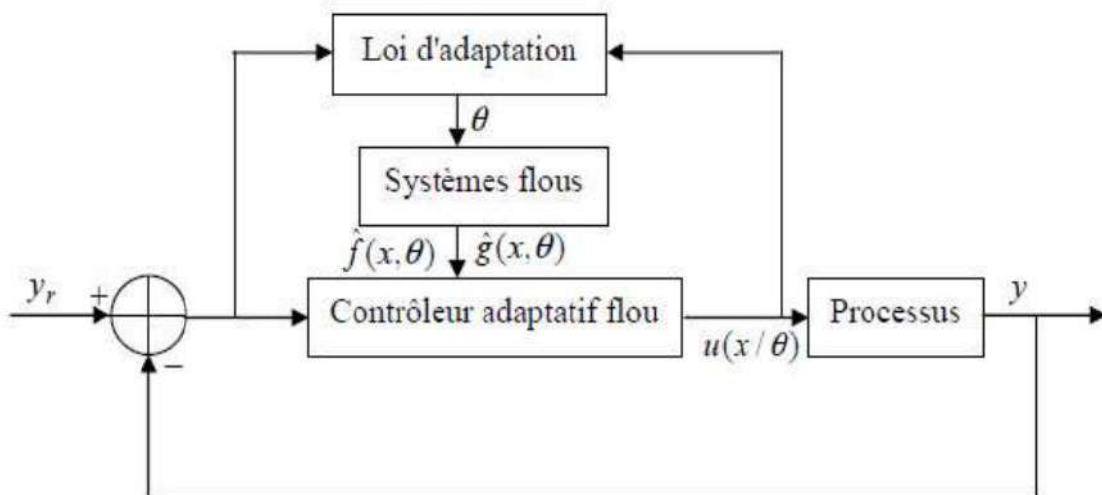


Figure (II.8) : La commande adaptative floue indirecte

II.10. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à quelques rappels sur les systèmes non linéaires, la commande adaptative floue et ses types, directe et indirecte et la commande adaptative décentralisée basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov.

Chapitre III:

***Commande adaptative floue
décentralisée***

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous proposons une approche de commande adaptative indirecte décentralisée pour une classe de systèmes non linéaires interconnectés en utilisant les systèmes flous. Contrairement aux travaux de [12, 15, 18-20], où la loi d'adaptation des paramètres libres des systèmes flous est sélectionnée pour assurer la décroissance d'une fonction candidate de Lyapunov, dans ce travail, la loi d'adaptation est sélectionnée pour minimiser par la méthode du gradient un critère quadratique exprimant, pour chaque sous-système, l'erreur entre les non-linéarités inconnues et leurs approximations floues. La stabilité du système global est étudiée par une approche de type Lyapunov.

III.2. Position du problème

Considérons la classe des systèmes non linéaires interconnectés composé de N sous-systèmes non linéaires Σ_i , $i = 1, \dots, N$, de la forme :

$$\Sigma_i \begin{cases} \dot{x}_{i1} = x_{i2}, \dot{x}_{i2} = x_{i3}, \dots, \dot{x}_{in_i-1} = x_{in_i} \\ x_{in_i} = f_i(X) + g_i(x)u_i \\ y_i = x_{i1} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

où, encore

$$y_i^{(ni)} = f_i(X) + g_i(x)u_i \quad (\text{III.2})$$

Avec $x_i = [x_{i1}, \dots, x_{in_i}]^T \in \mathbf{R}$ est le vecteur d'état du sous système Σ_i supposé mesurable, $X = [x_1^T, \dots, x_N^T]$ le vecteur d'état des système entier, $u_i \in \mathbf{R}$ est l'entrée de commande, $y_i \in \mathbf{R}$ est la sortie, $f_i(X)$ et $g_i(x)$ sont des fonctions non linéaires continues supposées incertaines. Il est à noter que $f_i(X)$ regroupe les effets des interconnexions entre le sous-système Σ_i et les autres sous-systèmes.

Chaque gain de commande $g_i(x)$ est supposé non nul, borné et de signe connu pour tout x_i . Sans perte de généralité, on peut donc supposer $g_i(x) > 0$. Notons que le résultat de ce papier peut être facilement adapté au cas $g_i(x) < 0$.

L'objectif est la synthèse des lois de commande adaptatives utilisant les systèmes flous pour chaque sous système et, ceci, en utilisant uniquement les informations locales (variables d'état locales) propres à chaque sous système, de telle sorte que chaque sortie $y_i(t)$ suive, le plus près possible, une trajectoire de référence continue et bornée prédéfinie $y_{di}(t)$ tout en garantissant la bornitude de tous les signaux du système.

Pour chaque sous-système, on définit l'erreur de poursuite par :

$$e_i(t) = y_{di}(t) - y_i(t) \quad (III.3)$$

et la surface d'erreur

$$s_i(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_i \right)^{n_i-1} e_i(t), \quad \lambda_i > 0 \quad (III.4)$$

L'égalité $s_i(t)=0$ est une équation différentielle qui possède la solution $e_i(t)=0$.

