

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



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE: AUTOMATIQUE
THEME

**Commande adaptative des systèmes discrets
flous non linéaires de type TAKAGI-SUGENO.**

Proposé et dirigé par :


- M. BOUKHALFA Abdelouaheb

Présenté par :

- CHICOUCHE Abdennasser

Année Universitaire : 2012 / 2013

N° d'ordre : 069



A ma mère,

A mon père,

A mes chers frères, sœurs,

A toute ma famille,

A mes amis,

A tous mes collègues de la promotion 2013.



Remerciements

Je remercie ALLAH (الله) puissant de la bonne santé, la volonté et de la Patience qu'il m'a donnée tout au long de mes études.

Je remercie ma famille qui se tenait à côté de moi pendant toute Ma période d'étude.

Mes remerciements pour mon encadreur Mr. BOUKHALFA.A

Pour ses conseils pertinents, et ses orientations sages, sa patience et vigilance, ainsi pour tous les enseignants qui ont contribués à ma formation.

Mes remerciements vont aussi à tous les membres du jury qui ont Accepté de juger mon travail.

Enfin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues

Pour le soutien moral et matériel

Tableau des matières

Tableau des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

Chapitre I

Commande Adaptative Floue Indirecte d'une Classe de systèmes non linéaires Discrets.

Chapitre I.....	4
Commande Adaptative Floue Indirecte d'une Classe de systèmes non linéaires Discrets.	4
I.1 Introduction :	4
I.2 Commande adaptative floue indirecte :.....	5
I.3 Exemple de simulation :	9
I.3.1 Les résultats :.....	10
I.3.2 Discussion des résultats :.....	12
I.4 Conclusion :	12

Chapitre II

Commande Adaptative Floue Indirecte d'une Classe de systèmes non linéaires Discrets avec retard.

II.1 Introduction :.....	13
II.2 Problématique :	14
II.2.1 Problème de commande :.....	16
II.3 Prédiction adaptative des systèmes flous de type T-S :.....	17
II.3.1 Équation de prédiction :	18
II.3.2 Prédicteur adaptative :	20
II.4 Commande adaptative des systèmes flous de type T-S :.....	22
II.4.1 Loi de commande adaptative :	22
II.6 Simulation :.....	24
II.6.1 Exemple de simulation :.....	24
II.6.2 Résultats :.....	25
II.7 Conclusion :	26

Chapitre III

Commande adaptative pour les systèmes flous discrets de Takagi-Sugeno.

III.1 Introduction :	28
III.2 Formulation du problème et préliminaires :	29
III.2.1 modèles flous d'entrée sortie de Takagi-Sugeno multiple-Retards :	29
III.2.2 Problème de commande :	35
III.2.3 Systèmes flous à phase minimale :	36
III.3 Conception et analyse de commande adaptative pour les systèmes flous de type TAKAGI-SUGENO :	38
III.3.1 Schéma de commande nominale :	38
III.3.2 L'estimation des paramètres :	40
III.3.3 Loi de commande adaptative :	40
III.4 Simulation :	42
III.4.1 Exemple de simulation :	42
III.4.2 Résultats de simulation :	43
III.5 conclusion :	44
Conclusion générale :	45
Bibliographie :	46

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'objectif principal d'un automaticien est d'élaborer une loi de commande qui confère à un procédé physique des propriétés désirées. Pour vérifier les performances d'une loi de commande développée, Une alternative consiste alors à concevoir un modèle mathématique du procédé à commander, exploitable d'une part pour la synthèse du contrôleur et d'autre part pour la simulation des performances obtenues en boucle fermée.

Pour commander un système, on s'appuie en général sur un modèle obtenu à partir de connaissances a priori comme les lois physiques ou à partir d'observations expérimentales. Ces modèles peuvent être construits comme un ensemble d'équations différentielles linéaires ou non linéaires reliant les entrées, les états et les sorties. Ces équations différentielles sont parfois très difficiles à trouver, notamment pour les procédés non linéaires complexes qui font apparaître beaucoup de paramètres (moteur thermique, procédé chimique, ...).

