

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° : Rob-02



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : AUTOMATIQUE

OPTION : ROBOTIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Professionnel en Robotique

Par :

LAOUFI AHMED Rami

Intitulé :

**Conception de contrôleur flou adaptatif robuste pour une classe
de systèmes non linéaires incertains SISO**

Soutenu devant le jury composé de :

Pr. IDIR Abdelhakim	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Dr. BOUKHALFA Abdelouaheb	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Pr. KHETTAB Khatir	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Co-Rapporteur
Dr. ZEMMIT Abderrahim	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2023/ 2024

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

*A ma très chère **Mère** et mon très cher **Père***

*A ceux qui m'ont toujours encouragé pour que je réussisse dans mes
études*

A ceux qui ont veillé pour mon bien être

Ceux qui m'ont soutenu dans les moments les plus difficiles de ma vie

A ceux que j'aime et je respecte infiniment

Le jour est venu pour leur dire Merci...

*A toute la famille **LAOUFI***

*A tous mes amis qui ont toujours été présents et qui n'ont ménagé
aucun effort pour me bénéficier avec leur aide et leurs suggestions,*

*A tous mes camarades du Groupe **ROBOTIQUE***

Remerciements

Avant tout,

je remercie Dieu de m'avoir donné la force et le courage.

Ensuite, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à

Dr. BOUKHALFA Abdelouaheb

Pour ses efforts considérables, ses informations, ses conseils et

ses encouragements.

Je remercie également Pr. KHETTAB Khatir pour son

aide précieuse tout au long de cette période de

Travail.

Mes sincères remerciements vont également

aux membres du jury Pr. IDIR Abdelhakim et Dr.

ZEMMIT Abderrahim pour l'intérêt qu'ils ont porté à

ma Recherche en acceptant d'examiner mon travail et de

l'enrichir par leurs propositions.

Sommaire

Introduction générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I : Logique Floue

I.1. Introduction.....	4
I.2. Ensemble flou.....	4
I.3. Commande floue	5
I.3.1. But de la commande floue	5
I.4. Fonction d'appartenance	5
I.4.1. Fonction triangulaire	6
I.4.2. Fonction trapézoïdale	6
I.4.3. Fonction Gaussienne	7
I.4.4. Fonction sigmoïdale	7
I.5. Variables floues	8
I.6. Opérateurs utilisés dans la logique floue	9
I.7. Raisonnement flou	9
I.8. Règles floues	9
I.9. Structure d'un système flou	10
I.9.1. Règle floues	10
I.9.2. Fuzzification	11
I.9.3. Défuzzification	11
I.9.4. Moteur d'inférence	12
I.10. Système flou de Takagi-Sugeno	12
I.11. Approximateurs universels	13
I.11.1. Théorème (1)	14
I.12. Conclusion	14

Chapitre II : Commande Adaptative

II.1. Introduction	15
II.2. Principe de la commande adaptative	15
II.3. Différentes techniques de commande adaptative	16
II.3.1. Commande adaptative directe	16
II.3.2. Commande adaptative indirecte	17
II.4. Commande adaptative floue	17
II.4.1. Commande adaptative floue directe (auto-ajustable)	17
II.4.2. Commande adaptative floue indirecte (par modèle de référence MRAC)	18
II.5. Commande adaptative basée sur Lyapunov	18
II.5.1. Méthodes d'analyse de la stabilité des systèmes non linéaires	19
II.5.2. Méthode directe de Lyapunov	19
II.5.3. Théorème de Lyapunov	19
II.6. Le contrôle de surface dynamique (DSC)	21
II.7. Conclusion	21

Chapitre III : Commande adaptative floue de systèmes non linéaires

III.1. Introduction	24
III.2. Problème Formulation and Préparation	26
III.2.1. Théorie de contrôle flou	26
III.2.1.1 Contrôle de surface dynamique	28
III.2.1.2. Enoncé du problème	28
III.2.2. Conception d'un contrôleur flou adaptatif robuste	29
III.2.2.1 Conception du contrôleur	29
III.2.2.2. Analyse de stabilité de Lyapunov	31

III.3. Études et simulation du système de coupe par vibration elliptique Tridimensionnelle	
.....	35
III.3.1. Transformation du système	35
III.3.2. Description du système de coupe par vibration elliptique tridimensionnelle.....	36
III.3.3. Simulation	36
III.4. Conclusion	39
Conclusion générale	40
Bibliographie	41

Abréviations et symboles

Abréviations

IP Indice de Performance

MRAC Commande Adaptative à Modèle de Référence

SISO Single Input Single Output (Mono entrée Mono sortie)

STC Self-Tuning Control (Régulateur Auto-Ajustable)

Symboles

θ Vecteur de paramètres

z Erreur de suivi

y Sortie du système

x Vecteur d'état

u Commande du système

d Perturbations externes

$V(x)$ Fonction de Lyapunov

$\mu_A(x)$ Fonction d'appartenance d'une variable floue

y_r Trajectoire désirée

Listes des figures :

Figure (I.1) : Fonction triangulaire	6
Figure (I.2) : Fonction d'appartenance trapézoïdal	6
Figure (I.3) : : Fonction d'appartenance Gaussienne	7
Figure (I.4) : : Fonction d'appartenance sigmoïdale	7
Figure (I.5) : Représentation floue de la variable Vitesse.....	8
Figure (I.6) : Exemples de fonctions d'appartenance.....	9
Figure (I.7) : La structure de système flou	10
Figure (I.8) : Représentation schématique d'un système flou de Takagi-Sugeno.....	13
Figure (II.1) : Principe des systèmes de commande adaptative	16
Figure (II.2) : Commande adaptative directe	16
Figure (II.3) : Commande adaptative indirecte.....	17
Figure (II.4) : Commande adaptative floue directe.....	17
Figure (II.5) Commande adaptative floue indirecte	18
Figure (III.1): Structure diagram of the fuzzy logic system.....	18
Figure (III.2) : Structure du système EVC 3D.....	36
Figure (III.3) : Graphique de la fonction d'appartenance.....	37
Figure (III.4) : Résultats de la simulation : (a) la courbe de durée du signal de suivi de position ; (b) la courbe de durée du signal de suivi de vitesse.....	38

Les Tableau

Tableau 1.1. Les opérateurs flous les plus utilisés.....	9
---	---

Introduction générale

La technologie de Commande adaptative fournit un moyen très efficace de résoudre l'incertitude dans le système. Depuis les années 1970, le contrôle adaptatif a suscité un grand intérêt dans le domaine de la théorie du contrôle. Dans le contrôle d'ingénierie réel, le modèle est toujours non linéaire et contient une certaine incertitude. Les systèmes non linéaires incertains sont susceptibles de deux types d'incertitudes : les incertitudes structurelles connues, c'est-à-dire les incertitudes de paramètres [1], et les incertitudes dans les structures inconnues, c'est-à-dire les erreurs de modélisation et les perturbations externes [2]. En tenant compte des systèmes non linéaires avec des incertitudes connues dans leur structure

Au début, La logique floue a vu le jour en 1965 sous l'impulsion de L.A. Zadeh. La première application de la logique floue en commande des processus est due à E. H. Mamdani et A. Assilian en 1974 [3], lors du développement du premier contrôleur flou. La logique floue, également connue sous le nom de Fuzzy Logic, représente une technique clé de l'intelligence artificielle permettant de modéliser les incertitudes inhérentes à la compréhension d'un système complexe. Son intégration dans les techniques de commande a généré un intérêt croissant au cours des dernières décennies, ouvrant de nouvelles perspectives dans ce domaine. L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécision et l'incertitude. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir d'une façon pertinente malgré la nature floue des connaissances disponibles [4].

Le théorème de Lyapunov est un outil fondamental pour analyser la stabilité des systèmes dynamiques, si une fonction de Lyapunov peut être trouvée pour laquelle la dérivée le long des trajectoires du système est strictement négative dans un voisinage de l'état d'équilibre, alors le système est asymptotiquement stable. Cette approche est essentielle pour la conception de lois de commande adaptative et de surfaces dynamiques dans les systèmes non linéaires incertains [5].

La commande adaptative repose sur l'utilisation d'un mécanisme d'ajustement pour réguler des systèmes dont certaines parties sont seulement partiellement connues. Depuis les années 70, cette approche a été largement développée. Cependant, dans la réalité, il n'est pas toujours possible d'établir des modèles mathématiques complets pour de nombreux systèmes complexes. Par conséquent, la problématique de la commande adaptative de ces systèmes demeure encore largement ouverte et constitue un défi non résolu de manière

satisfaisante. Des systèmes flous basés sur les fonctions floues de base sont employés pour représenter les fonctions non linéaires inconnues des systèmes qui possèdent des variations intrinsèques inconnues [6].

L'intégration de la logique floue dans la commande adaptative apporte une flexibilité supplémentaire en permettant de modéliser et de gérer l'incertitude et la variabilité des données. Contrairement aux méthodes de contrôle classiques qui reposent sur des modèles mathématiques précis, la logique floue permet de prendre en compte des informations imprécises ou vagues, adaptée à la régulation de systèmes complexes et non linéaires.

Le contrôle par surface dynamique (DSC) est une méthode de commande pour les systèmes non linéaires incertains. Il s'appuie sur la définition de surfaces d'erreur dynamiques qui convergent vers zéro. Ces surfaces sont ensuite utilisées pour concevoir une loi de commande permettant de forcer le système à suivre la trajectoire désirée [7]. Avec le DSC, la commande adaptative gagne en réactivité et en capacité à gérer des environnements changeants. Cette approche permet au système de s'ajuster de manière proactive en anticipant les variations et en prenant des décisions en fonction de la situation actuelle.

Le but de ce travail est de proposer une technique de commande floue adaptative robuste basée sur la méthode de "contrôle par surface dynamique" (DSC) pour les systèmes non linéaires incertains à entrée unique et à sortie unique (SISO).

L'ensemble des travaux réalisés est regroupé en 3 chapitres :

Le chapitre (I) traite de la logique floue et de la commande floue. Nous définissons la logique floue et le raisonnement associé, nous introduisons la structure générale d'un contrôleur flou ainsi que les différents modèles utilisés dans sa conception, et nous présentons le théorème d'approximation floue.

Le chapitre (II) se concentre sur la commande adaptative floue, l'analyse de la stabilité par la synthèse de Lyapunov, et la méthode de contrôle par surface dynamique (DSC). Nous introduisons différentes structures directes et indirectes de commande adaptative qui seront utilisées pour commander une classe de systèmes non linéaires, et nous développons une approche adaptative floue pour ces systèmes.

Le chapitre (III) est consacré aux simulation du système de coupe par vibration

elliptique tridimensionnelle. Nous présentons les résultats de simulation et les analyses menées pour évaluer l'efficacité du contrôleur proposé.

Chapitre I :

Logique floue

Chapitre I : Logique floue

I.1. Introduction :

La logique floue, ou théorie des ensembles flous, est un domaine de la logique qui permet de traiter des concepts qui ne peuvent être définis de manière précise, mais plutôt de manière approximative. Elle a été introduite par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 comme une généralisation de la logique binaire [8]. La logique floue est précieuse pour sa capacité à gérer l'imprécision, l'incertitude et le vague. Elle découle de la capacité humaine à prendre des décisions pertinentes malgré la nature floue des informations disponibles. En effet, la logique floue a été développée pour modéliser le raisonnement humain en offrant une représentation appropriée des connaissances [9].

La logique floue est une méthode de traitement des connaissances imprécises qui repose sur des termes linguistiques. Elle offre la possibilité de traduire une commande linguistique basée sur le raisonnement humain en une commande automatique, ce qui permet de contrôler des systèmes complexes dont les informations sont exprimées de manière vague et peu définie. Il permet de manipuler des valeurs de vérité continues sur un intervalle $[0,1]$, ce qui la rend particulièrement adaptée à la modélisation de la pensée humaine et à la prise de décision dans des environnements incertains ou imprécis. En logique floue, les variables linguistiques sont utilisées pour exprimer des concepts vagues tels que "grand", "petit", "chaud" ou "froid", et les règles floues sont définies pour interpréter ces variables et prendre des décisions en fonction des entrées floues. La logique floue trouve de nombreuses applications dans des domaines tels que le contrôle des systèmes, l'intelligence artificielle, la reconnaissance de formes, la robotique et la gestion des connaissances.

Dans ce chapitre, nous abordons brièvement la théorie des ensembles flous et offrons un aperçu général du système flou, en mettant l'accent sur les concepts utilisés en commande floue. Ensuite, nous détaillons la structure des systèmes flous, en mettant en lumière notamment les systèmes flous de Takagi-Sugeno.

I.2. Ensemble flou :

La notion d'ensemble flou découle de l'observation selon laquelle "très souvent, les catégories d'objets rencontrées dans le monde physique ne possèdent pas de critères d'appartenance bien définis" [8]. Un ensemble flou A est caractérisé par sa fonction d'appartenance $\mu_A(x)$, qui est définie sur un ensemble d'éléments X . Cette fonction attribue à chaque élément x une valeur dans l'intervalle $[0,1]$, représentant le degré auquel x appartient à l'ensemble A . On peut également décrire A comme un ensemble de couples $(x, \mu_A(x))$, où x est un élément de X , définissant ainsi l'appartenance floue de chaque élément à l'ensemble A .

$$A = [(x, \mu_A(x)) \mid x \in X] \quad (I.1)$$

Si l'ensemble des éléments X est discret, l'ensemble flou A peut être représenté par :

$$A = \sum_{x \in X} \mu_A(x)/x \quad (I.2)$$

Et si l'ensemble X est continu, A peut être représenté comme suit :

$$A = \int_x \mu_A(x)/x \quad (I.3)$$

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 [10].

I.3.1. But de la commande floue :

Le but de la commande floue est de concevoir des systèmes de contrôle capables de prendre des décisions et d'effectuer des actions en se basant sur des règles linguistiques et des connaissances humaines intuitives plutôt que sur des modèles mathématiques rigides. Cette approche permet de traiter des systèmes complexes et non linéaires pour lesquels il est difficile de définir des modèles précis. En utilisant des règles floues, la commande floue permet d'ajuster le comportement du système en fonction des variations et des incertitudes de l'environnement, offrant ainsi une plus grande flexibilité et une meilleure adaptabilité aux conditions changeantes. En résumé, le but de la commande floue est de créer des systèmes de contrôle robustes et efficaces qui peuvent fonctionner dans des environnements réels complexes.

I.4. 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 [11]:

I.4.1. Fonction triangulaire :

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

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{a-x}{a-b} & \text{si } x \in [a, b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [b, c] \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

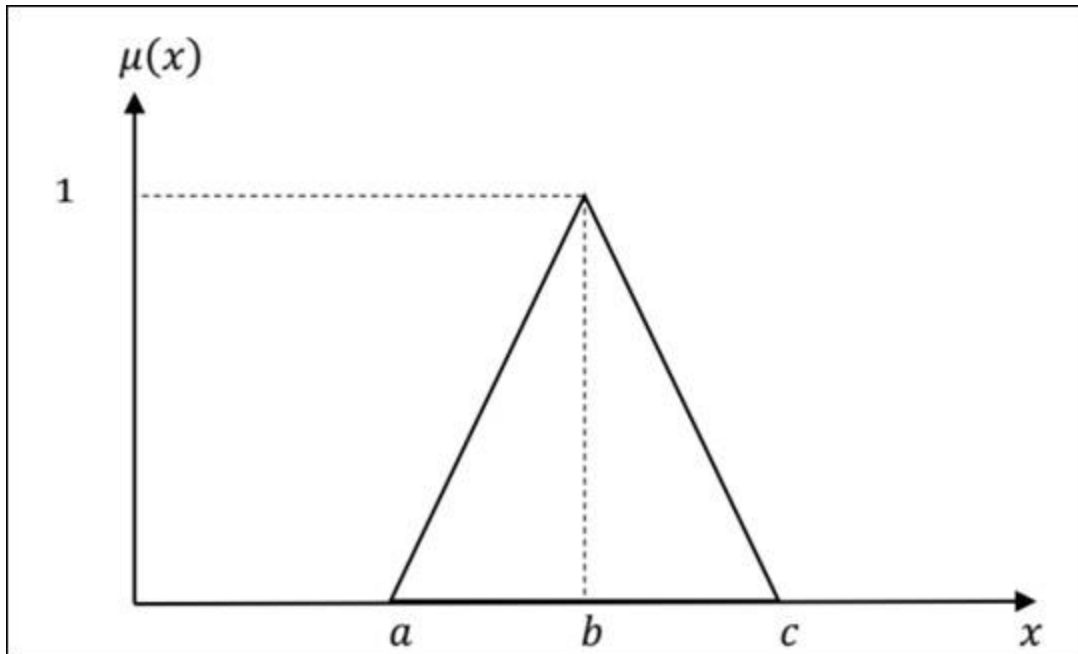


Figure (I.1) : Fonction triangulaire.