La dérivée temporelle de la surface d'erreur (III.4) est donnée par :

$$\dot{s}_i = v_i - f_i(\mathbf{X}) - g_i(\mathbf{x}_i)u_i \quad (III.5)$$

Avac

$$v_i = y_{di}^{(n_i)} + \beta_{i,n_i-1} e_i^{(n_i-1)} + \dots + \beta_{i,2} \ddot{e}_i + \beta_{i,1} \dot{e}_i \quad \text{et} \quad \beta_{i,j} = C_{n_i-1}^{j-1}$$

Si on suppose que pour chaque sous-système, les fonctions non linéaires $f_i(\mathbf{X})$ et $g_i(\mathbf{x}_i)$ sont parfaitement connues, alors la loi de commande suivante assure les objectifs de commande :

$$u_i = \frac{1}{g_i(\mathbf{x}_i)} (v_i - f_i(\mathbf{X}) - k_i s_i + \kappa_i \tanh(s_i/\epsilon_0)) \quad (III.6)$$

avec k_i , κ_i et ϵ_0 sont des paramètres positifs spécifiés par l'utilisateur.

Effectivement, considérons la fonction candidate suivante :

$$V_i = 0,5 s_i^2 \quad (III.7)$$

Par dérivation de (III.7) et en utilisant (III.5) et (III.6), on trouve

$$\dot{V}_i = -k_i s_i^2 - \kappa_i s_i \tanh(s_i/\epsilon_0) \quad (III.8)$$

Ceci implique la convergence vers zéro des erreurs $s_i(t)$, et par conséquent de $e_i(t)$ [25].

Dans cette étude, les fonctions non linéaires $f_i(\mathbf{X})$ et $g_i(\mathbf{x}_i)$ sont supposées incertaines. De ce fait, l'implantation de la loi de commande (III.6) est impossible. Notre but consiste alors à approcher les non-linéarités inconnues par des systèmes flous. Il est à noter que les systèmes flous qui seront utilisés pour approcher les non-linéarités de chaque sous-système \sum_i utilisent seulement les informations locales propres à ce sous-système, même si les non-linéarités $f_i(\mathbf{X})$ dépendent des variables d'état des autres sous-systèmes.

III.3. Description du système flou

Le système flou, qui est un système flou multi entrées mono sortie de type Takagi-Sugeno permet de représenter une relation non linéaire entre un ensemble d'entrée $z=[z_1, \dots, z_m]^T \in U \subseteq \mathbb{R}^m$ avec $U=U_1 * \dots * U_m$ avec et une sortie $y_f \in \mathbb{R}$. Si on définit M_i ensemble flou, F_i^j , $j=1, \dots, M_i$, pour chaque entrée z_i , le système flou sera constitué d'une ensemble de règle floue de la forme [19].

Si z_i est G_1^k etet z_m est G_m^k

Alors $y_f = y_f^k$ ($k=1, \dots, P$) (III.9)

Avec $G_i^k \in \{F_i^1, \dots, F_i^{M_i}\}$ est une constante réelle associée à la partie conclusion de la $k^{\text{ème}}$ règle, et P le nombre total des règles. Le poids suivant est affecté à chaque règle

$$\mu_k(z) = \prod_{i=1}^m \mu_{G_i^k}(z) \mu_{G_i^k}(z), \quad \mu_{G_i^k} \in \{\mu_{F_i^1}, \dots, \mu_{F_i^{M_i}}\}$$

avec $\mu_{F_i^j}(z_i)$ est la fonction d'appartenance associée à l'ensemble flou F_i^j . La sortie est obtenue par défuzzification barycentrique [19] :

$$y_f(z) = \frac{\sum_{k=1}^p \mu_k(z) y_f^k}{\sum_{k=1}^p \mu_k(z)} \quad (III.10)$$

En introduisant la notion de fonctions floues de base [22], la sortie (III.10) peut être écrite sous la forme compacte suivante :

$$y_f(z) = w^T(z) \theta \quad (III.11)$$

avec $\theta = [y_f^1, \dots, y_f^p]^T$ est le vecteur des paramètres ajustés, et $w(z) = [w_1(z), \dots, w_p(z)]^T$ est le vecteur des fonctions floues de base dont chacune des composantes est donnée par :

$$w_k(z) = \mu_k(z) / \sum_{j=1}^p \mu_j(z), \quad k=1, \dots, p$$

Les fonctions floues de base sont construites de telle sorte que :

$$\sum_{j=1}^p \mu_j(z) \neq 0, \quad \forall z \in U$$

Le système flou (III.11) est un approximateur universel de fonctions continues sur un ensemble compact si ses paramètres sont convenablement choisis [19].

III.4. Commande adaptative floue décentralisée

Dans cette section, les systèmes flous sont utilisés pour approcher les fonctions inconnues $f_i(\mathbf{X})$ et $g_i(\mathbf{x}_i)$. Ces approximations servent de base à l'obtention de la loi de commande adaptative. On pose :

$$\widehat{f}_i(\mathbf{x}_i) = w_{f_i}^T(\mathbf{x}_i) \theta_{f_i} \quad (\text{III.12})$$

$$\widehat{g}_i(\mathbf{x}_i) = w_{g_i}^T(\mathbf{x}_i) \theta_{g_i} \quad (\text{III.13})$$

Avec θ_{f_i} et θ_{g_i} les vecteurs des paramètres ajustés, $w_{f_i}(\mathbf{x}_i)$ et $w_{g_i}(\mathbf{x}_i)$ des vecteurs de fonctions floues de base supposés convenablement choisis par l'utilisateur.