L'aspect le plus développé repose sur l'utilisation de modèles définis à partir d'opérateurs linéaires dont le traitement mathématique de l'algèbre linéaire, des variables complexes, des équations différentielles linéaires ordinaires et des équations aux différences. Ainsi, l'automatique moderne dispose actuellement d'un ensemble d'outils bien maîtrisés pour l'analyse et la synthèse des systèmes linéaires.

Dans un structure non linéaire, si le domaine de fonctionnement est limité, les modèles linéaires fournissent une bonne approximation des procédés non linéaires. Cependant, cette approximation devient insuffisante si l'on considère des systèmes complexes à large domaine de fonctionnement (robotique, aviation, procédés économiques ou écologiques,...etc) . [BOU, 92].

D'un point de vue mathématique, les procédés dynamiques non linéaires sont très complexes et peuvent présenter toutes sortes de comportement étrange[Slo,91]. Contrairement à l'automatique linéaire, l'automatique non linéaire ne dispose pas de techniques universelles capables de présenter des résultats généraux pour l'analyse et la Synthèse des systèmes et des contrôleurs non linéaires.

Les bases théoriques de la logique floue ont été formulées en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'Université de Berkeley en Californie [MAN, 12]. Il a introduit la notion de sous ensemble flou pour fournir un moyen de représentation et de manipulation des connaissances imparfaitement décrites, vagues ou imprécises. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux excepté par quelques experts.

La représentation d'un procédé par un modèle mathématique, primordiale pour la synthèse de lois de commande, est caractérisée par des équations différentielles linéaires ou non Linéaires reliant les entrées, les états et les sorties. Ces équations différentielles sont parfois très difficiles à trouver, notamment pour les procédés non linéaires complexes qui font apparaître beaucoup de paramètres (moteur thermique, procédé chimique,...). Une solution à ce problème peut être envisagée à partir d'une représentation du comportement du procédé non linéaire par un modèle flou où les relations entre les entrées, les sorties et les états sont exprimées par des règles floues [Tak, 85]. La problématique de l'identification et de la commande floue est basée sur la propriété d'approximation universelle des systèmes flous.

Si théoriquement il est toujours possible de représenter la dynamique d'un système non linéaire par un système flou dans ce cas, un système non linéaire est représenté par un modèle flou nominal, comportant un nombre fini et raisonnable de règles floues fixé a priori, auquel on attache une erreur d'approximation vue comme une incertitude.

Dans la littérature de l'identification et de la commande floues, les systèmes flous de Takagi-Sugeno occupent une place très importante. Cette importance est due au fait que ces derniers sont compatibles avec la majorité des méthodes d'identification et de commande rapportées dans la littérature de l'automatique classique. [BOU, 92].

La complexité et la présence de fortes non linéarités, dans certains cas, ne permettent pas d'avoir une compensation exacte de ces non linéarités et ainsi obtenir les performances de poursuite désirées. De plus, la connaissance du modèle est indispensable ce qui est généralement très difficile. Pour contourner ce problème, l'approximation du modèle ou de la loi de commande peut être une alternative. Dans ce contexte, plusieurs commandes adaptatives pour des systèmes non linéaires ont été présentées dans la littérature où l'approximation est assurée soit par un système flou, Comme dans la commande adaptative classique, on peut distinguer deux cas : direct et indirect.

Dans le cas de la loi directe, la commande est approximée par un approximateurs mis à jour selon une loi d'adaptation déduite de l'étude de la stabilité. Dans le cas indirect, on approxime d'abord la dynamique du système par deux approximateurs puis on met en œuvre la loi de commande. Les lois d'adaptation sont également déduites de l'étude de stabilité. Cependant, ce type de commandes ne permet pas de maintenir de bonnes performances de poursuite en Présence de perturbations externes.

Ce travail est structuré en trois chapitres :

Dans le premier chapitre : nous utilisons la commande adaptative floue pour commander un système non linéaire et nous appliquons la commande de compensation de l'erreur d'approximation.

Dans le deuxième chapitre : on représente le problème de commande adaptative flou et nous appliquons une nouvelle méthode de solution pour commande un système non linéaire physique (masse + ressort).

Dans le troisième chapitre : nous synthéase et applique une loi commande adaptative floue sur un système physique (de manipulateur joint flexible) multi retard.