I.4.2. Fonction trapézoïdale :

Elle est définie par une fonction d'appartenance avec quatre paramètres {a, b, c, d} :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{a-x}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ 1 & \text{si } x \in [b, c] \\ \frac{c-x}{d-c} & \text{si } x \in [c, d] \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

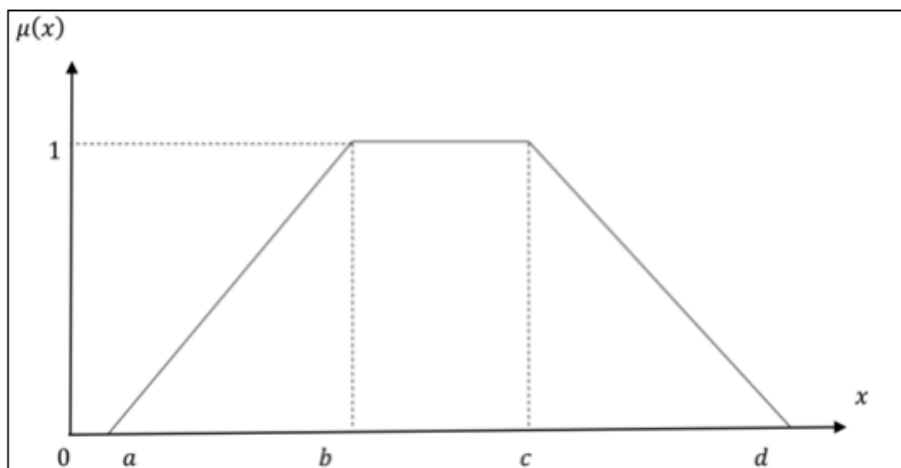


Figure (I.2) : Fonction d'appartenance trapézoïdal

I.4.3. Fonction Gaussienne :

Elle est définie par une fonction d'appartenance avec deux paramètres $\{\sigma, m\}$:

$$\mu(x, m, \sigma) = e^{-\left(\frac{x-m}{2\sigma}\right)^2} \quad (I.6)$$

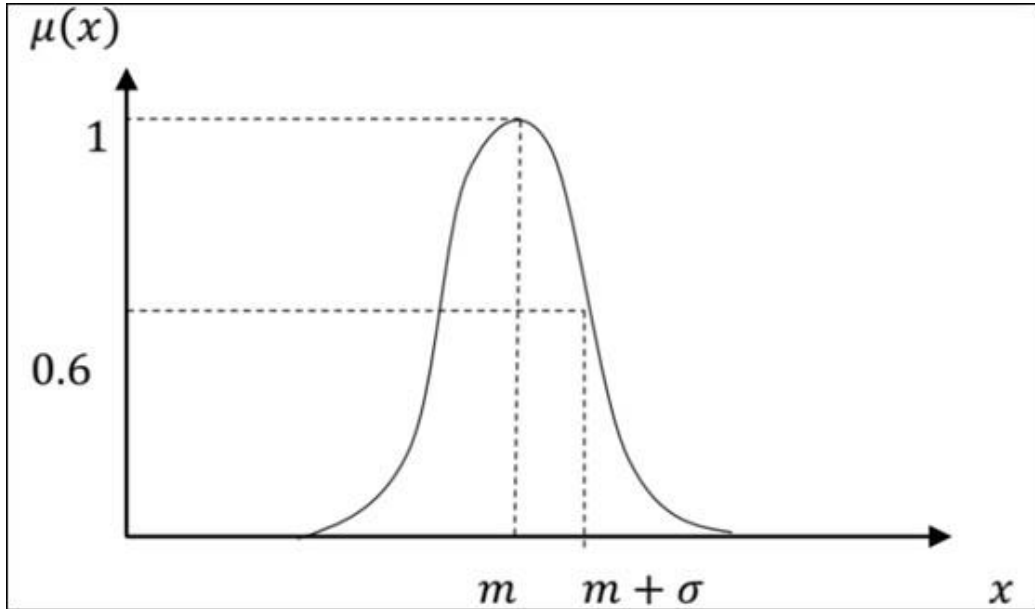


Figure (I.3) : Fonction d'appartenance Gaussienne

Notons que m : centre de la gaussienne et σ : sa Largeur

I.4.4. Fonction sigmoïdale :

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

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a - (x - c))} \quad (I.7)$$

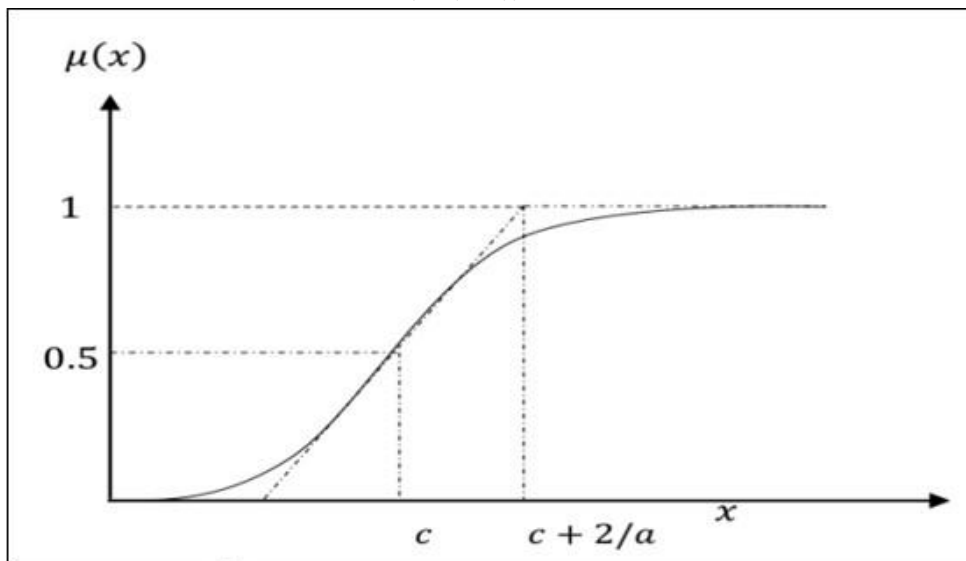


Figure (I.4) : Fonction d'appartenance sigmoïdale

I.5. Variables floues :

La notion de variables linguistiques permet de représenter des connaissances qui sont souvent imprécises ou fluctuantes, en particulier sur des variables dont la valeur exacte est inconnue. Ces variables, également appelées variables floues, sont des entités qui peuvent prendre des valeurs membres d'un ensemble flou. Elles sont capables de représenter des mots ou des concepts du langage naturel. Par conséquent, une variable floue peut simultanément avoir plusieurs valeurs linguistiques. Par exemple, la variable "Taille" peut appartenir à l'ensemble flou comprenant les termes "Petit", "Moyen" et "Grand".

Une variable linguistique peut être décrite par un triplet $(x, T(x), U)$, où x est le nom de la variable linguistique, $T(x)$ représente l'ensemble des valeurs linguistiques associées à x , et U est l'ensemble de référence, également appelé univers de discours. Par exemple, considérons la variable "Vitesse". Son ensemble de valeurs linguistiques pourrait être représenté par $T(\text{Vitesse}) = [\text{Faible}, \text{Moyenne}, \text{Élevée}, \dots]$. Chaque terme dans $T(\text{Vitesse})$ est défini par un ensemble flou dans un univers de discours donné, par exemple $U = [0, 100]$, [12].

Cette représentation permet de capturer la nature imprécise et subjective des variables dans de nombreux domaines, en offrant une manière flexible et adaptative de modéliser les connaissances et les informations incertaines.

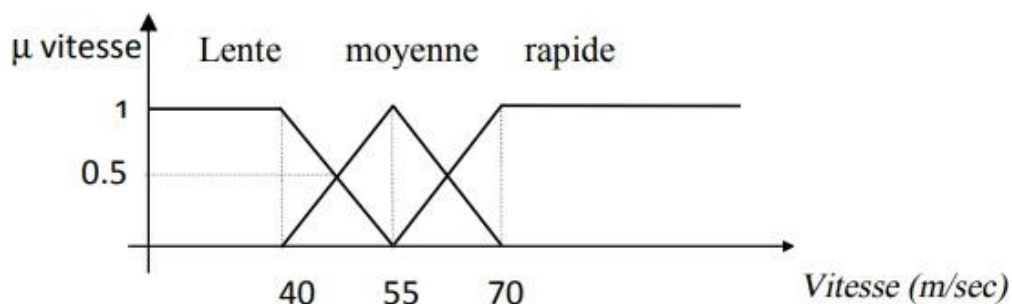


Figure (I.5) : Représentation floue de la variable Vitesse.

Chaque valeur de la variable linguistique est associée à des fonctions d'appartenance μ , qui indiquent dans quelle mesure cette valeur appartient à un ensemble flou. Ces fonctions d'appartenance assignent une valeur comprise entre 0 et 1, reflétant le degré d'appartenance de la valeur à l'ensemble flou.

Dans la plupart des cas, les fonctions d'appartenance adoptent des formes trapézoïdales, triangulaires, rectangulaires ou singleton. Ces formes sont parmi les plus simples utilisées en théorie des ensembles flous (voir Figure (I.5)).

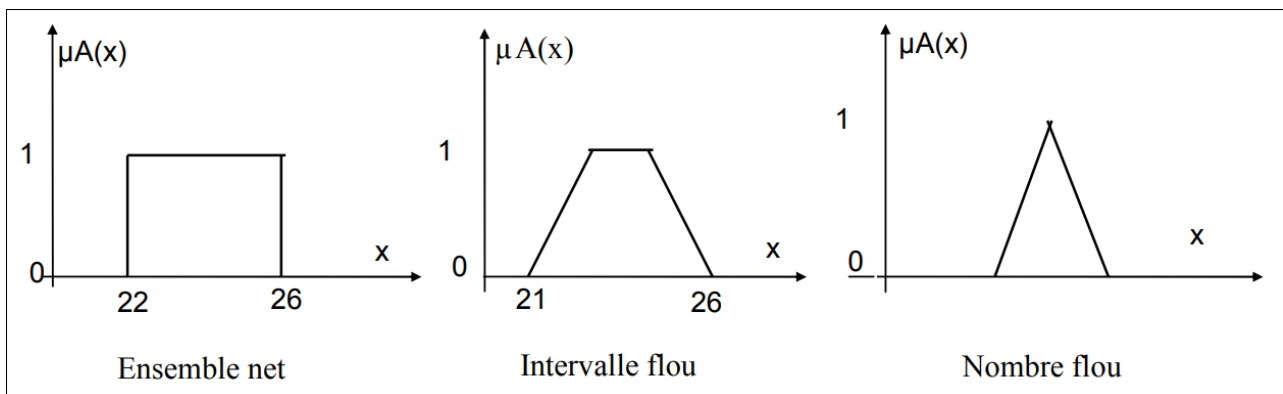


Figure (I.6) : Exemples de fonctions d'appartenance.

I.6. Opérateurs utilisés dans la logique floue :

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

Dénomination	Opérateur Et	Opérateur Ou
$u_a(x)$ et $u_b(x)$ min/max	$u_c(x)$ $= \min(u_a(x), u_b(x))$	$u_c(x)$ $= \max(u_a(x), u_b(x))$

Tableau 1.1. Les opérateurs flous les plus utilisés

I.7. Raisonnement flou :

En logique classique, le modus ponens permet de conclure que "y est B" à partir de la règle "Si x est A alors y est B" et du fait "x est A", ce qui est ensuite ajouté à la base de faits. Zadeh a généralisé ce principe pour le cas flou, appelé le modus ponens généralisé. Le modus ponens et le modus ponens généralisé peuvent être résumés comme suit :

À partir de la règle "Si A alors B" et du fait "A", on déduit un nouveau fait "B" qui est caractérisé par un ensemble flou dont la fonction d'appartenance est donnée par :

I.8. Règles floues

Une règle floue se présente sous la forme suivante :

"SI x est A ALORS y est B"

Dans cette formulation, x et y sont des variables linguistiques, tandis que A et B représentent des valeurs linguistiques. Ces valeurs sont définies par des ensembles flous, qui s'appliquent aux ensembles X et Y respectivement. Une variable linguistique est une manière de décrire une

caractéristique de manière imprécise, par exemple : "La tension est haute" où "haute" est une valeur linguistique pour la variable tension. La gamme de valeurs linguistiques d'une règle reflète l'ensemble des possibilités pour cette variable. Par exemple :

"SI la vitesse est lente ALORS l'arrêt est court"

Dans ce cas, la variable vitesse peut prendre des valeurs entre 0 et 220 km/h. On peut introduire des sous-ensembles flous (comme "très lent", "lent", "moyen", "rapide", "très rapide") pour affiner cette règle. Chaque sous-ensemble flou représente une nuance dans la valeur linguistique de la variable.

Contrairement à la logique classique qui fonctionne selon une logique binaire, la logique floue permet d'associer des plages de valeurs (des ensembles flous) aux variables linguistiques. Cela permet de réduire significativement le nombre de règles nécessaires pour décrire un système, parfois jusqu'à 90%.

I.9. 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 à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux, à savoir : la base de règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification (Figure I.7) [3,13,14,15,16,17]. :

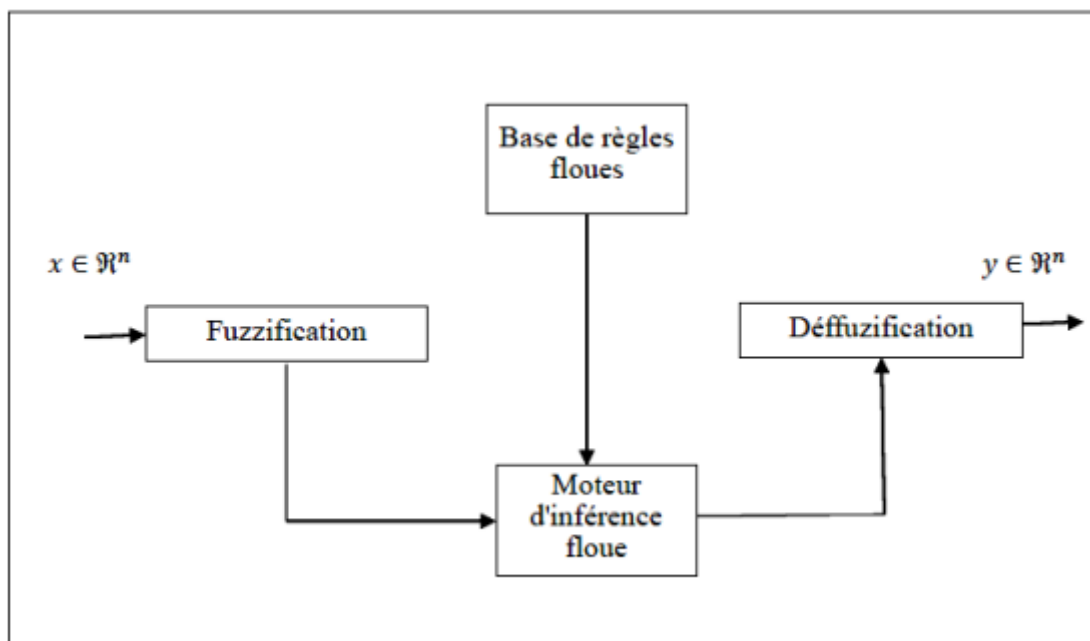


Figure (I.7) : La structure de système flou

I.9.1. Règle floues :

La base de règles, comprend les connaissances de l'expert humain pour la commande du système

(cas de la conception d'un régulateur flou) ou l'identification (approximation des fonctions non linéaires à dynamique complexe) ainsi que le domaine de variation des variables d'entrées/sorties. Ces règles sont exprimées par des règles de la forme « Si-Alors » [18].

Si prémisse Alors conclusion où la prémisse porte sur l'entrée du contrôleur flou et la conclusion sur la sortie. Le nombre des règles flous dépendent, de la partition des univers de discours des variables d'entrée et de sortie.

I.9.2. Fuzzification :

Dans les problèmes de commande, les filons observées sont aisément physiques (réelles). Or la rétribution de ces filons est basée sur le défilé des ensembles flous ; cela nécessite de la sorte une chicane de fuzzification. L'impotence de fuzzification représente la portion des grandeurs réelles (ou physiques) aux valeurs floues. Cette étape nécessite souvent une conversion analogique/digitale, ainsi que la rétribution des grandeurs mesurées et à eux désordre en variables linguistiques contre-poil la détermination des fonctions d'appartenance.[19]

Deux approches de fuzzification sont généralement utilisées : la fuzzification singleton et la fuzzification non singleton. [20]

L'ensemble flou A défini sur l'univers de discours X est un ensemble caractérisé par sa fonction d'appartenance $\mu_A(x)$: qui fait corresponde à chaque point dans X un nombre réel appartenant à l'intervalle [0 1] :

$$\mu_A(x): X \rightarrow [0 \ 1]$$

I.9.3. Défuzzification :

Il s'agit d'une manière de décrire les variables linguistiques employées dans le système. Cela implique de convertir les entrées réelles en une forme floue définie sur un espace de représentation associé à l'entrée. Ce domaine de représentation est généralement un sous-ensemble flou.