Les valeurs optimales recherchées pour θ_{f_i} et θ_{g_i} sont respectivement les vecteurs constants $\theta_{f_i}^*$ et $\theta_{g_i}^*$. Ces derniers vérifient :

$$f_i(\mathbf{X}) = w_{f_i}^T(\mathbf{x}_i) \theta_{f_i}^* + \delta_{f_i}(\mathbf{X}) \quad (\text{III.14})$$

$$g_i(\mathbf{x}_i) = w_{g_i}^T(\mathbf{x}_i) \theta_{g_i}^* + \delta_{g_i}(\mathbf{x}_i) \quad (\text{III.15})$$

où $\delta_{f_i}(\mathbf{X})$ et $\delta_{g_i}(\mathbf{x}_i)$ sont les erreurs d'approximation minimales réalisables par les systèmes flous utilisés.

Pour atteindre les objectifs de commande, la loi de commande suivante est proposée

$$u_i = \frac{1}{g_i(\mathbf{x}_i)} (v_i - f_i(\mathbf{X}) - k_i s_i + \kappa_i \tanh(s_i/\varepsilon_0)) \quad (\text{III.16})$$

En remplaçant (16) dans (5) il vient

$$\dot{s}_i = -k_i s_i + \kappa_i \tanh(s_i/\varepsilon_0) - (f_i(\mathbf{X}) - \widehat{f}_i(\mathbf{x}_i)) - (g_i(\mathbf{x}_i) - \widehat{g}_i(\mathbf{x}_i)) u_i \quad (\text{III.17})$$

A partir des équations (III.12) à (III.15), (III.17) peut être réécrite sous la forme

$$\dot{s}_i = -k_i s_i + \kappa_i \tanh(s_i/\varepsilon_0) - w_{f_i}^T(\mathbf{x}_i) \tilde{\theta}_{f_i} - w_{g_i}^T(\mathbf{x}_i) \tilde{\theta}_{g_i} u_i - \Delta(\mathbf{X}, u_i) \quad (\text{III.18})$$

avec

$$\Delta(\mathbf{X}, u_i) = \delta_{g_i}(\mathbf{x}_i) + \delta_{f_i}(\mathbf{X}) \quad (\text{III.19})$$

Et $\tilde{\theta}_{f_i} = \theta_{f_i}^* - \theta_{f_i}$, $\tilde{\theta}_{g_i} = \theta_{g_i}^* - \theta_{g_i}$ les vecteurs des erreurs paramétriques.

Posons

$$\varphi = [w_{f_i}^T(\mathbf{x}_i) \quad w_{g_i}^T(\mathbf{x}_i) u_i] \quad , \quad \theta_i = [\theta_{f_i}^T \quad \theta_{g_i}^T]^T \quad \text{et} \quad \theta_i^* = [\theta_{f_i}^{*T} \quad \theta_{g_i}^{*T}]^T$$

Alors, (III.17) devient

$$\dot{s}_i = -k_i s_i + \kappa_i \tanh(s_i/\varepsilon_0) - \varphi_i^T \tilde{\theta}_i - \Delta(X, u_i) \quad (III.20)$$

Pour la mise à jour des paramètres θ_i , la loi d'adaptation suivante est adoptée

$$\dot{\theta}_i(t) = -\varphi_i \eta (\dot{s}_i - k_i s_i + \kappa_i \tanh(s_i/\varepsilon_0)) \quad (III.21)$$

Cette loi d'adaptation est choisie pour minimiser l'erreur d'identification E_i définie par

$$E_i = (f_i(X) - \hat{f}_i(x_i)) - (g_i(x_i) - \hat{g}_i(x)) u_i \quad (III.22)$$

Par une méthode de type gradient minimisant le critère quadratique $J_i = 0,5 E_i^2$ [20].

Remarque 1 : Il est à noter que dans les lois d'adaptation (III.21), s_i n'est pas disponible. Dans ce cas, \dot{s}_i est approchée par :

$$\dot{s}_i(t) \approx (s(t) - s(t-h)) / h, \text{ où } h \text{ est un petit pas de temps.}$$

Pour étudier la stabilité du système global, nous considérons la fonction candidate suivante :

$$V = \sum_{i=1}^N V_i \quad (III.23)$$

avec

$$V_i = \frac{1}{2} s_i^2 + \frac{1}{2\eta_i} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i \quad (III.24)$$

Par dérivation, on obtient

$$\dot{V}_i = s_i \dot{s}_i + \frac{1}{2\eta_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i \quad (III.25)$$

A partir de (III.17), (III.20), (III.21) et (III.22), l'équation (III.25) peut être écrite sous la forme :

$$\dot{V}_i = -k_i s_i^2 - \kappa_i s_i \tanh\left(\frac{s_i}{\varepsilon_0}\right) + s_i E_i - E_i (E_i - \Delta_i(X, u_i)) \quad (III.26)$$

En utilisant les inégalités suivantes :

$$|s_i E_i| \leq \frac{1}{2} s_i^2 + \frac{1}{2} E_i^2$$

$$|E_i (E_i - \Delta_i(X, u_i))| \leq \frac{1}{4} E_i^2 + \Delta_i^2(X, u_i)$$

L'équation (III.26) peut être bornée par :

$$\dot{V}_i \leq -(k_i - 0,5) s_i^2 - \kappa_i s_i \tanh\left(\frac{s_i}{\varepsilon_0}\right) - \frac{1}{4} E_i^2 + \Delta_i^2(X, u_i) \quad (III.27)$$

Nous supposons maintenant que le terme qui représente les erreurs d'approximation et les effets des interconnexions peut être majoré comme suit :

$$|(\Delta_i(x, u_i))| \leq \sqrt{\gamma_{i,0} + \sum_{j=1}^N \gamma_{i,j} |s_j^2|} \quad (III.28)$$

avec $\gamma_{i,0}, \dots, \gamma_{i,N}$ des constantes positives.