Chapitre I

Commande Adaptative Floue Indirecte d'une Classe de systèmes non linéaires Discrets.

Chapitre I

Commande Adaptative Floue Indirecte d'une Classe de systèmes non linéaires Discrets.

I.1 Introduction :

Ces dernières années, plusieurs techniques de la commande adaptative floue ont été développées pour commander les systèmes non linéaires avec dynamique inconnue.

Cependant, plusieurs systèmes de commande adaptative floue ont été conçus pour les systèmes continus, qui ne peuvent être augmenté dans des systèmes discrets directement.

Dans les applications pratiques, les systèmes de commande floue sont actuellement réalisés à travers une commande à temps discret dans laquelle l'ordinateur est le manipulateur, par conséquent, la méthode de commande adaptative floue pour les systèmes non linéaires à temps discret les systèmes est significative.

Récemment, un contrôleur flou à temps discret pour une classe de systèmes dynamiques inconnus non linéaires linéarisables par rétroaction a été présenté, mais les lois d'adaptation étaient complexes, et le temps de calcul été plus grand. Basé sur l'ajustement de l'erreur de poursuite, une commande adaptative floue prédictive avec lois d'adaptation simples a été proposée pour un système à temps discret non linéaire.

Dans [Spo, 97 a], [Spo, 97 b] les auteurs ont considéré un système de classe non linéaire à temps discret. Dans la référence [Spo, 97 a], un schéma de commande adaptative directe a été présenté où les systèmes flous de type Takagi-Sugeno (TSFS) ont été utilisés comme un approximateur universels, une zone morte continue était utilisées pour garantir la convergence de l'erreur de poursuite à un voisinage de l'origine. Dans [Spo, 97 b], les auteurs ont présenté une commande adaptative indirecte en utilisant les systèmes flous de type Takagi-Sugeno (TSFS), des résultats de stabilité semblables ont été réalisées. Basé sur [Spo, 97 a] et [Spo, 97 b], le gain d'adaptation et la direction de la descente ont été mises à jour de manière qui cherche à optimiser certaines fonctions coût. Dans [Spo, 97 a],[Nou, 04], les lois d'adaptation ont été conçues par une zone-morte continue, et la taille de la zone-morte était basée sur l'erreur d'approximation du système flou. Bien que l'erreur de l'approximation soit bornée, les bornes ne peuvent pas être mesurées. D'une part, la supposition que le système avec la stabilité exponentielle ne peut pas être vérifié.

Dans ce travail, une commande floue adaptative indirecte est développée pour une classe des systèmes non linéaires à temps discret avec dynamique inconnue. Deux systèmes flous sont utilisés pour approximer les fonctions inconnues du système, et les paramètres sont ajustés par des lois d'adaptation simples, qui ne peuvent pas utiliser la bornitude de l'erreur de l'approximation, et la supposition que pour les systèmes est exponentiellement stable dans une zone de dynamique des zéros est éliminé. Il était prouvé que le schéma de commande peut garantir la bornitude des signaux mis en jeu du système en boucle fermée, mais aussi fait tendre l'erreur de poursuite à converger à un petit voisinage de l'origine. De plus, un exemple de simulation illustre les idées qui sont présentées dans ce chapitre.

I.2 Commande adaptative floue indirecte :

Considérons un système non linéaire à temps discret mono entrée mono sortie (SISO) de la forme suivante :

$$y(k + d) = f(x(k)) + g(x(k))u(k) \quad (I.1)$$

Avec $u(k) \in R$ et $y(k) \in R$ sont l'entrée et la sortie du système respectivement, et d est le retard du système et $x(k) = [y(k), \dots, y(k - n), u(k - 1), \dots, u(k - m)]^T$, $f(x(k))$ et $g(x(k))$ sont des fonctions lisses inconnues, et les suppositions suivantes sont faite :

Supposition 1 :

Il existe une fonction $g^L(x(k)) > 0$, telle que $g^L(x(k)) < g(x(k))$.