Durant l'étape de la fuzzification, chaque variable d'entrée et de sortie est associée à des sous-ensembles flous. [18]

Plusieurs stratégies de Défuzzification sont proposées dans la littérature sont :

1. La méthode du centre de gravité.
2. La méthode de la valeur maximum.
3. La méthode de la moyenne des maximums.

4. La méthode de hauteurs pondérées.

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle du centre de gravité qui est donnée par :

$$y' = \frac{\sum_{j=1}^F U_{B'}(y_j)y_j}{\sum_{j=1}^F U_{B'}(y_j)} \quad (I.8)$$

Où F est le nombre des éléments y_i dans Y (le domaine continu Y doit être discrétisée pour pouvoir calculer le centre de gravité).

I.9.4. Moteur d'inférence :

L'utilisation du moteur d'inférence implique un processus de condensation de l'information d'un système à travers un ensemble de règles définies pour représenter divers problèmes. Chaque règle produit une conclusion partielle qui est ensuite combinée avec d'autres règles pour obtenir une conclusion globale (agrégation). Les trois méthodes d'inférence les plus couramment utilisées sont : Max-Min, Max-Produit et Somme-Produit. Cependant, la méthode Max-Min est la plus répandue en raison de sa simplicité.

I.10. Système flou de Takagi-Sugeno :

Le système flou de Takagi-Sugeno (TS) est une extension du modèle flou traditionnel, développée par Takagi et Sugeno, qui vise à fournir une approche plus précise pour la modélisation des systèmes dynamiques. Contrairement aux systèmes flous classiques, où les sorties sont floues, le modèle TS produit des sorties précises en utilisant des règles de type "Si-Alors" avec des fonctions linéaires ou polynomiales.

Dans un système flou TS, les entrées sont associées à des ensembles flous définis sur un univers de discours. Chaque ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance qui attribue à chaque point de l'univers de discours un degré d'appartenance compris entre 0 et 1. Les règles floues du système sont de la forme "Si A est X et B est Y, alors C est Z", où A, B et C sont des variables linguistiques décrivant les entrées et la sortie du système, et X, Y et Z sont les degrés d'appartenance de ces variables à des ensembles flous spécifiques.

Les règles floues sont utilisées pour déduire la sortie du système en fonction des valeurs d'entrée. Chaque règle contribue à la sortie finale en fonction de son degré d'activation, qui dépend des degrés d'appartenance des variables linguistiques aux ensembles flous correspondants. La sortie du système est généralement calculée comme une moyenne pondérée des conclusions des règles, où les poids sont les degrés d'activation des règles.

Il existe deux types de modèles TS : les modèles d'ordre zéro (TS0) et les modèles d'ordre un (TS1). Dans un modèle TS0, les fonctions de sortie sont des constantes, tandis que dans un modèle TS1, les fonctions de sortie sont des fonctions linéaires des variables d'entrée.

En résumé, le système flou de Takagi-Sugeno est une méthode puissante pour modéliser des systèmes complexes en utilisant des règles floues et des fonctions d'appartenance, tout en fournissant des sorties précises en fonction des entrées.

I.11. Approximateurs universels :

Les systèmes non linéaires présentent une complexité importante et sont souvent difficiles à modéliser. Pour aborder cette problématique, plusieurs techniques basées sur le principe de la boîte noire ont été développées dans la recherche précédente. Parmi ces techniques, l'utilisation de modèles linéaires de type autorégressif (AR) ou autorégressif avec entrée exogène (ARX) a été courante. Cependant, ces structures ne permettent pas d'atteindre un modèle optimal.

Les réseaux de neurones, en raison de leur nature non linéaire, ont également été largement exploités pour la modélisation de processus non linéaires. Leur avantage principal réside dans leur capacité à modéliser sans nécessiter d'hypothèses préalables sur le système. Néanmoins, les variables utilisées dans ces réseaux n'ont souvent pas de signification physique directe.

Dans cette perspective, maintenir une structure multicouche et recourir au raisonnement flou pour l'approximation de processus inconnus ou incertains est une approche intéressante. Plusieurs travaux de recherche ont été menés dans cette direction, et l'un des résultats marquants a été l'énoncé suivant du théorème de l'approximateur universel :

I.11.1 Théorème (1) : Pour toute fonction réelle $f(x)$ continue sur un ensemble compact U inclus dans l'espace des réels $\mathbb{R}$, il existe un système flou $\hat{f}(x)$ tel que :

$$\sup_{x \in U} |f(x) - \hat{f}(x)| < \varepsilon \quad (I.9)$$

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

Les propriétés d'approximation générales ne sont pas données pour la construction $\hat{f}(x)$ qui 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 tout 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 fonctions d'appartenance et le nombre de règles [21,22].

I.12.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les fondements nécessaires à la compréhension des méthodes basées sur la logique floue, les distinguant ainsi des approches de l'automatisation classique. Les contrôleurs basés sur la logique floue se distinguent par le fait qu'ils n'exigent pas de modèle analytique de la tâche à résoudre. En effet, ils ne reposent pas sur les équations physiques du système à contrôler, mais plutôt sur l'expertise des opérateurs et des experts dans le domaine

Chapitre I I :

Commande adaptative

Chapitre II : Commande Adaptative

II.1. Introduction :

La commande adaptative a débuté dans les années 50 comme solution pour contrôler les processus fonctionnant sous des conditions et environnement variables dans le temps. Dans les années 60 plusieurs contributions de la théorie de la commande ont été introduites dans le développement de la commande adaptative, comme par exemple l'approche d'état et les théories de stabilité.... Au début des années 70 les différentes méthodes d'estimation ont été introduites dans la commande adaptative. Un contrôleur adaptatif est un contrôleur qui peut modifier son comportement en réponse aux changements dus à la dynamique du système et aux perturbations. La commande adaptative consiste à supprimer les perturbations structurelles (variations des paramètres) qui affectent les performances du système de commande [23].

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. Principe de la commande adaptative :

Dans les systèmes de réglage traditionnels, un régulateur à paramètres fixes est employé pour diminuer ou éliminer l'impact des perturbations sur les variables à contrôler. Pour atteindre cet objectif, les variables réelles sont mesurées et comparées aux valeurs souhaitées, et les écarts obtenus sont transmis à l'entrée du régulateur afin de générer le signal de commande. En revanche, un système de commande adaptative analyse la différence entre l'indice de performance souhaité et celui mesuré dans le système réel. Lorsqu'il y a un écart entre ces deux grandeurs, un mécanisme d'adaptation ajuste un organe de commande qui agit sur le système de façon à éliminer cet écart [24].

En principe, un système de commande adaptative évalue un certain indice de performance (IP) du système à partir de la différence entre l'indice de performance souhaité et celui qui est mesuré. Les paramètres du régulateur sont adaptés de manière à poursuivre le système dans son évolution [25].

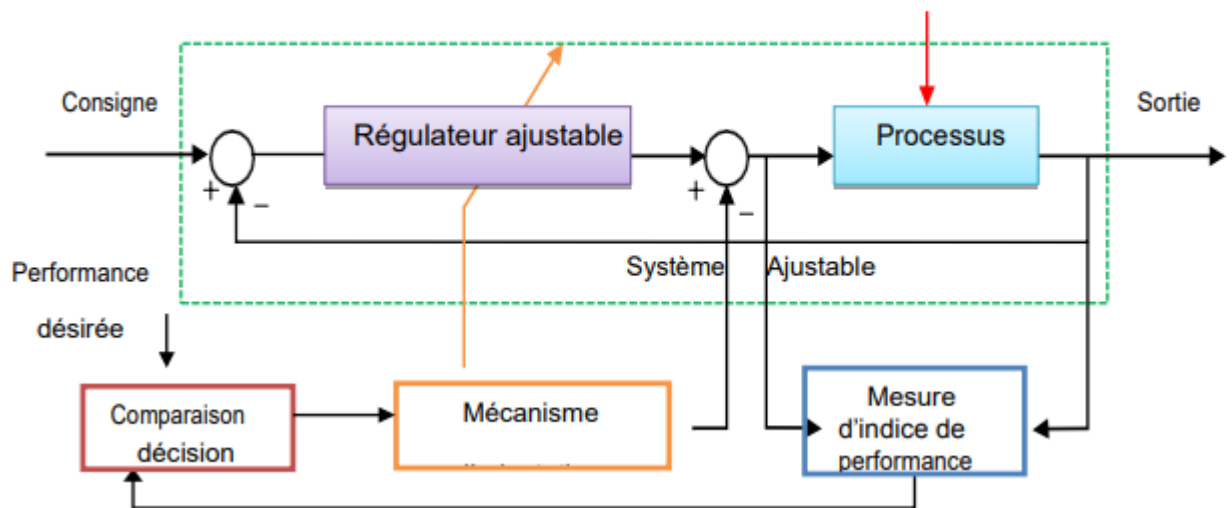


Figure (II.1) : Principe des systèmes de commande adaptative.

II.3. Différentes techniques de commande adaptative :

II.3.1. Commande adaptative directe :

Avec cette approche, les paramètres du régulateur sont ajustés directement et en temps réel en comparant les performances réelles aux performances souhaitées. Cela est particulièrement vrai pour la commande adaptative par modèle de référence (MRAC) [26].

L'objectif de cette méthode est de concevoir un modèle de référence dont les performances correspondent à celles du système en boucle fermée. La fonction de la commande est d'éliminer toute divergence entre la réponse du modèle et celle du système, indépendamment du signal d'entrée et des conditions de perturbation, qu'elles soient internes ou externes. [23].

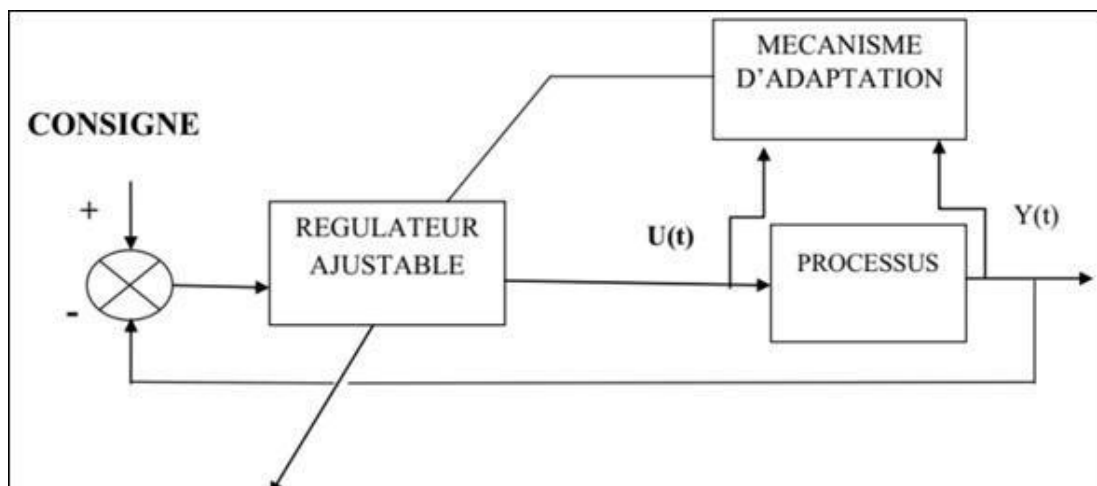


Figure (II.2) : Commande adaptative directe [26].

II.3.2. Commande adaptative indirecte :

Dans la commande adaptative indirecte les paramètres du système réel sont estimés par une procédure d'identification et le régulateur est choisi en supposant que les valeurs estimées du modèle sont les vraies valeurs du système réel, c'est le cas des régulateurs auto-ajustables (STC).

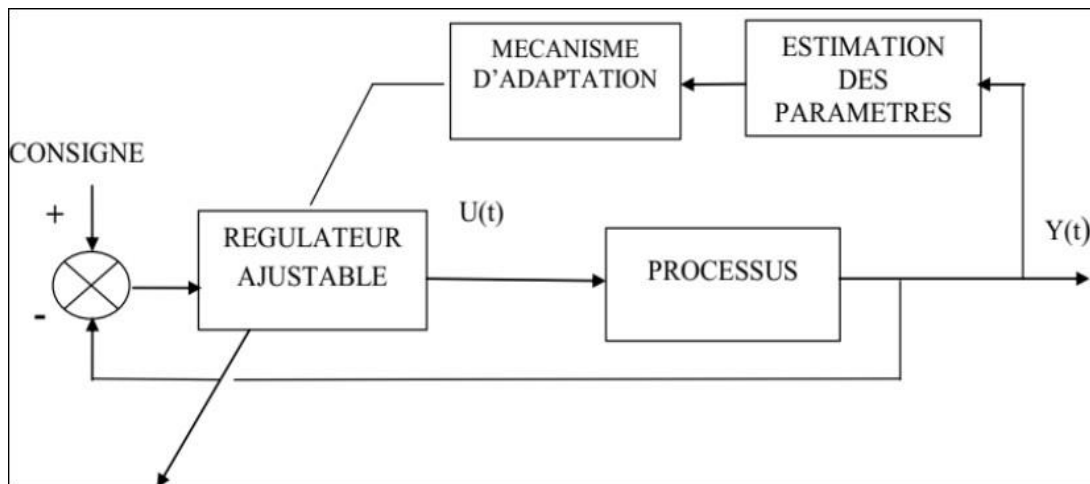


Figure (II.3) : Commande adaptative indirecte [26].

II.4 Commande adaptative floue :

Les régulateurs flous sont fréquemment employés dans des systèmes présentant des variations intrinsèquement imprévisibles. La distinction majeure entre un régulateur adaptatif flou et un régulateur adaptatif classique réside dans la capacité du premier à intégrer des informations linguistiques. Ceci qui est très important lorsque le système possède des incertitudes que l'opérateur humain a appris à anticiper. Les régulateurs adaptatifs flous sont classés en deux catégories [25].

II.4.1 Commande adaptative floue directe (auto-ajustable) :

La loi de commande est directement estimée par un ou plusieurs systèmes adaptatifs flous. La configuration de cette commande est illustrée dans la figure (II.4).

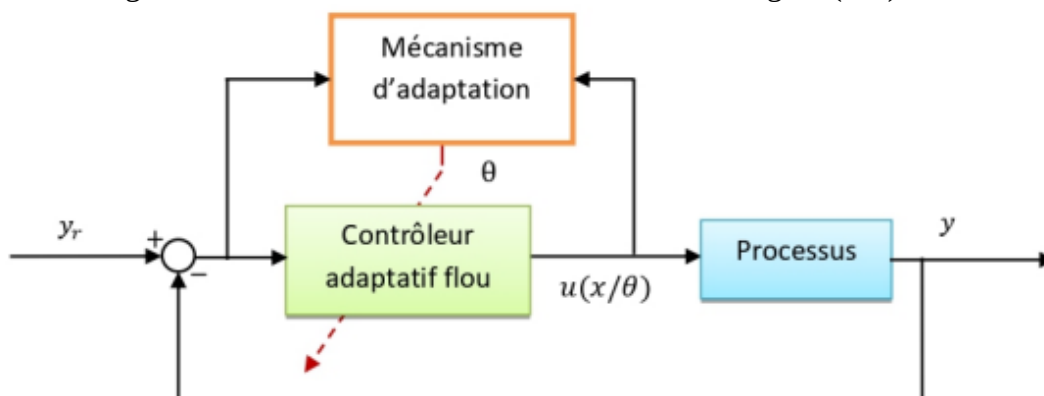


Figure (II.4) : Commande adaptative floue directe

II.4.2 Commande adaptative floue indirecte (par modèle de référence MRAC) :

Dans cette méthode, le modèle du processus est d'abord approximé à l'aide de systèmes adaptatifs flous, puis la loi de commande est synthétisée à partir de ce modèle approximatif. La figure (II.5) illustre la structure de la commande adaptative floue indirecte.

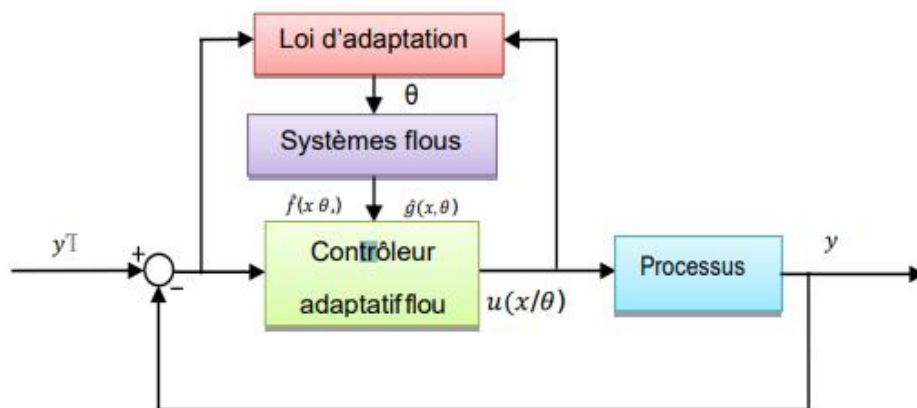


Figure (II.5) Commande adaptative floue indirecte

II.5 Commande adaptative basée sur Lyapunov

L'utilisation de la fonction de Lyapunov dans la commande adaptative repose principalement sur le calcul d'une loi de commande et d'une loi de mise à jour des paramètres, de manière à garantir que la dérivée d'une certaine fonction, définie positive et choisie avec soin, reste non positive. Cette approche consiste à identifier un triplé (fonction de Lyapunov, loi de commande, loi d'adaptation) (Figure II.6) qui satisfait les spécifications. Les tâches sont exécutées simultanément, en tenant compte et/ou en maîtrisant la dynamique de l'estimation afin d'éviter tout effet destructeur. Cette propriété confère à ces méthodes un intérêt particulier pour la commande des systèmes non linéaires.