Utilisons (III.28) dans (III.27), il vient :

$$\dot{V}_i \leq -(k_i - 0,5)s_i^2 - \kappa_i s_i \tanh\left(\frac{s_i}{\varepsilon_0}\right) - \frac{1}{4}E_i^2 + \gamma_{i,0} + \sum_{j=1}^N \gamma_{i,j} |s_j^2| \quad (III.29)$$

D'après (III.29), la dérivée de (III.23) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V} = \dot{V} = \sum_{i=1}^N \dot{V}_i \leq \sum_{i=1}^N \left(-(k_i - 0,5)s_i^2 - \kappa_i s_i \tanh\left(\frac{s_i}{\varepsilon_0}\right) \right. \\ \left. - \frac{1}{4} \sum_{i=1}^N E_i^2 + \sum_{i=1}^N (\gamma_{i,0} + \sum_{j=1}^N \gamma_{i,j} |s_j^2|) \right) \end{aligned} \quad (III.30)$$

et qui peut être réarrangée comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq \sum_{i=1}^N \left(-(k_i - 0,5)s_i^2 - \kappa_i s_i \tanh(s_i / \varepsilon_0) \right) \\ - \frac{1}{4} \sum_{i=1}^N E_i^2 + \sum_{i=1}^N \gamma_{i,0} + \sum_{i=1}^N (\sum_{j=1}^N \gamma_{j,i}) s_i^2 \end{aligned} \quad (III.31)$$

on posent :

$$\gamma_0^* = \sum_{i=1}^N \gamma_{i,0} \text{ et } \gamma_i^* = \sum_{j=i}^N \gamma_{j,i}$$

l'équation (III.31) devient :

$$\dot{V} \leq \sum_{i=1}^N \left(-(K_i - \gamma_i^* - 0,5)S_i^2 - K_i s_i \tanh\left(\frac{s_i}{\varepsilon_0}\right) - \frac{1}{4}E_i^2 \right) + \gamma_0^* \quad (III.32)$$

Le choix de paramètre k_i tel que :

$$K_i \geq 0,5 + \gamma_i^* + k_0, k_0 > 0$$

Permet d'avoir :

$$\dot{V} \leq \sum_{i=1}^N k_0 S_i^2 - \sum_{i=1}^N k_i s_i \tanh\left(\frac{s_i}{\varepsilon_0}\right) - \frac{1}{4} \sum_{i=1}^N E_i^2 + \gamma_0^* \quad (III.33)$$

où encoure

$$\dot{V} \leq -k_0 \|S_i\|^2 - \frac{1}{4} \|E_i\|^2 - \sum_{i=1}^N k_i s_i \tanh\left(\frac{s_i}{\varepsilon_0}\right) + \gamma_0^* \quad (\text{III.34})$$

avec

$$S = [s_1 \dots s_N]^T \text{ et } E = [E_1 \dots E_N]^T.$$

Alors, la dérivée \dot{V} est négative si :

$$\|S_i\| \geq \sqrt{\frac{\gamma_0^*}{k_0}} \quad \text{où} \quad \|E_i\| \geq \sqrt{4\gamma_0^*} \quad (\text{III.35})$$

La fonction candidate V est définie positive et sa dérivée temporelle est une fonction définie **négative** à l'extérieur d'un ensemble compact. Selon la théorie de stabilité de Lyapunov [25], les signaux $s_i(t)$ sont bornés. Par déduction, les erreurs de poursuite, les états du système, et les signaux de commande sont tous bornés.

Remarque 2 : Dans la loi de commande (III.16), pour éviter le problème de singularité (division par zéro) lorsque $\hat{g}_i(x_i) > 0$, on peut utiliser un algorithme d'adaptation avec projection [19]. Ce type d'algorithme permet aussi de garantir la bornitude des paramètres estimés.

III.5. Résultats de simulation

Pour illustrer les performances de la méthode de commande proposée, nous considérons la commande en poursuite d'un système constitué de deux pendules inversés couplés par un ressort (**Figure (III.1)**). Le modèle dynamique de ce système est donné par [1] :

Sous-système Σ_1 :

$$\begin{cases} \dot{x}_{11} = x_{12} \\ \dot{x}_{12} = \left(\frac{m_1 g r}{J_1} - \frac{k r^2}{4 J_1}\right) \sin(x_{11}) + \frac{k r}{2 J_1} (l - b) + \frac{u_1}{J_1} + \frac{k r^2}{4 J_1} \sin(x_{21}) \end{cases}$$

Sous-système Σ_2 :

$$\begin{cases} \dot{x}_{21} = x_{22} \\ \dot{x}_{22} = \left(\frac{m_1 g r}{J_2} - \frac{k r^2}{4 J_2}\right) \sin(x_{21}) + \frac{k r}{2 J_2} (l - b) + \frac{u_2}{J_2} + \frac{k r^2}{4 J_2} \sin(x_{11}) \end{cases}$$

où u_1 et u_2 sont les couples de commande appliqués aux pendules, et les sorties sont les positions $x_{11}=q_1$ et $x_{21}=q_2$. Les paramètres du système sont : $m_1=2\text{kg}$ et $m_2=2.5\text{kg}$; les masses des

pendules, $J_1=0.5\text{kg/m}^2$ et $J_2 =0.625\text{kg/m}^2$ les moments d'inerties ; $k =100 \text{ N/m}$ la constante de rappel du ressort; $l=05\text{m}$, la longueur naturelle du ressort ; $r=0,5\text{m}$ la longueur du pendule ; $b=0,4\text{m}$ la distance entre les articulations.