Si les fonctions $f(x(k))$ et $g(x(k))$ sont connues, donc il existe un contrôleur idéal pour le système (1) de la forme suivante :

$$u^* = \frac{-f(x(k)) + r(k + d)}{g(x(k))} \quad (I.2)$$

L'erreur de poursuite entre le sortie du système et la référence est :

$$e(k + d) = r(k + d) - y(k + d) = 0 \quad (I.3)$$

Cela veut dire qu'après d pas, nous avons $e(k) = 0$

Puisque $f(x(k))$ et $g(x(k))$ sont des fonctions inconnues, le contrôleur idéal (I.2) ne peut pas être implémenté. Dans le suivant, deux systèmes flous :

$$\hat{f}(x(k)) = \theta_f^T \xi_f(x(k)) \quad (I.4)$$

Et

$$\hat{g}(x(k)) = \theta_g^T \xi_g(x(k)) \quad (I.5)$$

seront utilisés pour approximer les fonctions $f(x(k))$ et $g(x(k))$. Afin de garantir l'existence de commande équivalente de certitude, elle peut être définie comme suit :

$$u_c(k) = \frac{-\hat{f}(x(k)) + r(k+d)}{\hat{g}(x(k)) + \varepsilon \text{sign}(\hat{g}(x(k)))} \quad (I.6)$$

Avec

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \geq 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases} \text{ et } \varepsilon > 0.$$

Pour compenser les erreurs de l'approximation, la loi de commande est définie comme :

$$u(k) = u_c(k) + u_r(k) \quad (I.7)$$

Où $u_r(k)$ est le compensateur d'erreurs et définit comme suit :

$$u_r(k) = \frac{\beta}{2g^L} u_c^2(k) e(k+d), \beta > 0 \quad (I.8)$$

En utilisant les équations (I.1) et (I.7), l'équation de l'erreur peut être réécrite sous la forme :

$$e(k+d) = (\hat{f} - f) + (\hat{g} - g)u_c(k) - gu_r(k) + \varepsilon u_c(k) \text{sign}(\hat{g}) \quad (I.9)$$

Définissant les paramètres optimaux des systèmes flous :

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} [\sup_{x(k) \in U} |\hat{f} - f|]$$

$$\theta_g^* = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} [\sup_{x(k) \in U} |\hat{g} - g|]$$

Où $\Omega_f = \{\theta_f : |\theta_f| \leq M_f\}$, $\Omega_g = \{\theta_g : |\theta_g| \leq M_g\}$, M_f et M_g sont des constantes données par le concepteur. Définissant l'erreur de l'approximation optimale comme :

$$\omega(k) = (\hat{f}(x(k)|\theta_f^*) - f) + (\hat{g}(x(k)|\theta_g^*) - g)u_c(k) \quad (I.10)$$

Supposition 2 :

$\omega(k)$ Est borné pour un k arbitraire. soient :

$$\begin{aligned}\Phi_f &= \theta_f - \theta_f^*, \Phi_g = \theta_g - \theta_g^* \\ \Phi_f &= [\Phi_f^T, \Phi_g^T], \Xi = [\xi_f^T, \xi_g^T u_c]\end{aligned}$$

Avec ces définitions, l'équation de l'erreur (I.9) peut être réécrite sous la forme :

$$e(k+d) = \Phi^T(k)\Xi(k) + \omega(k) - gu_r(k) + \varepsilon u_c(k)\text{sign}(\hat{g}) \quad (I.11)$$

Dénotez $\theta = [\Phi_f^T, \Phi_g^T]^T$, en utilisant la loi d'adaptation suivante pour ajuster le vecteur du paramètre θ .

$$\theta(k) = \begin{cases} \rho(k), & \text{si } |\rho(k)| \leq M_\theta \\ P\{*\}, & \text{si } |\rho(k)| > M_\theta \end{cases} \quad (I.12)$$

Avec :

$$\rho(k) = \theta(k-d) - \alpha \Xi(x(k-d))e(k) \quad (I.13)$$

Où $M_\theta = \sqrt{M_f^2 + M_g^2}$, $P\{*\}$ est l'algorithme de projection qui est défini comme : $P\{*\} = M_\theta \frac{\rho(k)}{|\rho(k)|}$

Le théorème suivant montre les propriétés de ce contrôleur flou adaptatif.