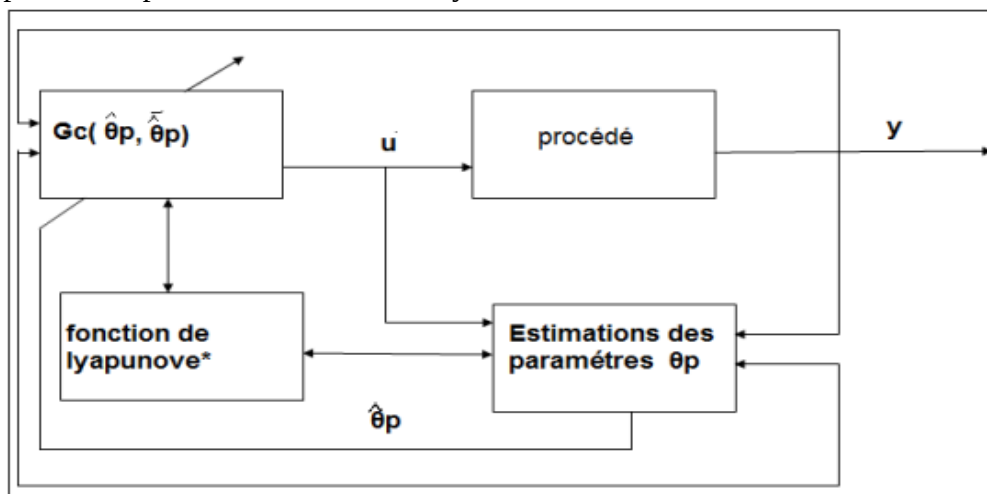


Figure (II.6) Commande adaptative basée sur Lyapunov

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

L'étude de la stabilité des systèmes non linéaires est particulièrement complexe. L'approche de Lyapunov est la plus couramment utilisée pour traiter ce problème. Cette méthode a été introduite au 19ème siècle par le mathématicien russe Alexandre Mikhailovich Lyapunov dans son ouvrage 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 se concentre sur la stabilité locale autour d'un point d'équilibre, tandis que la seconde évalue la stabilité des systèmes en construisant une fonction scalaire des états du système et en examinant sa variation temporelle. Dans ce qui suit, nous nous concentrerons sur la méthode directe de Lyapunov [27].

II.5.2 Méthode directe de Lyapunov :

L'objectif de la méthode directe de Lyapunov est de proposer une méthode permettant d'analyser la stabilité d'un système sans avoir besoin de résoudre explicitement les solutions des équations différentielles qui le décrivent. La philosophie de cette méthode repose sur l'extension mathématique d'un phénomène physique observé : les systèmes mécaniques et électriques perdent de l'énergie pour se stabiliser au point d'équilibre [20].

II.5.3 Théorème de Lyapunov :

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 :

Pour un système scalaire, l'utilisation de la fonction de Lyapunov consiste à calculer une loi de commande et une dynamique d'adaptation qui garantissent la stabilité, même en présence d'incertitudes décrites par l'équation [28] :

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

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, 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.2), 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.

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

Comme l'expression contient le terme inconnu $\tilde{\theta}$, son signe est indéterminé, et aucune conclusion ne peut être tirée quant à la stabilité du système. Pour mieux comprendre cette stabilité, nous construisons un contrôleur dynamique en augmentant l'équation (II.5) d'une loi de mise à jour pour l'estimation de $\hat{\theta}$. Un bon choix de cette loi, qui doit garantir la stabilité de l'ensemble, reste à déterminer. Nous définissons alors une nouvelle fonction de 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

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

$$\text{Où:} \quad \tau = \Gamma x \varphi(x)$$

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 :

$$\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\theta} = \tau$$

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. Le contrôle de surface dynamique (DSC)

Le contrôle de surface dynamique (DSC) est une technique de contrôle utilisée pour les systèmes non linéaires. Elle a été initialement proposée par Swaroop en 1990. Le concept de DSC consiste à utiliser une surface de contrôle dynamique pour stabiliser les systèmes non linéaires en évitant l'explosion de complexité dans les algorithmes de contrôle traditionnels. Le DSC est souvent combiné avec d'autres techniques de contrôle, telles que le contrôle par Backstepping, pour garantir la stabilité et la précision du système contrôlé. [61] [62]

Le DSC a été appliqué à divers domaines, tels que la conduite automobile, les systèmes de positionnement horizontal, les véhicules maritimes et les réseaux de communication. Dans ces applications, le DSC permet de gérer les systèmes non linéaires avec des contraintes d'entrée saturées et des gains de contrôle inconnus, tout en garantissant la précision et la stabilité du système [62] [63] [64].

II.7. Conclusion :

Ce chapitre a exploré divers aspects de la commande adaptative. Nous avons examiné les principes fondamentaux de la commande adaptative, notamment ses objectifs de

suppression des perturbations et d'ajustement dynamique des paramètres de contrôle. En se concentrant sur les techniques de commande adaptative directe et indirecte, ainsi que sur la commande adaptative floue, nous avons souligné l'importance de ces approches pour répondre aux besoins de systèmes complexes et variables. De plus, nous avons exploré la commande adaptative basée sur la théorie de Lyapunov, qui offre une méthode robuste pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. Enfin, nous avons introduit le contrôle de surface dynamique (DSC) comme une technique avancée pour la commande des systèmes non linéaires.

Chapitre III :

Commande adaptative floue de systèmes non linéaires

Chapitre III : Commande adaptative floue de systèmes non linéaires

III .1. Introduction :

La technologie de contrôle adaptatif fournit un moyen très efficace de résoudre l'incertitude dans le système [29–31]. Depuis les années 1970, le contrôle adaptatif a attiré beaucoup d'attention dans le domaine de la théorie du contrôle [30, 32,33]. Dans le contrôle d'ingénierie réel, le modèle est toujours non linéaire et contient une certaine incertitude. Les systèmes non linéaires incertains sont sensibles à deux types d'incertitudes : les incertitudes structurelles connues, c'est-à-dire les incertitudes des paramètres [34] et les incertitudes dans les inconnues structurelles, c'est-à-dire les erreurs de modélisation et les perturbations externes [35]. En considérant les systèmes non linéaires avec des incertitudes connues dans la structure, dans le passé, des résultats significatifs ont été obtenus dans les techniques adaptatives pour la linéarisation de rétroaction des systèmes non linéaires [36–38]. Pour les systèmes non linéaires avec des incertitudes structurellement inconnues, des stratégies de contrôle robustes peuvent être appliquées. Étant donné que certains systèmes contrôlés ne peuvent pas connaître les limites de l'incertitude inconnue de leur structure, le contrôle adaptatif et les méthodes de contrôle robustes ne peuvent pas être utilisés pour la conception des contrôleurs. Cependant, pour de tels problèmes, les réseaux de neurones et le contrôle flou peuvent approcher des fonctions continues incertaines de la structure inconnue dans le système [39, 40]. Ge et al. Ont étudié une méthode de contrôle de réseau de neurones adaptatif robuste pour un système non linéaire à rétroaction stricte perturbée, qui peut garantir la limite finale dans le cas d'incertitude structurelle inconnue [41] ; Cao et al. Ont proposé une nouvelle stratégie de contrôle du système en utilisant la propriété d'approximation globale du système flou pour se rapprocher de la fonction inconnue du système conçu et assurer la stabilité de l'ensemble du système [42]. Cependant, dans le système décrit ci-dessus, il est convaincu que la non-linéarité inconnue et l'entrée de contrôle apparaissent dans la même équation de modèle d'espace d'état. Afin de surmonter les limites de ces systèmes. Les chercheurs concernés ont proposé une technologie adaptative [32, 34, 43, 44], qui a en outre résolu avec succès la contrainte des conditions d'appariement imposées à la non-linéarité du système. Cependant, la technologie adaptative présente certains inconvénients tels que la sur paramétrisation. Afin de résoudre cette lacune, Yang et al. Ont conçu le contrôleur avec une technologie adaptative et une technologie de contrôle robuste, ce qui a rendu le système en boucle fermée globalement borné sous l'influence de facteurs inconnus de non-linéarité et d'incertitude des paramètres [45]. De plus, des réseaux de neurones adaptatifs robustes et des contrôleurs flous sont étudiés pour des systèmes

avec des conditions de correspondance imposées par les non-linéarités mentionnées ci-dessus [46, 47]. En particulier pour les systèmes d'ordre élevé et les systèmes multi variables, lorsque des fonctions de base du réseau de neurones ou des nombres de règles floues sont utilisées pour approcher des fonctions non linéaires incertaines, de nombreux paramètres doivent être ajustés, ce qui entraîne un problème de « catastrophe dimensionnelle ». Par conséquent, le calcul devient trop important et le problème « d'explosion des calculs » se pose en même temps, ce qui n'est pas propice aux applications techniques [47, 48]. Yang et al. Ont étudié une technique de contrôle adaptatif basée sur l'approche du système flou T-S, qui a ajusté les paramètres adaptatifs de chaque système à deux et a résolu le problème de la « catastrophe de dimensionnalité » [49]. Hedrick et al. Ont proposé une méthode de « Commande la surface dynamique » (DSC) qui a surmonté le problème de « l'expansion computationnelle » en introduisant un filtre passe-bas de premier ordre à chaque étape de la technique de refoulement [50]. Sui et al. Ont proposé un nouveau théorème de stabilité en temps fini stochastique combiné avec la technique de Backstepping et une méthode de contrôle flou adaptative en temps fini. Les résultats de la simulation ont prouvé l'efficacité de la méthode [51]. Mu et al. Ont proposé des collecteurs de mode de commutation en temps fini et des contrôleurs non linéaires correspondants, et le système réduit est obtenu à partir du contrôle du mode de glissement terminal (TSMC), expliquant que TSMC est un contrôle en temps fini par la théorie homogène [52]. La technologie de Backstepping est une méthode systématique de synthèse de contrôleur pour des systèmes incertains. C'est une méthode de conception de régression qui combine la sélection de la fonction de Lyapunov avec la conception du contrôleur. La raison pour laquelle la technologie de Backstepping est largement utilisée dans de nombreux domaines de contrôle industriels est principalement parce que la méthode élimine la contrainte que l'incertitude du système et répond aux conditions de correspondance, résolvant ainsi le problème de contrôle des systèmes non linéaires relativement complexes. Avec le développement continu de technologies de contrôle intelligentes telles que les réseaux de neurones et les systèmes flous, la technologie Backstepping a gagné un grand potentiel de développement. En particulier, l'introduction de réseaux de neurones et de technologies adaptatives a grandement favorisé l'application de la méthode Backstepping. Sui et al. Ont proposé une méthode de contrôle décentralisé flou adaptatif en temps fini en combinant la conception récursive Backstepping et la théorie des fonctions de Lyapunov. Le résultat expérimental a prouvé que la stratégie de contrôle développée peut faire en sorte que la sortie du système ait de bonnes performances de suivi dans un temps limité [53]. Peu de temps après, Sui et al. Ont présenté une méthode de contrôle de commutation en temps fini basée sur la technique récursive de Backstepping et la méthode commune de fonction de Lyapunov et l'ont appliquée à un système d'amortisseur à ressort de masse pour prouver l'efficacité [54].

Dans cet article, une technique de contrôle flou adaptatif robuste basée sur la méthode

« Dynamic Surface Control » (DSC) est proposée pour les systèmes non linéaires incertains à sortie unique à entrée unique généralisés (SISO). Le système logique flou T-S est utilisé pour approcher la fonction non linéaire incertaine avec une structure inconnue dans le système.

Les principales contributions de Ce chapitre sont les suivantes :

(1) En cas d'incertitude structurelle inconnue, le système en boucle fermée qui en résulte est finalement limité.

(2) Une seule fonction doit avoir une approximation de système logique flou T-S et chaque sous-système n'a besoin que d'un seul paramètre à ajuster, ce qui permet de surmonter le problème de la « catastrophe de dimensionnalité ». À son tour, le montant de calcul de l'algorithme de contrôle est considérablement réduit, et le problème « d'expansion de calcul » est résolu. Les chapitres de ce document sont répartis comme suit. Premièrement en présente principalement les expressions et les hypothèses des questions et fournit quelques connaissances préliminaires. La section 2 décrit la conception d'un contrôleur flou adaptatif robuste fondé sur la méthode « Dynamic Surface Control » (DSC) et l'analyse de stabilité de Lyapunov. Troisièmes, en utilisant MATLAB pour effectuer des simulations afin de prouver l'efficacité de la méthode proposée.

III .2 Problème Formulation and Préparation

III. 2.1. Théorie de contrôle flou :

Contrôle logique flou, (Fuzzy Control) est une technologie de contrôle numérique par ordinateur basée sur la théorie des ensembles flous, les variables linguistiques floues et le raisonnement logique flou. Le professeur L. A. Zadeh de l'Université de Californie, aux États-Unis, a publié le fameux document "Fuzzy Sets" [55] et a proposé les concepts d'ensembles flous et d'algorithmes flous.

Le système de contrôle flou est principalement composé de quatre parties : fuzzification, base de règles, machine de raisonnement flou et defuzzification :

(1) Fuzzification : la fonction principale est de sélectionner la quantité d'entrée du contrôleur flou et de la convertir en une quantité floue qui peut être reconnue par le système. Il comporte trois étapes. Premièrement, le volume d'entrée est traité pour répondre aux besoins de contrôle flou. Deuxièmement, la quantité d'entrée est mise à l'échelle. Troisièmement, la valeur du langage flou de chaque entrée et la fonction d'appartenance correspondante sont déterminées.

(2) Base de règle : il s'agit d'une règle floue « si-alors ». La base de règles floues contient de nombreuses règles de contrôle et est une étape clé dans la transition de l'expérience de contrôle réel aux contrôleurs flous.

(3) Machine de raisonnement flou : basée sur la synthèse combinée ou un raisonnement indépendant pour les bases de règles floues, une variété de machines de raisonnement flou sont

proposées, qui implémentent principalement des décisions de raisonnement basées sur la connaissance.

(4) Defuzzification : la fonction principale est de convertir la quantité de contrôle obtenue par raisonnement en sortie de contrôle.

Il existe deux types de systèmes de contrôle flous : Mamdani et Takagi-Sugeno (T-S).

Considérer un système flou approchant une fonction multidimensionnelle continue $y = f(x)$ ou $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \in U$ est le vecteur d'entrée et $y \in \mathbf{V} \subset \mathbf{R}$ est le vecteur de sortie.) Le système de logique floue constitue un mappage du sous-espace U au sous-espace V , comme indiqué dans Figure 1. Le système se compose généralement des éléments suivants P ($P > 1$) règles floues : si $x_1 = A_{h1}^i, x_2 = A_{h2}^i \dots \dots x_n = A_{hn}^i$ puis $y_i = B_{h1,h2,\dots,hn}^i, i = 1, 2, \dots, P$, ou $A_{h1,h2,\dots,hn}^i$ et $B_{h1,h2,\dots,hn}^i$ représentent respectivement l'ensemble flou d'entrée et l'ensemble flou de sortie. Si $B_{h1,h2,\dots,hn}^i$ est un seul ensemble flou, alors c'est un type Mamdani système flou Si $B_{h1,h2,\dots,hn}^i$ est une fonction, c'est un Takagi–Sugeno Système flou de type (T-S) [56]. Parce que le flou de type T-S système est utilisé dans cet article, le système flou de type Mamdani ne sera pas trop introduit. Après avoir effacé le flou système flou T-S mentionné ci-dessus avec raisonnement flou de produit, la sortie du système flou T-S devient

$$F(x) = \sum_{i=1}^K y_i \xi_i(x), \quad (\text{III.1})$$

Où $\xi_i(x)$ représente une fonction de base floue, $y_i = a_1^i x_1 + a_2^i x_2 + \dots \dots + a_n^i x_n$

Alors, la formule (III.1) peut être changé en

$$F(x) = \xi(x) A_x, \quad (\text{III.2})$$

Où

$$\begin{aligned} \varepsilon(x) &= [\xi_1(x), \xi_2(x), \dots, \xi_K(x)] \\ A_x &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{K1} & a_{K2} & \dots & a_{Kn} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Le système flou de type T-S proposé fournit des conditions pratiques pour la conception analytique du contrôle flou Parce que les systèmes non linéaires complexes seront se décompose en une série de sous-systèmes linéaires, difficulté à analyser et décrire le système ne sera pas compliqué par les adeptes de chaque règle dans le flou T-S système.