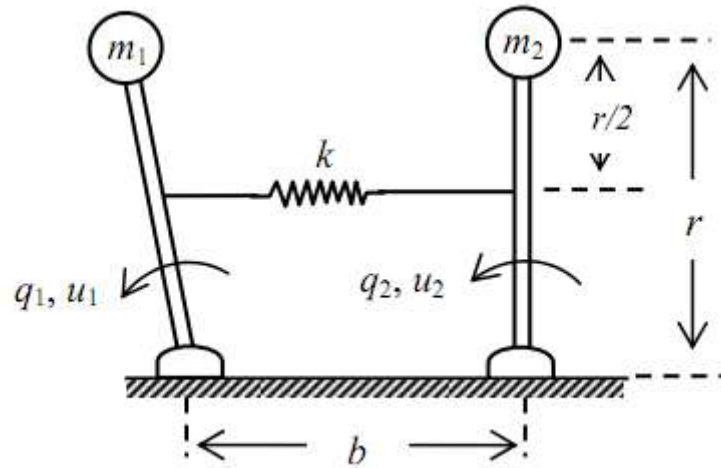


Figure (III.1) : Deux pendules inversés couplés par un ressort

Les trajectoires de référence choisies sont :

$$y_{d1}=0.5\cos(t) \quad \text{et} \quad y_{d2}=0.5\sin(t) .$$

Chaque pendule est considérée comme un sous-système. Etant donné que les fonctions non linéaires locales $f_i(\mathbf{X})$ et $g_i(x_i)$ de chaque sous-système sont supposées inconnues. Chaque fonction est approchée par un système flou à deux entrées. Pour chaque variable d'entrée on définit cinq fonctions d'appartenance telles que :

$$\mu_{F_{ij}^1} = \exp\{-(x_{ij} + 1,25)^2/0,18\}$$

$$\mu_{F_{ij}^2} = \exp\{-(x_{ij} + 0,625)^2/0,18\}$$

$$\mu_{F_{ij}^3} = \exp\{-(x_{ij}^2/0,18)\}$$

$$\mu_{F_{ij}^4} = \exp\{-(x_{ij} - 0,625)^2/0,18\}$$

$$\mu_{F_{ij}^5} = \exp\{-(x_{ij} - 1,25)^2/0,18\}, \quad i=1,2;j=1,2;$$

Avec $x_1 = [q_1 \quad \dot{q}_1]^T$, $x_2 = [q_2 \quad \dot{q}_2]^T$.

Notons que les fonctions d'appartenance sont choisies dans l'intervalle $[-1.25;1.25]$ en se basant sur le fait que les trajectoires désirées et leurs dérivées se trouve toujours dans l'intervalle $[-1;1]$.

Une combinaison satisfaisante des différents paramètres nécessaires à la synthèse de la loi de commande adaptative est la suivante : $\lambda_1=1.5$, $\lambda_2=3$, $k_1=5$, $k_2=5$, $\kappa_1=5$, $\kappa_2=5$, $\eta_1=1$, $\eta_2=1$ et $\varepsilon_0=0.1$.

Les conditions initiales choisies sont : $\dot{q}_1(0)=0$, $q_1(0)=0$, $\dot{q}_2(0)=0$, $q_2(0)=0$, $\theta_{f_1}(0)=0$, $\theta_{f_2}(0)=0$, $\theta_{g_1}(0)=0.5$, $\theta_{g_2}(0)=0.5$.

Les résultats de simulation de $x_{11} = q_1$ et $x_{12} = \dot{q}_1$ sont donnés Figure (III.2), et $x_{22} = \dot{q}_2$ et $x_{21} = q_2$ Figure (III.3), les signaux de commande sont montrés Figure (III.4). La Figure (III.5) présente les erreurs de position.

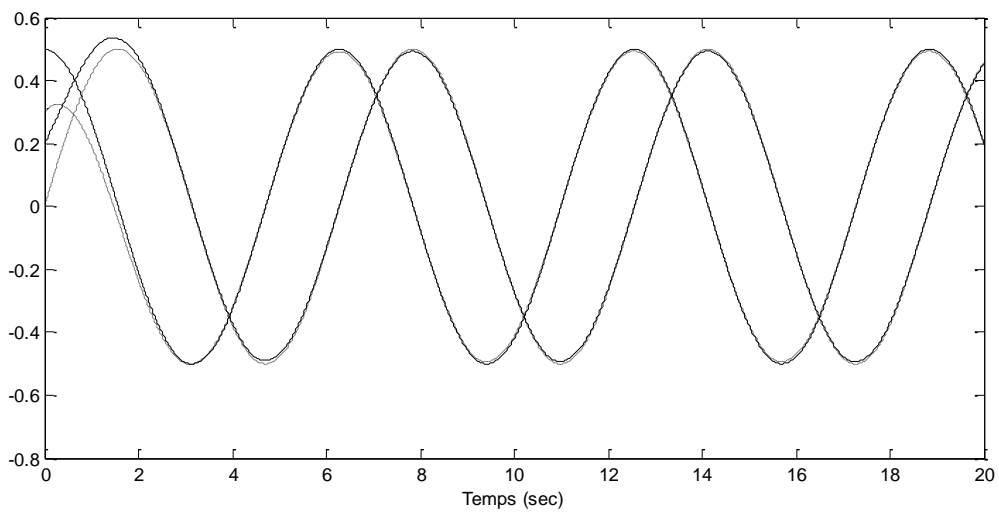


Figure (III.2) : Réponses du 1^{er} pendule ; sorties (traits continus), références (traits discontinus)