En supposant que l'univers de sortie est un ensemble compact dans R^r , alors pour toute fonction continue réelle donnée U et $F(x)$ sur $\forall \varepsilon > 0$, il existe un système flou $F(x)$ de forme (III.2), tel que

$$\sup_{x \in U} \|f(x) - F(x)\| \leq \varepsilon \quad (\text{III.4})$$

Pour le système flou de type T-S, $F(x) = \hat{f}(x, A_x)$ et le processus de preuve détaillé est donné

dans [57, 58].

III.2.1.1. Contrôle de Surface Dynamique

La commande à surface dynamique est développée sur la base du Contrôle par Rétroaction. La méthode du Contrôle par Rétroaction présente des avantages évidents pour la mise en œuvre d'un contrôle robuste ou adaptatif des systèmes non linéaires incertains. Cependant, la méthode du Contrôle par Rétroaction ne propose pas de solution satisfaisante à l'expansion des termes causée par la dérivation de la commande virtuelle, surtout dans les systèmes d'ordre supérieur. Cette limitation est particulièrement notable dans les systèmes d'ordre supérieur et cherche à surmonter la complexité computationnelle de la conception inverse traditionnelle. Les principaux avantages de la méthode de commande à surface dynamique sont les suivants : (1) elle peut éliminer l'expansion des termes différentiels et simplifier la conception du contrôleur et des paramètres ; (2) elle peut réduire le nombre de variables d'entrée des systèmes de réseaux neuronaux et flous utilisées pour la modélisation ; et (3) il n'est pas nécessaire d'approximer l'erreur bornée dans l'analyse de stabilité, évitant ainsi l'argument cyclique. Ce qui suit offre un bref aperçu de la conception des méthodes de commande à surface dynamique. Prenons comme exemple un système non linéaire du second ordre :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_2 + \mathbf{a}\mathbf{f}_1(\mathbf{x}_1), \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{u} + \mathbf{b}\mathbf{f}_2(\mathbf{x}_2), \\ \mathbf{y} = \mathbf{x}_1, \end{cases} \quad (\text{III .5})$$

"où $\overline{\mathbf{x}}_2 = [x_1, x_2]^T$ représente la variable d'état du système et $\mathbf{u}$ représente l'entrée du système. Définissons la première surface d'erreur comme $S_1 = x_1 - y_r$ où y_r représente le signal de référence du système, et dérivons la surface d'erreur S_1 pour obtenir la formule suivante :"

$$\dot{S}_1 = x_2 + x_{2d} - x_{2d} + a f_1(x_1) - \dot{y}_r, \quad (\text{III .6})$$

Où x_{2d} représente le taux de contrôle virtuel intermédiaire.

Afin de s'affranchir de l'expansion du terme différentiel, un nouveau filtre passe-bas est introduit pour obtenir une nouvelle variable z_2 :

$$\tau_2 \dot{z}_2 + z_2 = x_{2d}, \quad (\text{III .7})$$

Où τ_2 représente la constante de temps du filtre passe-bas du premier ordre.

En introduisant un filtre de premier ordre dans un système non linéaire, le problème de l'expansion des termes provoqué par la dérivation du contrôle virtuel dans les systèmes d'ordre élevé est évité. La conception et l'analyse de stabilité de la méthode de contrôle dynamique de surface prouve que la littérature [59] donne des étapes spécifiques.

III.2.1.2 Énoncé du problème

Considérons une classe de systèmes SISO à entré unique et à sortie unique non linéairement indéterminés qui sont sujets à des perturbations externes :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = g_i(\bar{x}_i)x_{i+1} + f_i(\bar{x}_i) + d_i(x, t), \\ \dot{x}_n = g_n(x)u + f_n(x) + d_n(x, t), \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

"où $\bar{x}_i = [x_1, \dots, x_i]^T$, $x = (x_1, \dots, x_n)^T$ représente le vecteur d'état du système ; $u, y \in \mathbb{R}$ sont l'entrée et la sortie du système de contrôle ; $f_i(\cdot)$ est la fonction non linéaire lisse inconnue ; $g_i(\cdot)$ est la fonction de gain non linéaire virtuel lisse inconnue ; et $d_i(x, t) (1 \leq i \leq n)$ est la perturbation externe incertaine, et bornée."

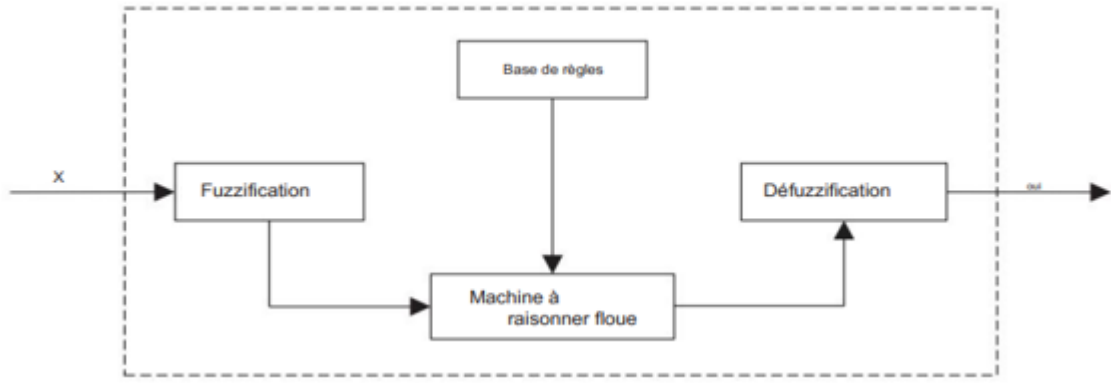


Figure (III.1) : Schéma du système de logique floue.

Définissez l'erreur de poursuite z , suivez un signal de référence donné $y_r(t)$ et supposez que le signal de référence donné $y(t)$ est limité :

$$z = y(t) - y_r(t). \quad (\text{III.9})$$

Faire des hypothèses sur le système mentionné ci-dessus.

Hypothèse 1. La fonction de gain non linéaire de contrôle virtuel lisse inconnue $g_i(\cdot)$ satisfait $0 \leq a_{\min} \leq g_i(\bar{x}_i, t) \leq b_{\max}$, où $a_{\min}$ and $b_{\max}$ représentent les limites supérieure et inférieure du paramètre et sont une constante inconnue.

Hypothèse 2. Il n'est pas certain que la perturbation externe $d_i(x, t) (1 \leq i \leq n)$ est bornée, et $|d_i(x, t)| \leq d_i$, d_i est un nombre normal inconnu.

Hypothèse 3. Le poids du système flou θ_i^* et l'erreur d'approximation ε_i sont bornée.

III.2.2. Conception d'un contrôleur flou adaptatif robuste :

III 2.2.1. Conception du contrôleur:

Considérons le premier sous-système du système présenté dans l'équation (8), définissant la première erreur de suivi $z_1 = x_1 - y_r$; alors

$$\dot{z}_1 = g_1(\bar{x}_1, t)x_2 + f_1(x_1, t) + d_1 - \dot{y}_r. \quad (\text{III.10})$$

Utilisation d'un système flou de type T-S pour approximer $f_1(x_1, \omega)$ alors

$$\begin{aligned} f_1(x_1, \omega) &= \xi_1(x_1) \mathbf{A}_1 x_1 + \varepsilon_1 = \xi_1(x_1) \mathbf{A}_1 z_1 + \xi_1(x_1) \mathbf{A}_1 y_r + \varepsilon_1 \\ &= q_{\theta 1} \xi_1 \omega_1 + \xi_1(x_1) \mathbf{A}_1 y_r + \varepsilon_1, \end{aligned} \quad (\text{III .11})$$

Ou ε_1 représente l'erreur d'approximation, $q_{\theta 1}$ est une constante inconnue, et $q_{\theta 1} = \|\mathbf{A}_1\|$, $\mathbf{A}_1 = q_{\theta 1} \mathbf{A}_1^m$, et $\omega_1 = \mathbf{A}_1 z_1$; alors,

$$\dot{z}_1 = g_1(\bar{x}_1, t) x_2 + q_{\theta 1} \xi_1(x) \omega_1 + l_1 - \dot{y}_r, \quad (\text{III .12})$$

Ou $l_1 = \xi_1(x_1) \mathbf{A}_1 y_r + \varepsilon_1 + d_1$, $\|l_1\| \leq \|\xi_1(x_1) \mathbf{A}_1 y_r + \varepsilon_1 + d_1\| \leq a_{\min} \theta_1 \varphi_1(x_1)$,

$\theta_1 = a_{\min}^{-1} \max(\|\mathbf{A}_1 y_r\|, \|\varepsilon_1 + d_1\|)$, et $\varphi_1(x_1) = 1 + \|\xi_1\|$.

Par conséquent, la fonction de stabilisation intermédiaire ψ_2 et le taux d'adaptation des paramètres sont :

$$\psi_2 = -k_1 z_1 + \dot{y}_r - \hat{\lambda}_1 \rho_1(x_1) z_1, \quad (\text{III .13})$$

$$\hat{\lambda}_1 = \mu_1 [\rho_1(x_1) z_1^2 - \sigma_1(\hat{\lambda}_1 - \lambda_1^0)], \quad (\text{III .14})$$

$$\rho_1(x_1) = \frac{1}{4l_1^2} \xi_1 \xi_1^T + \frac{1}{4\kappa_1^2} \varphi_1^2, \quad (\text{III .15})$$

Ou k_1, μ_1, l_1 , et κ_1 sont des nombres normaux ; $\hat{\lambda}_1$ is une valeur estimée de λ_1 ; $\lambda_1 = a_{\min}^{-1} \max(q_{\theta 1}^2, \theta_1^2)$; et λ_1^0 est la valeur initiale.

À ce stade, la valeur estimée s_2 de ψ_2 Est obtenu :

$$s_2 = \psi_2 - \tau_2 \dot{s}_2, \quad (\text{III .16})$$

Où τ est la constante de temps.

Considérant le i - eme ($2 \leq i \leq n - 1$) sous-systèmes du système représenté dans l'équation (III .8) et définissant la i -ème erreur de poursuite : $z_i = x_i - s_i$; alors,

$$\dot{z}_i = g_i(\bar{x}_i, t) x_{i+1} + f_i(\bar{x}_i, t) + d_i - \dot{s}_i. \quad (\text{III .17})$$

Utilisation du système flou T-S pour approximer la fonction incertaine $f_i(\bar{x}_i, t)$, alors

$$\begin{aligned} f_i(\bar{x}_i, t) &= \xi_i(\bar{x}_i) \mathbf{A}_i \bar{x}_i^T + \varepsilon_i = \xi_i(\bar{x}_i) \mathbf{A}_i \begin{bmatrix} z_1 + y_r \\ z_2 + s_2 \\ \dots \\ z_i + s_i \end{bmatrix} + \varepsilon_i \\ &= q_{\theta i} \xi_i \omega_i + d'_i \end{aligned} \quad (\text{III .18})$$

Ou $d'_i = \xi_i \mathbf{A}_i^1 y_r + \xi_i \sum_{j=2}^i \mathbf{A}_i^j s_j + \varepsilon_i$, $q_{\theta i} = \|\mathbf{A}_i^1\|$, $\mathbf{A}_i^1 = q_{\theta i} \mathbf{A}_i^m$, et $\omega_i = \mathbf{A}_i^m \bar{z}_i$; alors,

$$\dot{z}_i = g_i(\bar{x}_i, t) x_{i+1} + q_{\theta i} \xi_i(x) \omega_i + l_i - \dot{s}_i, \quad (\text{III .19})$$

Ou $l_i = d_i + d'_i$, $\|l_i\| \leq \|d_i + \xi_i \mathbf{A}_i^1 y_r + \xi_i \sum_{j=2}^i \mathbf{A}_i^j s_j + \varepsilon_i\| \leq a_{\min} \theta_i \varphi_i(x_i)$, $\theta_i =$

$a_{\min}^{-1} \max(\|\mathbf{A}_i^1 y_r\|, \|\sum_{j=2}^i \mathbf{A}_i^j s_j\|, \|\varepsilon_i + d_i\|)$, et $\varphi_i(x_i) = 1 + \|\xi_i\|$.

Par conséquent, la fonction de stabilisation intermédiaire ψ_{i+1} et le taux d'adaptation des

paramètres sont

$$\psi_{i+1} = -k_i z_i + \dot{s}_i - \hat{\lambda}_i \rho_i(\bar{x}_i) z_i \quad (\text{III .20})$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_i = \mu_i [\rho_i(\bar{x}_i) z_i^2 - \sigma_i(\hat{\lambda}_i - \lambda_i^0)] \quad (\text{III .21})$$

$$\rho_i(\bar{x}_i) = \frac{1}{4\iota_i^2} \xi_i \xi_i^T + \frac{1}{4\kappa_i^2} \varphi_i^2, \quad (\text{III .22})$$

Où k_i, μ_i, l_i , et κ_i sont des nombres normaux ; $\hat{\lambda}_i$ est une valeur estimée de λ_i ; $\lambda_i = a_{\min}^{-1} \max(q_{\theta i}^2, \theta_i^2)$; et λ_i^0 est la valeur initiale.

À ce stade, la valeur estimée s_{i+1} of ψ_{i+1} Est obtenu :

$$s_{i+1} = \psi_{i+1} - \tau_{i+1} \dot{s}_{i+1}. \quad (\text{III .23})$$

Définir la n -th erreur de suivi : $z_n = x_n - s_n$; de même, il y a

$$\begin{aligned} \dot{z}_n &= g_n(x, t)u + f_n(\bar{x}_n, t) + d_n - \dot{s}_n, \\ f_i(\bar{x}_n, t) &= \xi_n(\bar{x}_n) \mathbf{A}_n \bar{x}_n^T + \varepsilon_n = \xi_n(\bar{x}_n) \mathbf{A}_n \begin{bmatrix} z_1 + y_r \\ z_2 + s_2 \\ \dots \\ z_n + s_n \end{bmatrix} + \varepsilon_n \\ &= q_{\theta n} \xi_n \omega_n + d'_n \end{aligned} \quad (\text{III .24})$$

$$\begin{aligned} \text{Ou } d'_n &= \xi_n \mathbf{A}_n^1 y_r + \xi_n \sum_{j=2}^n \mathbf{A}_n^j s_j + \varepsilon_n, \quad q_{\theta n} = \|\mathbf{A}_n^1\|, \quad \mathbf{A}_n^1 = q_{\theta n} \mathbf{A}_n^m, \text{ et } \omega_n = \mathbf{A}_n^m \bar{z}_n; \text{ alors,} \\ \dot{z}_n &= g_n(x, t)u + q_{\theta n} \xi_n(x) \omega_n + l_n - \dot{s}_n, \end{aligned} \quad (\text{III .25})$$

$$\begin{aligned} \text{Ou } l_n &= d_n + d'_n, \quad \|\omega_n\| \leq \|d_n + \xi_n \mathbf{A}_n^1 y_r + \xi_n \sum_{j=2}^n \mathbf{A}_n^j s_j + \varepsilon_n\| \leq a_{\min} \theta_n \varphi_n(x), \quad \theta_n = \\ &a_{\min}^{-1} \max(\|\mathbf{A}_n^1 y_r\|, \|\sum_{j=2}^n \mathbf{A}_n^j s_j\|, \|\varepsilon_n + d_n\|), \text{ and } \varphi_n(x) = 1 + \|\xi_n\|. \end{aligned}$$

Par conséquent, sélectionnez le taux de contrôle et le taux d'adaptation des paramètres :

$$u = -k_n z_n + \dot{s}_n - \hat{\lambda}_n \rho_n(x) z_n, \quad (\text{III .26})$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_n = \mu_n [\rho_n(x) z_n^2 - \sigma_n(\hat{\lambda}_n - \lambda_n^0)], \quad (\text{III .27})$$

$$\rho_n(x) = \frac{1}{4\iota_n^2} \xi_n \xi_n^T + \frac{1}{4\kappa_n^2} \varphi_n^2, \quad (\text{III .28})$$

Où k_n, μ_n, l_n , et κ_n sont des nombres normaux ; $\hat{\lambda}_n$ est une valeur estimée de λ_n ; $\lambda_n = a_{\min}^{-1} \max(q_{\theta n}^2, \theta_n^2)$; et λ_n^0 est la valeur initiale.

III .2.2.2. Analyse de stabilité de Lyapunov

Définissez une nouvelle erreur de suivi :

$$y_{i+1} = s_{i+1} - \psi_{i+1}, \quad i = 1, 2, \dots, n-1. \quad (\text{III .29})$$

De l'équation (23), $\dot{s}_i = ((-(s_i + \psi_i))/\tau_i) = ((-y_i)/\tau_i)$; alors,

$$\begin{aligned} \dot{y}_2 = \dot{s}_2 - \dot{\psi}_2 &= \frac{y_2}{\tau_2} + \left(-\frac{\partial \psi_2}{\partial z_1} \dot{z}_1 - \frac{\partial \psi_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial \psi_2}{\partial \hat{\theta}_1} \dot{\hat{\theta}}_n - \frac{\partial \psi_2}{\partial \hat{\lambda}_1} \dot{\hat{\lambda}}_1 + \ddot{y}_r \right) \\ &= -\frac{y_2}{\tau_2} + O_2(z_1, z_2, y_2, \widehat{\theta}_1, \widehat{\lambda}_1, y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r) \end{aligned} \quad (\text{III .30})$$

Où $O_2(\cdot)$ est le reste. De même, il y a:

$$\dot{y}_{i+1} = \dot{s}_{i+1} - \dot{\psi}_{i+1} = -\frac{y_{i+1}}{\tau_{i+1}} + O_{i+1}(z_1, \dots, z_{i+1}, y_2, \dots, y_i, \hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_i, \hat{\lambda}_1, \dots, \hat{\lambda}_i, y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r) \quad (\text{III .31})$$

D'après la i -ème équation et équation d'erreur de suivi (III .29), $x_{i+1} = z_{i+1} + s_{i+1}$ et $s_{i+1} = y_{i+1} + \psi_{i+1}$, et l'erreur de suivi peut être exprimée comme suit :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = g_1(\bar{x}_1, t)z_1 + g_1(\bar{x}_1, t)y_1 + g_1(\bar{x}_1, t)\psi_1 + q_{\theta 1}\xi_1(x)\omega_1 + l_1 - \dot{y}_r, \\ \dot{z}_i = g_i(\bar{x}_i, t)z_{i+1} + g_i(\bar{x}_i, t)y_{i+1} + g_i(\bar{x}_i, t)\psi_{i+1} + q_{\theta i}\xi_i(x)\omega_i + l_i - \dot{s}_i, \\ \dot{z}_n = g_n(x, t)u + q_{\theta n}\xi_n(x)\omega_n + l_n - \dot{s}_n. \end{cases} \quad (\text{III .32})$$

Ensuite, ramenez les équations (III .13) (III .15), (III .19) (III .21) et (III .26) (III .28) dans l'équation mentionnée ci-dessus et obtenez l'expression suivante :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = g_1z_1 + g_1y_1 - g_1k_1z_1 + g_1\dot{y}_r - g_1\hat{\lambda}_1 \left(\frac{1}{4l_1^2} \xi_1\xi_1^T + \frac{1}{4\kappa_1^2} \varphi_1^2 \right) z_1 + q_{\theta 1}\xi_1(x)\omega_1 + l_1 - \dot{y}_r \\ \dot{z}_i = g_iz_{i+1} + g_iy_{i+1} - g_ik_iz_i + g_i\dot{s}_i - g_i\hat{\lambda}_i \left(\frac{1}{4l_i^2} \xi_i\xi_i^T + \frac{1}{4\kappa_i^2} \varphi_i^2 \right) z_i + q_{\theta i}\xi_i(x)\omega_i + l_i - \dot{s}_i \\ \dot{z}_n = -g_nk_nz_n + g_n\dot{s}_n - g_n\hat{\lambda}_n \left(\frac{1}{4l_n^2} \xi_n\xi_n^T + \frac{1}{4\kappa_n^2} \varphi_n^2 \right) z_n + q_{\theta n}\xi_n(x)\omega_n + l_n - \dot{s}_n \end{cases} \quad (\text{III .33})$$

Définir la fonction Lyapunov du système en boucle fermée comme

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (z_i^2 + \hat{\lambda}_i^T a_{\min} \mu_i^{-1} \tilde{\lambda}_i) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} y_{i+1}^2, \quad (\text{III .34})$$

Ou $\hat{\lambda}_i = \lambda_i - \tilde{\lambda}_i$.

Dans ce qui suit, il sera prouvé que le paramètre arbitraire donné $\zeta > 0$, l'existence de l_i , et $\iota_i, \kappa_i, \sigma_i$, et μ_i rendre la solution du système en boucle fermée cohérente et limitée.

La dérivée de la fonction de Lyapunov du système en boucle fermée par rapport au temps est

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^n (z_i\dot{z}_i - \hat{\lambda}_i^T a_{\min} \mu_i^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_i) + \sum_{i=1}^{n-1} y_{i+1}\dot{y}_{i+1} \quad (\text{III .35})$$

Une analyse déduite peut être tirée:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \sum_{i=1}^{n-1} \left(g_iz_{i+1}z_i + g_iy_{i+1}z_i - a_{\min}k_iz_i^2 - a_{\min}\hat{\lambda}_i \frac{1}{4l_i^2} \xi_i\xi_i^T z_i^2 \right. \\ & \left. - g_i\hat{\lambda}_i \frac{1}{4\kappa_i^2} \varphi_i^2 z_i^2 \right. \\ & \left. + q_{\theta i}\xi_i(x)\omega_iz_i + l_iz_i - \hat{\lambda}_i^T a_{\min} \mu_i^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_i \right) + g_1\dot{y}_rz_1 - \dot{y}_rz_1 \\ & + \sum_{i=2}^n (g_i\dot{s}_iz_i - \dot{s}_iz_i) \\ & - a_{\min}k_nz_n^2 - g_n\hat{\lambda}_n \frac{1}{4t_n^2} \xi_n\xi_n^T z_n^2 - a_{\min}\hat{\lambda}_n \frac{1}{4\kappa_n^2} \varphi_n^2 z_n^2 + q_{\theta n}\xi_n(x)\omega_nz_n \\ & + l_nz_n - \hat{\lambda}_n^T a_{\min} \mu_n^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_n + \sum_{i=1}^{n-1} \left(-\frac{y_{i+1}^2}{\tau_{i+1}} + |y_{i+1}O_{i+1}| \right). \end{aligned} \quad (\text{III .36})$$

Cependant,

$$\begin{aligned}
q_{\theta i} \xi_i \omega_i z_i &= q_{\theta i} \xi_i \omega_i z_i - l_i^2 \omega_i^T \omega_i + l_i^2 \omega_i^T \omega_i = -l_i^2 \left(\omega_i - \frac{q_{\theta i}^2}{2l_i^2} \xi_i z_i \right)^2 \\
&\quad + \frac{q_{\theta i}^2}{4l_i^2} \xi_i \xi_i^T z_i^2 + l_i^2 \omega_i^T \omega_i \\
&\leq \frac{q_{\theta i}^2}{4l_i^2} \xi_i^T z_i^2 + l_i^2 \omega_i^T \omega_i \leq a_{\min} \hat{\lambda}_i \frac{1}{4l_i^2} \xi_i \xi_i^T z_i^2 \\
&\quad + a_{\min} \tilde{\lambda}_i \frac{1}{4l_i^2} \xi_i \xi_i^T z_i^2 + l_i^2 \omega_i^T \omega_i, \\
l_i z_i &\leq a_{\min} \hat{\theta}_i \varphi_i(\bar{x}_i) \|z_i\| + a_{\min} \tilde{\theta}_i \varphi_i(\bar{x}_i) \|z_i\|
\end{aligned} \tag{III .37}$$

En même temps, on peut savoir de $\dot{s}_i = ((-s_i + \psi_i))/\tau_i) = ((-y)_i/\tau_i)$:

$$\begin{aligned}
g_1 \dot{y}_r z_1 - \dot{y}_r z_1 &\leq \frac{1 + b_{\max}}{\tau_i} z_i^2 + (1 + b_{\max}) \dot{y}_r^2 \leq \frac{1 + b_{\max}}{4} z_i^2 \\
&\quad + (1 + b_{\max}) O_0^2 \\
g_i \dot{s}_i z_i - \dot{s}_i z_i &\leq g_i |\dot{s}_i z_i| + |\dot{s}_i z_i| \leq (g_i + 1) \left| \frac{y_i}{\tau_i} \right| |z_i| \leq \frac{1 + b_{\max}}{\tau_i} z_i^2 \\
&\quad + \frac{1 + b_{\max}}{4\tau_i} y_i^2
\end{aligned} \tag{III .38}$$

Ensuite, l'équation (36) peut être modifiée en

$$\begin{aligned}
\dot{V} &\leq \sum_{i=1}^{n-1} (g_i z_{i+1} z_i + g_i y_{i+1} z_i) + \sum_{i=1}^n \left(a_{\min} \tilde{\lambda}_i \frac{1}{4l_i^2} \xi_i \xi_i^T z_i^2 + l_i^2 \omega_i^T \omega_i \right) \\
&\quad + g_i \hat{\theta}_i \varphi_i(\bar{x}_i) \|z_i\| + a_{\min} \tilde{\theta}_i \varphi_i(\bar{x}_i) \|z_i\| - g_i \hat{\lambda}_i \frac{1}{4\kappa_i^2} \varphi_i^2 z_i^2 g_n \\
&\quad - g_n \hat{\lambda}_n \frac{1}{4t_n^2} \xi_n \xi_n^T z_n^2 + \left(\frac{1 + b_{\max}}{4} - a_{\min} k_1 \right) z_1^2 \\
&\quad + (1 + b_{\max}) O_0^2 + \sum_{i=2}^n \left(- \left(-\frac{1 + b_{\max}}{\tau_i} + a_{\min} k_i \right) z_i^2 \right) \\
&\quad + \sum_{i=2}^n \left(\frac{1 + b_{\max}}{4\tau_i} \right) y_i^2 + \sum_{i=1}^{n-1} \left(-\frac{y_{i+1}^2}{\tau_{i+1}} + |y_{i+1} O_{i+1}| \right).
\end{aligned} \tag{III .39}$$

Depuis, $g_i \hat{\theta}_i \varphi_i(\bar{x}_i) \|z_i\| + a_{\min} \tilde{\theta}_i \varphi_i(\bar{x}_i) \|z_i\| - g_i \hat{\lambda}_i (1/4\kappa_i^2) \varphi_i^2 z_i^2 \leq \theta_i \varphi_i(\bar{x}_i) \|z_i\| - g_i \hat{\lambda}_i (1/4\kappa_i^2) \varphi_i^2 z_i^2 \leq (\theta_i^2/4t_n^2) \varphi_i^2(\bar{x}) z_i^2 + \kappa_i^2 - g_i \hat{\lambda}_i (1/4\kappa_i^2) \varphi_i^2 z_i^2 \leq g_i \kappa_i \leq b_{\max} \kappa_i$, $g_i z_{i+1} z_i \leq z_i^2 + (b_{\max}/4) z_{i+1}^2$ et $g_i y_{i+1} z_i \leq z_i^2 + (b_{\max}/4) y_{i+1}^2$. Intégrez les équations (III .21) et (III .22) à l'équation susmentionnée ; alors:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \left(\frac{1+b_{\max}}{4} - a_{\min}k_1 - 2 \right) z_1^2 + \sum_{i=2}^n \left(- \left(- \frac{1+b_{\max}}{\tau_i} + a_{\min}k_i - 2 \right) z_i^2 \right) \\ & + \left(\frac{1+b_{\max}}{4} - a_{\min}k_n \right) z_n^2 - \sum_{i=1}^n \left(\frac{\sigma_i}{2\lambda_{\max}a_{\min}\mu_i^{-1}} \tilde{\lambda}_i^T \mu_i^{-1} \tilde{\lambda}_i \right) \end{aligned}$$

Ou $\delta'_i = (1+b_{\max})O_0^2 + b_{\max}k_i + (\sigma_i/2)|\lambda_i^* - \lambda_i^0|^2$, $\iota = (\iota_1^2 + \iota_2^2 + \dots + \iota_n^2)^{1/2}$, et $\omega = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n]^T$.

Puisque $\omega_i = A_i^m \bar{z}_i^T$, $\|A_i^m\| \leq 1$; cependant,

$$\omega = \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \dots \\ \omega_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^m & 0 & \dots & 0 \\ A_2^m & A_2^m & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_n^m & A_n^m & \dots & A_n^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \dots \\ z_n \end{bmatrix} = A z \quad (\text{III.41})$$

Ceci peut être obtenu comme :

$$\|\omega\| \leq \|A\| \|z\| \leq \|z\| \quad (\text{III.42})$$

Examinez d'abord les propriétés de l'équation (III.8) :

Laisser $|O_{i+1}|$ être la valeur maximale de M_{i+1} sur le plateau Ω , et laisse

$$(1/\tau_{i+1}) = ((3 - b_{\max})/4\tau_{i+1})^{-1} \left((b_{\max}/4) + (M_{i+1}^2/2\psi) + \psi_0 \right), \text{ et pare ce que } |y_{i+1}O_{i+1}| \leq (y_{i+1}^2 M_{i+1}^2/2\psi) + (\psi/2), \text{ alors}$$

$$\begin{aligned} & \frac{b_{\max}}{4} y_{i+1}^2 - \frac{3 - b_{\max}}{4\tau_{i+1}} + |y_{i+1}O_{i+1}| \\ & \leq - \left(\frac{b_{\max}}{4} + \frac{M_{i+1}^2}{2\psi} + \psi_0 \right) y_{i+1}^2 + \frac{b_{\max}}{4} y_{i+1}^2 + \frac{y_{i+1}^2 M_{i+1}^2 O_{i+1}^2}{2\psi M_{i+1}^2} + \frac{\psi}{2} \end{aligned}$$

Laisser être

$(\sigma_i/2\lambda_{\max} a_{\min} \mu_i^{-1}) = \psi_0$, $k_1 = b_{\max}^{-1}(2 + ((1 + b_{\max})/4) + \psi_0)$, $k_i = b_{\max}^{-1}(2 + ((1 + b_{\max})/\tau_i) + (b_{\max}/4) + \psi_0)$, $k_n = b_{\max}^{-1}(((1 + b_{\max})/\tau_i) + \psi_0)$, et ψ_0 est un nombre normal. Alors l'équation (36) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\psi_0 \sum_{i=1}^n z_i^2 - \psi_0 \sum_{i=1}^n (\tilde{\lambda}_i^T a_{\min} \mu_i^{-1} \tilde{\lambda}_i) - \psi_0 \sum_{i=1}^{n-1} y_{i+1}^2 \\ & + \sum_{i=1}^n (\iota_i^2 \omega_i^T \omega_i) + \chi \leq -2\psi_0 V + \chi, \end{aligned} \quad (\text{III.44})$$

Ou $z = [z_1, z_2, \dots, z_n]^T$, $\chi = \sum_{i=1}^n (\delta'_i) + \sum_{i=1}^{n-1} (\psi/2)$, alors:

$$V(t) \leq \frac{\chi}{2\psi_0} + V(t_0) e^{-2\psi_0(t-t_0)}, \quad \forall t \geq t_0 \geq 0. \quad (\text{III.45})$$

Évidemment, pour tout $\zeta_1 > 0$, exist $T > 0$ pour que pour tous $t \geq t_0 + T$, $\|z_1\| \leq \zeta_1$ est établi. Ensuite, toutes les solutions du système en boucle fermée sont cohérentes et limitées, c'est-à-dire en ajustant les paramètres du contrôleur de manière à ce que l'erreur de suivi $z_1 = y(t) - y_r(t)$ est aussi petit que possible pour obtenir la précision de suivi souhaitée.

III.3 Études de simulation du système de coupe par vibration elliptique tridimensionnelle:

III.3.1. Transformation du système :

Faites les hypothèses suivantes pour le système (III .8).

Hypothèse 4. Le système (III .8) a un fort rapport r .

Sous la condition de l'hypothèse 3.1, il existe une application homéomorphe différentielle $(u,v)=T(x)$ de sorte que l'équation (III .8) devient

$$\begin{cases} y^{(r)} = a_1(t) + [b_1(t) + g_1(\mathbf{u}, \mathbf{v})]u + f_1(\mathbf{u}, \mathbf{v}) + d(\mathbf{u}, \mathbf{v}) \\ \dot{v} = q(\mathbf{u}, \mathbf{v}) \end{cases} \quad (\text{III .46})$$

Ou $L_g^r h(\mathbf{x}) = f_1(\mathbf{u}, \mathbf{v})$, $L_g L_f^{r-1} h(\mathbf{x}) = g_1(\mathbf{u}, \mathbf{v})$, $\dot{v} = q(\mathbf{u}, \mathbf{v})$ désigne une dynamique nulle du système, $a_1(t)$ et $b_1(t)$ sont des fonctions connues qui sont continuellement limitées, et $a_1(t) = b_1(t) = 0$ est assumé.

Hypothèse 5. Le système (1) est constitué de phases et de paires minimales et la variable u satisfait à la condition de Lipschitz :

$$|q(\mathbf{u}, \mathbf{v}) - q(0, \mathbf{v})| \leq L|\mathbf{u}| \quad (\text{III .47})$$

Sous l'hypothèse de 5, si u est borné, alors v doit être borné.

Supposons que le système n'ait pas de dynamique nulle, c'est-à-dire $v = 0$.

Laisser $f(\mathbf{x}) = f_1(\mathbf{u}, 0)$, $g(\mathbf{x}) = g_1(\mathbf{u}, 0)$, et $\mathbf{u} = T^{-1}(\mathbf{x})$; alors, l'équation (8) peut être modifiée en

$$y^{(r)} = g(\mathbf{x})u + f(\mathbf{x}) + d(\mathbf{x}, t). \quad (\text{III .48})$$

Pour le système de coupe assistée par vibration elliptique tridimensionnelle de la recherche précédente [21], en considérant ce type de système Wiener non linéaire à entrée unique et à sortie unique (SISO), cela peut être exprimé comme suit :

$$y^{(3)} = g(x, t)u(t) + f(x, t) + d(t), \quad (\text{III .49})$$

Ou $g(x, t)$ et $f(x, t)$ sont des fonctions non linéaires, $g(x, t) > 0$, et $d(t)$ est une interférence extérieure.