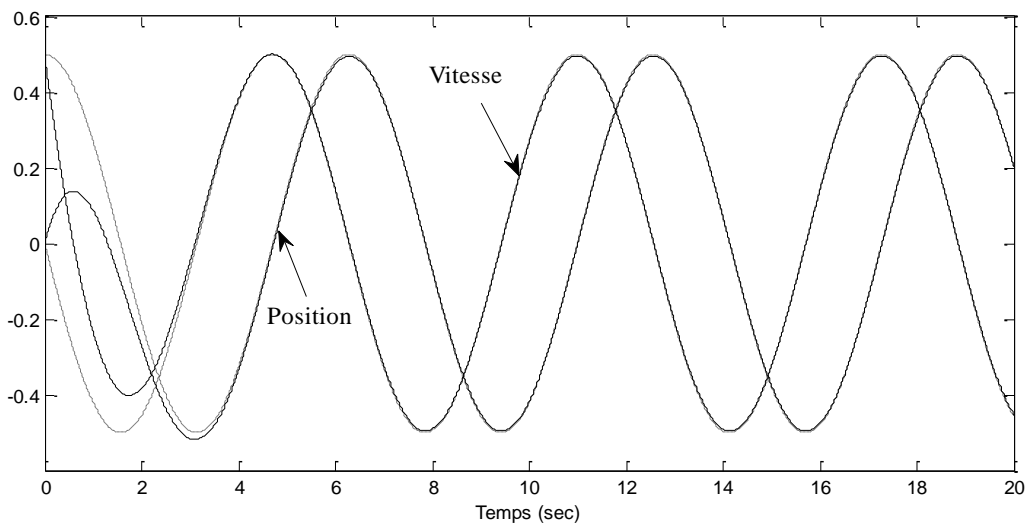


Figure (III.3) : Réponses du 2^{ème} pendule ; sorties (traits continus), références (traits discontinus).

On remarque que les trajectoires réelles convergent vers les trajectoires désirées et que les signaux de commande sont bornés. Donc le choix de commande (entrée) est bien défini pour les deux sous-système pondus couplés par un reseau (interconnexion)

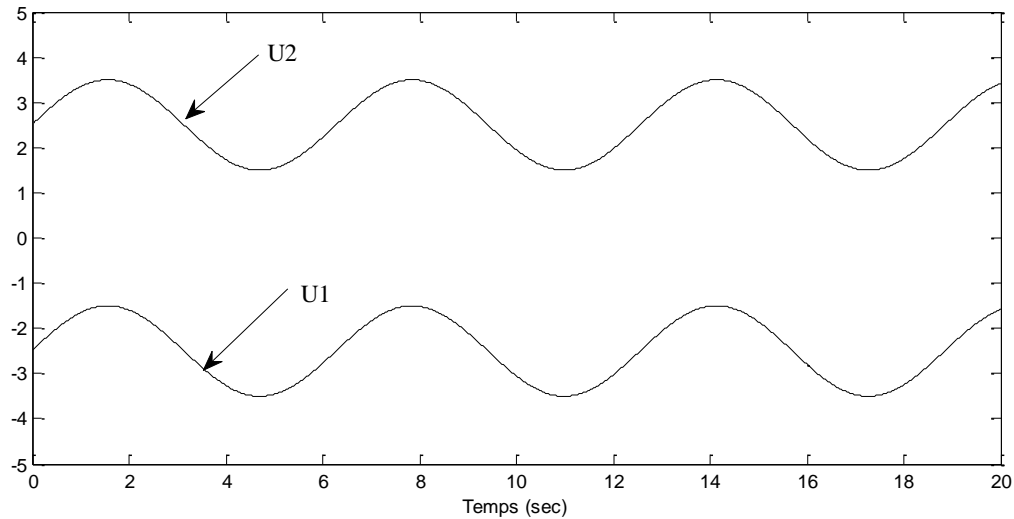


Figure (III.4) : Signaux de commande.