Sur la base de l'analyse de simulation LabVIEW, cinq ensembles flous sont définis pour chaque variable du modèle de système devant être floue : $\{NL, NM, ZE, PM, PL\}$. Ces ensembles flous sont décrits par les fonctions d'appartenance suivantes

$$\begin{cases} \Gamma_{NL} = \exp [-(x + 1)^2] \\ \Gamma_{NM} = \exp [-(x + 0.5)^2] \\ \Gamma_{ZE} = \exp [-x^2] \\ \Gamma_{PM} = \exp [-(x - 0.5)^2] \\ \Gamma_{PL} = \exp [-(x - 1)^2] \end{cases} \quad (\text{III .50})$$

Selon l'algorithme de contrôle proposé dans la section 2, le taux de contrôle, la fonction de stabilisation intermédiaire et le taux d'adaptation des paramètres sont sélectionnés comme suit :

$$\begin{cases} \psi_2 = -5z_1 + y_d, \\ \psi_3 = -0.05z_2 + s_2 - \hat{\lambda}_2 \rho_2 z_2, \\ u = -0.02z_3 + s_3 - \hat{\lambda}_3 \rho_3 z_3, \\ \dot{\hat{\lambda}}_2 = 0.2[\rho_2 z_2^2 - 0.5\hat{\lambda}_2], \\ \dot{\hat{\lambda}}_3 = 0.1[\rho_3 z_3^2 - 1.5\hat{\lambda}_3], \\ \rho_i(\bar{x}_i) = \frac{1}{4l_i^2} \xi_i \xi_i^T + \frac{1}{4\kappa_i^2} \varphi_i^2, i = 2,3. \end{cases} \quad (\text{III .51})$$

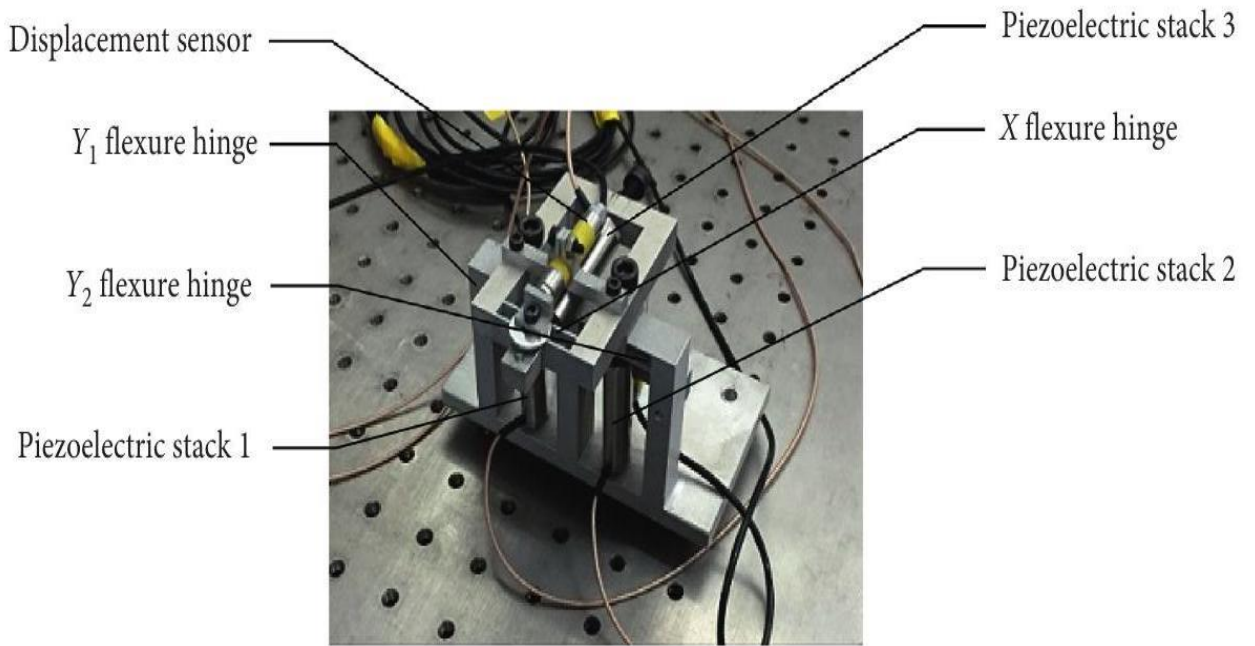


Figure (III.2) : Structure du système EVC 3D

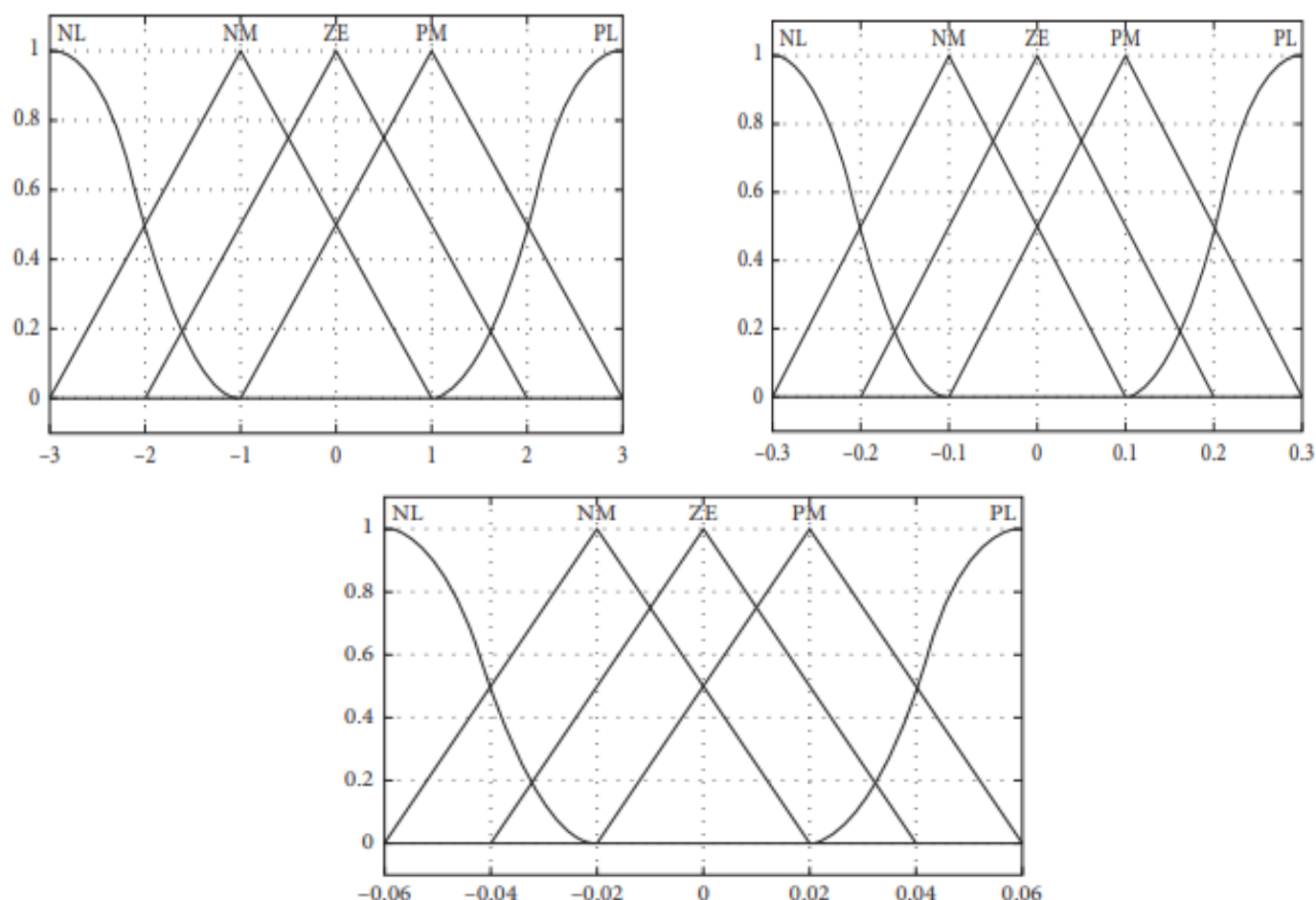


Figure (III.3) : Graphique de la fonction d'appartenance

III.3.2. Description du système de coupe par vibration elliptique tridimensionnelle

Le dispositif de coupe assisté par vibration elliptique tridimensionnelle (représenté sur la figure 2) est entraîné principalement par deux empilements piézoélectriques parallèles placés verticalement de manière non résonnante. Les trois empilements piézoélectriques sont respectivement répartis sur la charnière flexible supérieure et la charnière flexible inférieure, et chacun des empilements piézoélectriques est placé en parallèle avec un capteur de déplacement. Le système EVC 3D peut être considéré comme trois systèmes SISO (à entrée unique et à sortie unique) utilisant un modèle de Wiener non linéaire pour décrire le système EVC 3D. Les résultats de l'identification du système sont détaillés dans [60].

III.3.3. Études de simulation :

Afin d'illustrer davantage l'efficacité de la méthode proposée, le dispositif de coupe par vibration elliptique tridimensionnelle développé a été utilisé pour concevoir le système de contrôle non linéaire de Wiener à titre d'exemple. La conception robuste du contrôle flou adaptatif et la recherche sur la simulation ont été réalisées. Un type de système de contrôle non linéaire à entrée et sortie unique pouvant exprimer ses équations système est le suivant :

$$\begin{cases} y^{(3)} = f_1(x, t) + g_1(x, t)u(t) + d_1(t) \\ x = y \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

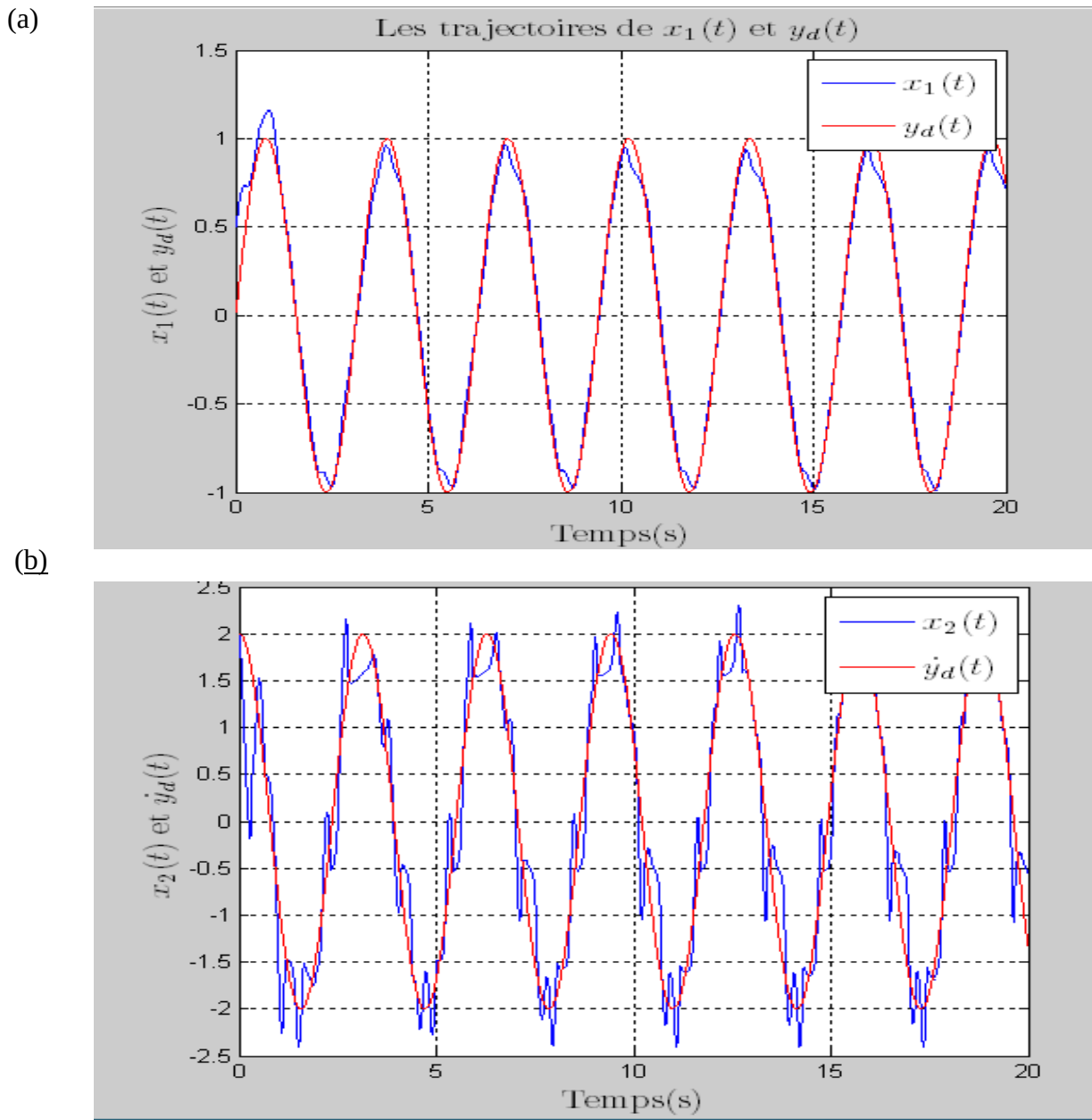


Figure (III.4) : Résultats de la simulation : (a) la courbe de durée du signal de suivi de position

(b) la courbe de durée du signal de suivi de vitesse.

Où $f_1(x, t)$ et $g_1(x, t)$ représentent des fonctions non linéaires, $g_1(x, t) > 0$; et $d_1(t)$ sont des perturbations extérieures inconnues.

La simulation de contrôle flou adaptatif robuste est réalisée en prenant le résultat d'identification du système dans la direction $X +$ du dispositif de coupe par vibration elliptique tridimensionnel conçu à titre d'exemple. Dans la simulation, la même fonction d'appartenance que

dans l'équation (50) est prise et utilise le logiciel MATLAB pour générer le graphique de la fonction d'appartenance illustré à la figure 3. La perturbation externe est considérée comme $d_1(t) = \sin(t)$; les valeurs initiales des variables d'états x_1, x_2 , et x_3 sont choisis comme $(0.2, 2\pi, 0)$; et le signal de référence est $y_d = \sin(\pi t)$. Les résultats de simulation de poursuite de position et de poursuite de vitesse sont présentés sur la figure 4.

La commande adaptative floue robuste du système de coupe par vibration elliptique tridimensionnelle mentionné ci-dessus peut faire en sorte que le système ait tendance à être stable en peu de temps, et n'est pas affecté par les perturbations externes et possède une forte adaptabilité robuste.

III.4. Conclusion :

Dans ce chapitre, la conception d'un contrôleur flou adaptatif robuste pour une classe de systèmes non linéaires incertains à entrée unique et à sortie unique (SISO) est proposée, et les étapes de conception correspondantes sont données. Les conclusions tirées sont les suivantes :

(1) Les caractéristiques les plus remarquables de l'algorithme de contrôle proposé sont les suivantes : en cas d'incertitude structurelle inconnue, le système en boucle fermée résultant est finalement borné. Seule une fonction doit avoir une approximation de système logique flou T-S, et chaque sous-système n'a besoin que d'un seul paramètre à ajuster, ce qui surmonte le problème de "l'explosion de calcul".

(2) La simulation du système de commande non linéaire du dispositif de coupe de vibration elliptique tridimensionnel est réalisée. Il est vérifié que la commande floue adaptative robuste peut rendre le système stable en un peu de temps, et n'est pas affecté par les perturbations externes et présente une forte adaptabilité robuste.

Les recherches futures se concentreront sur la validation expérimentale de l'algorithme de contrôle sur des systèmes MIMO.

Conclusion générale

L'objectif principal du travail présenté dans ce manuscrit est de développer une méthode de commande adaptative floue robuste basée sur la méthode de "contrôle par surface dynamique" (DSC) pour les systèmes non linéaires incertains à entrée unique et à sortie unique (SISO).

Dans ce travail, le but de la commande est de résoudre le problème de poursuite de trajectoire. Ce dernier est considéré comme un problème de construction d'un système de contrôle capable

De forcer la sortie d'un système non linéaire à suivre une trajectoire de référence désirée. Pour résoudre cette problématique, nous élaborons une commande destinée à un système non linéaire qui minimise l'erreur de poursuite de trajectoire.

Dans la première phase, nous explorons la logique floue, une méthode permettant de traiter mathématiquement des données incertaines. Cette approche utilise divers modèles et théorèmes d'approximation floue dans sa conception.

Dans la deuxième étape, notre attention se porte sur la commande adaptative floue, l'analyse de la stabilité à travers la synthèse de Lyapunov, ainsi que sur la méthode de contrôle par surface dynamique (DSC). Nous détaillons l'introduction de diverses structures de commande adaptative, tant directes qu'indirectes, destinées à être appliquées à une gamme de systèmes non linéaires. De plus, nous élaborons une approche adaptative floue spécifique à ces systèmes.

Dans la troisième étape, nous nous penchons sur les études et la simulation du système de coupe par vibration elliptique tridimensionnelle (EVC). Nous présentons les résultats et les analyses obtenus afin d'évaluer l'efficacité du contrôleur proposé pour résoudre les problèmes rencontrés dans ce système.

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.

Perspectives :

- L'intégration de la commande robuste via la technique du contrôle par surface dynamique pour avoir une commande robuste vis-à-vis des perturbations externes pour des systèmes MIMO.
- Validations de la méthode étudiée par des résultats expérimentaux.

Bibliographies

- [1] A. Teel, R. Kadiyala, P. Kokotovic, and S. Sastry, "Indirect techniques for adaptive input-output linearization of nonlinear systems," *International Journal of Control*, vol. 53, no. 1, pp. 193–222, 1991.
- [2] Z. P. Jiang and D. J. Hill, "A robust adaptive backstepping scheme for nonlinear systems with unmodeled dynamics," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 9, pp. 1705–1711, 1999.
- [3]: L.X. Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and Stability Analysis*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1994.
- [4]] R. Boukezzoula, "Commande floue d'une classe des systèmes non linéaires : application au problème de suivi de trajectoire", l'université de Savoie, 31 Mars 2000.
- [5] Hassan Khalil, "Nonlinear Systems", Prentice-Hall, 1996.
- [6] T. Amieur, "Commande des Systèmes Non Linéaires par Mode Glissant Flou", *Mémoire de Master*, Université Mohamed Khider – Biskra, 2009.
- [7] D. Swaroop, J. K. Hedrick, P. P. Yip and J. C. Gerdes, "Dynamic surface control for a class of nonlinear systems," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, no. 10, pp. 1893-1899, Oct. 2000
- [8] 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.
- [9] Web, M. Boukadoum, "Commande à la logique floue", 16 juin 2019.
- [10]] Web, N. Douki, "Commande Floue Adaptative par Mode Glissant d'une Classe des Systèmes", *mémoire de master*, Univ-Ferhat Abbas Sétif, 06/2011.
- [11]] D. Berramdane, "Evaluation du risque d'accident vasculaire cérébral à l'aide de la logique floue", *Mémoire de magistère*, Univ-Tlemcen, 2014.
- [12]] Krstic M., Kanellakopoulos I. and Kokotovic P., "Nonlinear and Adaptive Control Design", John Wiley and Sons Inc., 1995.

- [13] H. Buhler, Le réglage par logique floue. Presses Polytechniques Rommandes, 1994
- [14] J.S.R. Jang and C.T. Sun, "Neuro-Fuzzy modeling and control," Proc. IEEE, vol. 83, no. 3, pp. 378-406, Mar. 1995.
- [15] J. M. Mendel, "Fuzzy systems for engineering: A tutorial," Proc. IEEE, vol. 83, no. 3, pp. 347-377, Mar. 1995.
- [16] M.M. Heniche, Sur l'utilisation des réseaux de neurones artificiels et des systèmes flous pour la linéarisation et la commande de processus chimiques non linéaires, Thèse de Magister, ENP, 1997.
- [17] S. Labiod, Commande adaptative par systèmes flous: application aux robots manipulateurs, Thèse de Magister, ENP, 1998.
- [18] Doudou Sofiane, "Contribution à la commande moderne des systèmes non linéaires multivariables non affines", Thèse de Doctorat, Université Sétif 1, 2013.
- [19] A. Bouguerra, "Commande Tolérante aux Défauts d'un Appareil à Vol Vertical", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf De M'sila, 2015.
- [20] Benchikh, A. & Oumaya, Y. & Kara, F. & Chebbara, F. (2018). Commande Adaptative Floue Robuste Basee Sur Un Observateur Flou Pour Systeme Non Linéaires Incertains (snli) Via Backstepping [Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah - Ouergla].
- [21]: I.Boulkaibet, "Une étude en simulation des stratégies de commande non linéaire", Mémoire de Magistère, UNIV-Constantine, 2007.
- [22]: M. Zelmat., « Automatisation des processus industriels Tome 2, Commande modale et adaptative », Office des publications universitaires, Algérie 2001.
- [23] Kh. Khettab, "Commande Adaptative Floue Des Systèmes Non Linéaires Par La Méthode De Backstepping Utilisant Le Mode Glissant", Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif 1, 2005.
- [24] I.A.I.Rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy -1, Juillet 2004.

- [25].S. Graidia, "Commande adaptative floue type-2 par mode glissant des systèmes chaotiques", Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2012.
- [26]J.T.Spooner and K.M.Passino, "Stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks,"IEEETrans.FuzzySyst.,vol.4,pp.339-359,1996.
- [27]I.Boulkaibet, "Une étude en simulation des stratégies de commande non linéaire", Mémoire de Magistère, UNIV-Constantine, 2007.
- [28]S. Labiod, "Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires", Thèse Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2005.

References

- [29] M. M. Polycarpou and P. A. Ioannou, "A robust adaptive nonlinear control design," in Proceedings of the 1993 American Control Conference, pp. 1365–1369, San Francisco, CA, USA, June 1993.
- [30] Y. Huang, D. Wang, and D. Liu, "Bounded robust control design for uncertain nonlinear systems using single-network adaptive dynamic programming," Neurocomputing, vol. 266, pp. 128–140, 2017.
- [31] S. N. Tiwari and R. Padhi, "Optimal and robust control of a class of nonlinear systems using dynamically re-optimised single network adaptive critic design," International Journal of Systems Science, vol. 49, no. 2, pp. 246–263, 2018.
- [32] K. Nam and A. Araposthathis, "A model reference adaptive control scheme for pure-feedback nonlinear systems," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 33, no. 9, pp. 803–811, 1988.
- [33] M. Hou, Z. Deng, and G. Duan, "Adaptive control of uncertain pure-feedback nonlinear systems," International Journal of Systems Science, vol. 48, no. 10, pp. 2137–2145, 2017.
- [34] A. Teel, R. Kadiyala, P. Kokotovic, and S. Sastry, "Indirect techniques for adaptive input-output linearization of nonlinear systems," International Journal of Control, vol. 53, no. 1, pp. 193–222, 1991.

- [35] Z. P. Jiang and D. J. Hill, "A robust adaptive backstepping scheme for nonlinear systems with unmodeled dynamics," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 9, pp. 1705–1711, 1999.
- [36] D. Seto, "Adaptive control of a class of nonlinear system with a triangular structure," *IEEE Transactions*, pp. 1666–1682, 1992.
- [37] L. Huang, Y. Li, and S. Tong, "Fuzzy adaptive output feedback control for a class of switched non-triangular structure nonlinear systems with time-varying delays," *International Journal of Systems Science*, vol. 49, no. 1, pp. 132–146, 2018.
- [38] H. Wang, P. X. Liu, S. Li et al., "Adaptive neural outputfeedback control for a class of nonlinear triangular nonlinear systems with unmodeled dynamics," *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 29, no. 8, pp. 3658–3668, 2018.
- [39] C. Mu, Y. Zhang, Z. Gao et al., "ADP-based robust tracking control for a class of nonlinear systems with unmatched uncertainties," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*.
- [40] C. Mu and Y. Zhang, "Learning-based robust tracking control of quadrotor with time-varying and coupling uncertainties," *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 259–273, 2020.
- [41] S. S. Ge and J. Jing Wang, "Robust adaptive neural control for a class of perturbed strict feedback nonlinear systems," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 13, no. 6, pp. 1409–1419, 2002.
- [42] S. G. Cao, N. W. Rees, and G. Feng, "Universal fuzzy controllers for a class of nonlinear systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 122, no. 1, pp. 117–123, 2001.
- [43] D. G. Taylor, P. V. Kokotovic, R. Marino et al., "Adaptive regulation of nonlinear systems with unmodeled dynamics," in *Proceedings of the 1988 American Control Conference*, pp. 360–365, Atlanta, GA, USA, June 1988.
- [44] N. Wang, T. Zhang, Y. Yi, and Q. Wang, "Adaptive control of output feedback nonlinear systems with unmodeled dynamics and output constraint," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 354, no. 13, pp. 5176–5200, 2017.

- [45] Z.-J. Yang, T. Nagai, S. Kanae, and K. Wada, “Dynamic surface control approach to adaptive robust control of nonlinear systems in semi-strict feedback form,” *International Journal of Systems Science*, vol. 38, no. 9, pp. 709–724, 2007.
- [46] S. S. Ge, F. Hong, and T. H. Lee, “Adaptive neural control of nonlinear time-delay systems with unknown virtual control coefficients,” *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, vol. 34, no. 1, pp. 499–516, 2004.
- [47] K. Fischle and D. Schroder, “An improved stable adaptive fuzzy control method,” *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 7, no. 1, pp. 27–40, 1999.
- [48] X.-l. Li, X.-f. Zhang, C. Jia, and D.-x. Liu, “Multi-model adaptive control based on fuzzy neural networks,” *Journal of Intelligent & Fuzzy Systems*, vol. 27, no. 2, pp. 965–975, 2014.
- [49] Y. Yang, G. Feng, and J. Ren, “A combined backstepping and small-gain approach to robust adaptive fuzzy control for strict-feedback nonlinear systems,” *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part A: Systems and Humans*, vol. 34, no. 3, pp. 406–420, 2004.
- [50] D. Swaroop, J. K. Hedrick, P. P. Yip, and J. C. Gerdes, “Dynamic surface control for a class of nonlinear systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, no. 10, pp. 1893–1899, 2000.
- [51] S. Sui, C. L. P. Chen, and S. Tong, “Fuzzy adaptive finite-time control design for nontriangular stochastic nonlinear systems,” *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 27, no. 1, pp. 172–184, 2019.
- [52] C. Mu, W. Xu, and C. Sun, “On switching manifold design for terminal sliding mode control,” *Journal of the Franklin Institute*, vol. 353, no. 7, pp. 1553–1572, 2016.
- [53] S. Sui, C. L. P. Chen, and S. Tong, “Neural network filtering control design for nontriangular structure switched nonlinear systems in finite time,” *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 30, no. 7, pp. 2153–2162, 2019.
- [54] S. Sui, S. Tong, and C. L. P. Chen, “Finite-time filter decentralized control for nonstrict-feedback nonlinear largescale systems,” *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 26, no. 6, pp. 3289–3300, 2018.

- [55] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," *Information and Control*, vol. 8, no. 3, pp. 338–353, 1965.
- [56] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. SMC-15, no. 1, pp. 116–132, 1985.
- [57] S. G. Cao, N. W. Rees, and G. Feng, "Analysis and design for a class of complex control systems Part I: fuzzy modelling and identification," *Automatica*, vol. 33, no. 6, pp. 1017–1028, 1997.
- [58] S. G. Cao, N. W. Rees, and G. Feng, "Universal fuzzy controllers for a class of nonlinear systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 122, no. 1, pp. 117–123, 2001.
- [59] D. Swaroop, J. C. Gerdes, P. P. Yip et al., "Dynamic surface control of nonlinear systems," in *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 5, pp. 3028–3034, Albuquerque, NM, USA, June 1997.
- [60] M. Lu, H. Wang, J. Lin et al., "A nonlinear Wiener system identification based on improved adaptive step-size glowworm swarm optimization algorithm for three-dimensional elliptical vibration cutting," *8e International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 103, no. 5–8, pp. 2865–2877, 2019.
- [61] Darbha, Swaroop & Gerdes, J.C. & Yip, P.P. & Hedrick, J.K.. (1997). Dynamic surface control of nonlinear systems. *Proceedings of the American Control Conference*. 5. 3028 - 3034 vol.5.
- [62] Z. Liu and K. Hedrick, "Dynamic surface control techniques applied to horizontal position control of a quadroto," 2016 20th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), Sinaia, Romania, 2016, pp. 138-144, doi: 10.1109/ICSTCC.2016.7790655.
- [63] Ma J, Zheng Z, Li P. Adaptive dynamic surface control of a class of nonlinear systems with unknown direction control gains and input saturation. *IEEE Trans Cybern.* 2015 Apr;45(4):728-41.
- [64] Karl D. von Ellenrieder, Dynamic surface control of trajectory tracking marine vehicles with actuator magnitude and rate limits, *Automatica*, Volume 105, 2019, Pages 433-442.

Résumé : Afin de résoudre les problèmes de contrôle de précision et de stabilité des systèmes incertains non linéaires appliqués aux systèmes d'usinage, dans cet article, une technique de contrôle flou adaptatif robuste basée sur la méthode Dynamic Surface Control (DSC) est proposée pour le système généralisé à entrée unique et à sortie unique (SISO) système non linéaire incertain. Un filtre passe-bas du premier ordre est introduit à chaque étape de la méthode de contrôle robuste traditionnelle pour surmonter le problème de « l'expansion des calculs », et le système de logique floue Takagi-Sugeno (T-S) est appliqué pour approximer une fonction non linéaire incertaine de structure inconnue dans le système. Le contrôleur flou adaptatif robuste conçu est appliqué au modèle de système de dispositif de coupe par vibration elliptique 3D (3D EVC), et l'efficacité de la conception du contrôleur est vérifiée par l'analyse du suivi de position, du suivi de vitesse et de l'erreur de suivi. Les résultats des études montrent que le contrôleur flou adaptatif robuste peut supprimer efficacement le problème de gigue du dispositif de coupe par vibration elliptique tridimensionnelle afin que l'objet de contrôle puisse être stabilisé rapidement même s'il présente une petite gigue au début. Il peut être lissé pour se déplacer le long des signaux de déplacement et de vitesse idéaux. Il est vérifié que le contrôleur conçu a une forte adaptabilité robuste.

Mots-clés : Commande adaptative ; Commande floue, Systèmes non linéaires, Stabilité de Lyapunov, DSC.

Abstract: In order to solve the precision and stability control problems of nonlinear uncertain systems applied in machining systems, in this paper, a robust adaptive fuzzy control technique based on Dynamic Surface Control (DSC) method is proposed for the generalized single-input single-output (SISO) uncertain nonlinear system. A first-order low-pass filter is introduced in each step of the traditional robust control method to overcome the “calculation expansion” problem, and Takagi–Sugeno (T-S) fuzzy logic system is applied to approximate an uncertain nonlinear function of unknown structure in the system. The designed robust adaptive fuzzy controller is applied to the 3D elliptical vibration cutting (3D EVC) device system model, and the effectiveness of the controller design is verified by analysis of position tracking, speed tracking, and tracking error.

The results of studies show that the robust adaptive fuzzy controller can effectively suppress the jitter problem of the three-dimensional elliptical vibration cutting device so that the control object can be stabilized quickly even if it has a little jitter at the beginning. It can be smoothed to move along the ideal displacement and velocity signals. It is verified that the designed controller has strong robust adaptability

Keywords – Adaptive control, Fuzzy control, Nonlinear systems, Lyapunov stability, DSC.

المخلص

لحل مشاكل دقة التحكم (DSC) يقدم هذا البحث تقنية تحكم غموضي تكيفي قوي تعتمد على طريقة التحكم الديناميكي السطحي (SISO) وذلك بالنسبة لأنظمة أحادية المدخل والمخرج. واستقرار الأنظمة غير الخطية الغير مؤكدة والمطبقة في أنظمة التصنيع غير الخطية الغير مؤكدة بشكل عام.

تم إدراج فلتر تمرير ترددات منخفضة من الرتبة الأولى في كل خطوة من طريقة التحكم القوي التقليدية للتغلب على مشكلة لتقريب دالة غير خطية غير مؤكدة ذات بنية غير (T-S) يتم تطبيق نظام المنطق الضبابي تاكاغي-سوجينو. "تضخم الحساب معروفة في النظام

(3D) يتم تطبيق وحدة تحكم غموضي تكيفي قوي مصممة على نموذج نظام جهاز القطع بالاهتزاز الإهليلجي ثلاثي الأبعاد ، ويتم التحقق من فعالية تصميم المتحكم من خلال تحليل تتبع الموقع وتتبع السرعة وأخطاء التتبع (EVC)

نتائج الدراسة

تظهر نتائج الدراسات أن المتحكم الغموضي التكيفي القوي يمكنه قمع مشكلة الاهتزاز لجهاز القطع بالاهتزاز الإهليلجي ثلاثي يمكن بعد ذلك. الأبعاد بشكل فعال، بحيث يمكن استقرار عنصر التحكم بسرعة حتى لو كان يعاني من اهتزاز بسيط في البداية كما تم التحقق من أن المتحكم المصمم يتمتع بقدرة تكيفية قوية. تنعيم الحركة بحيث تتبع إشارات الإزاحة والسرعة المثالية وموثوقة.

الكلمات المفتاحية

التحكم التكيفي، التحكم الغموضي، الأنظمة غير الخطية، استقرار لياپونوف تحكم ذو سطح ديناميكي