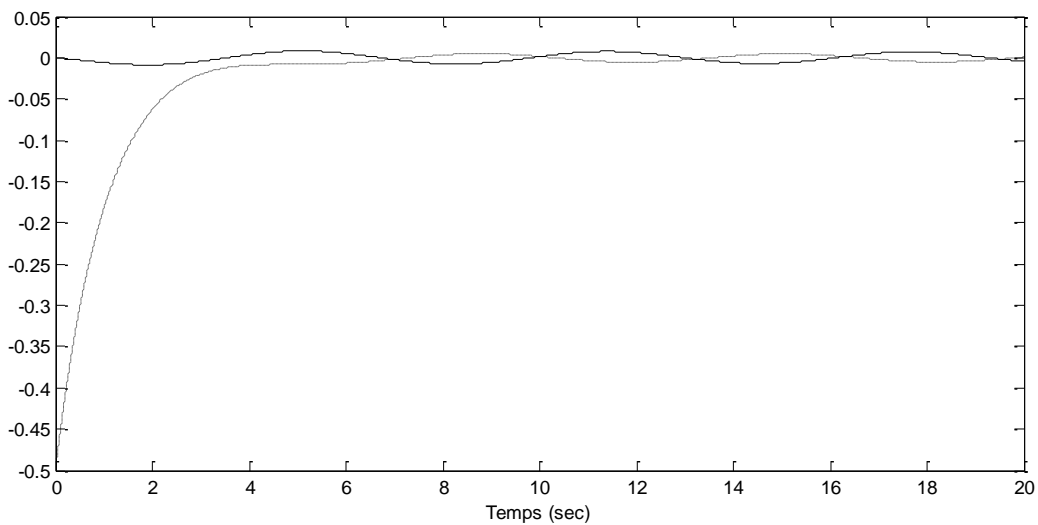


Figure (III.5) : Erreurs de position.

D'après les figures présentées ci-dessus, on remarque que les trajectoires réelles convergent vers les trajectoires désirées, et on voit bien aussi l'efficacité des lois de commande proposé. Nous estiment qu'ils sont encourageants pour l'application des nouvelles technique.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé la commande adaptative indirecte décentralisée pour une classe de systèmes non linéaires interconnectés incertains en utilisant les systèmes flous.

Cette approche repose sur l'identification en ligne des non-linéarités locales de chaque sous-système par des systèmes flous. Les paramètres réglables des systèmes flous utilisés sont ajustés par un algorithme de type gradient afin de minimiser l'erreur entre les non linéarités inconnues et les systèmes flous.

L'approche de commande proposée; moyennant certaines hypothèses, assure la convergence des erreurs de poursuite à un voisinage autour de zéro en dépit des interactions existantes entre les différents sous-systèmes. Les résultats de la simulation effectuée sur le modèle de deux pendules inversés couplés par un ressort montrent la faisabilité de l'approche développée.

Conclusion Général

Conclusion Général

Les travaux présentés dans ce mémoire ont pour objectif principal le développement de structures de commande adaptatives floues stables et décentralisées indirect, pour une classe des systèmes non linéaires incertaines.

Dans ce travail, l'objectif de commande est la résolution d'un problème de suivi de trajectoire.

Ce dernier est vu comme un problème de construction d'un système commande capable de forcer la sortie d'un système non linéaire à suivre une trajectoire de référence admissible. Afin de résoudre ce problème, dans ce cas nous obtenons une commande qui appliquée au système non linéaire, conduit à une convergence vers zéro de l'erreur de suivi de trajectoire.

Dans une première phase, est consacrée à l'étude de la logique floue, une logique qui permet de traiter mathématiquement des données incertaines, avec les différents modèles utilisés dans sa conception ainsi que le théorème de l'approximation floue.

Dans la deuxième phase, nous présentons les structures de la commande adaptative avec ses deux variantes, directe et indirecte, commande décentralisée et l'analyse de la stabilité en boucle fermée est étudiée en utilisant l'approche de Lyapunov.

Dans la troisième phase, il s'agit de développer une approche adaptative floue décentralisée pour une classe des systèmes non linéaires incertains est utilisé pour construire ce contrôleur.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de la structure de commande proposée en termes de performances de poursuite et de caractéristiques du signal de commande.

Référence Bibliographique

- [1] S. Labiod, "Contribution à la Commande Adaptative Décentralisée par système Floue d'une class de Systèmes Non Linéaires incertaines", Conférence, Ecole Nationale Polytechnique, May 2009.
 - [2] R. Boukezzoula, "Commande Floue d'une Classe de Systèmes Non Linéaires Application au problème de Suivi de Trajectoire", Thèse Doctorat, Université de Savoie, 2005.
 - [3] Web, M. Boukadoum, "Commande à la logique floue", 16 juin 2019.
 - [4] A. Kaufmann, "Introduction à la logique floue", Techniques de l'Ingénieur, traité Informatique industrielle", Aout 2001.
 - [5] Web, N. Douki, "Commande Floue Adaptative par Mode Glissant d'une Classe des Systèmes", mémoire de master, Univ-Ferhat Abbas Sétif, 06/2011.
 - [6] F. Eshbair, "Modélisation et commande d'un système multi-moteur par la technique de commande backstepping", Thèse de Doctorat, Université de Trois-Rivières, Québec, 2005.
 - [7] G. Debbache, "Contribution à la commande neuronale adaptative des systèmes non linéaires incertains", Thèse de doctorat, Univ-Constantine, 11/2011.
 - [8] A. Chemori, "Introduction à la commande adaptative", mémoire de master, Parie, Juin 2016.
 - [9] T. Amieur, M. Boumehrez, "Commande adaptative floue avec mode glissement des systèmes non linéaires, IEEE, Guelma, 2011.
 - [10] M. Salami, "Commande adaptative floue par mode glissant pour les systèmes non linéaires incertains via backstepping, Mémoire de Master, Univ-Ouargla, 2017.
 - [11] A. Chelihi, "Commande d'une classe des systèmes non linéaire par correcteur PID adaptatif", de Master, UNIV-Ouargla, 2018.
 - [12] D. Berramdane, "Evaluation du risque d'accident vasculaire cérébral à l'aide de la logique floue", Mémoire de magistère, Univ-Tlemcen, 2014.
 - [13] G. Huguenin, "Logique floue", CH-2610 Saint-Imier, 2004.
 - [14] N. Zirari, "Sur la commande adaptative des systèmes non linéaires : approche basée sur la stabilité de Lyapunov", Mémoire de Magistère, UNIV-Constantine, 11/2014.
 - [15] L.X. Wang, "Adaptive Fuzzy Systems and Control", Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1994.
-

- [16] A. Saggai, "Commande floue mode glissant application sur le système de grue 3d", Mémoire de Master, Univ-Ouargla, 2017.
- [17] F. Alouani, "Commande par Logique Floue Appliquée aux pendules inversés et au Simulateur de Vol d'Hélicoptère : Simulation et Expérimentation", magister en Electronique Option Control, Université de Mohamed Boudiafde M'sila, juin 2006.
- [18] K. J. Astrom, B. Wittemark, "adaptive Control", Addison-Wesley, Publications, 1995
- [19] A. Benchikh, Y. Oumaya, " Commande adaptative floue robuste basée sur un observateur flou pour système non linéaires incertains", Mémoire de Master, UNIV-Ouargla, 2017..
- [20] V. V. Chalam, "Adaptive Control Systems: Techniques and Applications", Marcel Dekker, New York, 1987.
- [21] A. Boukhalfa, "Commande adaptative basée sur l'approximation flou une classe des systèmes non linéaire", 2017.
- [22] J. Bohm, J. Fessl, Jan Machacek et V. Bobal, "Digital Self-Tuning Controllers", Springer, 2005.
- [23] V. Lacrose, "Réduction de la complexité des contrôleurs flous : Application à la commande multivariable", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse- France, 1997.
- [24] L. Reznik, "Fuzzy Controllers", Newnes, 1997
- [25] I.Boulkaibet, "Une étude en simulation des stratégies de commande non linéaire", Mémoire de Magistère, UNIV-Constantine, 2007.
- [26] S. Labiod, "Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires", Thèse Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2005.
- [27] K. KHETTAB, "Commande adaptative floue des systèmes non linéaires par la méthode de backstepping utilisant le mode glissant", mémoire magister, UNI FERHAT ABBAS de SETIF UFAS (ALGERIE), 2005
- [28] A. Benaskeur, "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", Thèse de Doctorat pour de grade philosophie, Univ-Laval, Québec, 2000.
- [29] F. Khenfril et F. Boudjema, « Approche décentralisée pour la commande adaptative à structure variable : Application à un Quadrotor", Conférence, IEEE, UNIV-Ouargla, 12/2013.

- [30] L. Praly, "La commande adaptative des systèmes linéaires à temps discret", MINES Paristch, Center Automatique et système, 2010.

Résumé— Ce travail propose une stratégie de commande adaptative indirecte décentralisée pour les systèmes non linéaires interconnectés incertains en utilisant les systèmes flous. Les systèmes flous sont utilisés pour approcher en ligne les non- linéarités locales inconnues des sous-systèmes. Les paramètres réglables des systèmes flous utilisés sont ajustés par un algorithme de type gradient. Cet algorithme est sélectionné pour minimiser une fonction de coût quadratique de l'erreur d'identification entre les non-linéarités inconnues et leurs approximations floues. La stabilité de la structure de commande proposée est prouvée par une approche de type Lyapunov. Une simulation est effectuée sur un modèle de deux pendules inversés couplés par un ressort pour mettre en évidence les performances de l'approche proposée.

Mots Clés— Commande floue, commande adaptative indirecte, commande décentralisée, systèmes interconnectés, algorithme du gradient, stabilité Lyapunov

Abstract— This work proposes a decentralized indirect adaptive control strategy for uncertain non-linear interconnected systems using fuzzy systems. Fuzzy systems are used to approach unknown local nonlinearities of subsystems online. The adjustable parameters of the fuzzy systems used are adjusted by a gradient algorithm. This algorithm is selected to minimize a quadratic cost function of the identification error between unknown nonlinearities and their fuzzy approximations. The stability of the proposed control structure is proven by a Lyapunov type approach. A simulation is performed on a model of two pendulums coupled by a spring to highlight the performance of the proposed approach.

Keywords— Fuzzy Control, Indirect Adaptive Control, Decentralized Control, Interconnected Systems, Gradient Algorithm, Lyapunov Stability

ملخص— يقترح هذا العمل استراتيجية التحكم اللامركزية للتحكم التكيفي غير المباشر لفئة الأنظمة الاخطية الغير مؤكدة باستخدام النظام الغامض. تُستخدم الأنظمة الغامضة للاقتراب غير الخطي الموضوعي الغير معروف للأنظمة الفرعية. يتم ضبط المعلمات القابلة للتعديل للأنظمة الغامضة المستخدمة بواسطة خوارزمية التدرج. تم تحديد هذه الخوارزمية لتقليل دالة التكلفة التربيعية لتحديد الخطأ بين اللاخطية غير المعروفة وتقريبها الغامض. نثبت استقرار هيكل التحكم المقترح من خلال استقرار نهج Lyapunov. يتم إجراء محاكاة على نموذج من البندول مقرونة بنابض لتسليط الضوء على أداء النهج المقترح.

الكلمات المفتاحية— التحكم الضبابي، التحكم التكيفي غير المباشر، التحكم اللامركزي، الأنظمة المترابطة، خوارزمية التدرج، استقرار لابونوف .