Théorème : Etant donné le système défini par l'équation (I.1) satisfaisant les suppositions 1 et 2, quand $0 < \alpha < 1/|\Xi(x(k-d))|^2$ la loi de commande (I.7) avec la loi d'adaptation (I.12) assurera le suivant :

1. L'entrée et la sortie sont bornées, respectivement.
2. L'erreur de la poursuite converge à un petit voisinage du zéro.

Preuve [Shi, 08] :

- (1) A partir de l'équation (I.12) il est évident que $|\theta(k)| \leq M_\theta$ pour un k arbitraire. Parce que $|\hat{g}(x(k)) + \varepsilon \text{sign}(\hat{g}(x(k)))| \geq \varepsilon$, à partir de l'équation (I.6), nous obtenons $|u_c(k)|$ est borné. En substituant l'équation (I.8) dans l'équation (I.11) et notant le fait que $\frac{g}{g^L} > 1$ nous avons :

$$|e(k+d)| \leq |\Phi^T(k)\Xi(k)| + |\omega(k)| + \varepsilon|u_c(k)| \quad (I.14)$$

Cela garantie qui : $e(k+d)$ est bornée. De l'équation (I.7), on sait que $u(k)$ est bornée. Cela démontre que l'entrée et la sortie sont tous bornée.

(2) Considérons la fonction de Lyapunov candidate :

$$V(k) = \frac{1}{\alpha} \Phi^T(k)\Phi(k) \quad (I.15)$$

Soit :

$$\Delta V(k) = \frac{1}{\alpha} (V(k) - V(k-d)) \quad (I.16)$$

Il est évident que $V(k)$ est bornée.

(1) Si la première ligne de loi (I.12) est vraie, alors :

$$\Phi(k) = \Phi(k-d) - \alpha \Xi(x(k-d))e(k) \quad (I.17)$$

$$\Delta V(k) = -2\Phi^T(k-d)\Xi(x(k-d))e(k) + \alpha|\Xi(x(k-d))|^2 e^2(k) \quad (I.18)$$

De l'équation (I.11) nous savons que :

$$\begin{aligned} \Phi^T(k-d)\Xi(x(k-d)) & \quad (I.19) \\ &= e(k) - \omega(k-d) + g(x(k))u_r(k-d) \\ & \quad - \varepsilon u_c(k-d)\text{sign}(\hat{g}(x(k))) \end{aligned}$$

En substituant (I.19) dans (I.18), nous avons :

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= -e^2(k) + \left(-1 + \alpha|\Xi(x(k-d))|^2\right) e^2(k) + 2e(k)\omega(k-d) \quad (I.20) \\ & \quad - 2g(x(k-d))u_r(k-d)e(k) \\ & \quad + 2\varepsilon u_c(k-d)\text{sign}(\hat{g}(k-d))e(k) \end{aligned}$$

Puisque $0 < \alpha \leq \frac{1}{|\Xi(x(k-d))|^2}$ nous savons que $-1 + \alpha|\Xi(x(k-d))|^2 < 0$. En utilisant l'inégalité suivante :

$$\left(-1 + \alpha|\Xi(x(k-d))|^2\right) e^2(k) + 2e(k)\omega(k-d) \leq \frac{\varepsilon^2}{\beta}$$

L'équation (I.20) peut être réécrite sous la forme :

$$\Delta V(k) \leq -e^2(k) + \frac{\omega^2(k-d)}{1 - \alpha |\Xi(x(k-d))|^2} + \frac{\varepsilon^2}{\beta} \quad (I.21)$$

(2) Si la deuxième ligne de loi (I.12) est vraie, puisque $|\theta_u^*| \leq M_\theta$, de l'équation (I.12) nous pouvons obtenir que

$$\begin{aligned} \Phi^T(k)\Phi(k) &< \Phi^T(k-d)\Phi(k-d) - 2\alpha\Phi^T(k-d)\Xi(x(k-d))e(k) \\ &+ \alpha^2|\Xi(x(k-d))|^2 e^2(k) \end{aligned} \quad (I.22)$$

En utilisant (I.22), nous obtenons :

$$\Delta V(k) < -e^2(k) + \frac{\omega^2(k-d)}{1 - \alpha |\Xi(x(k-d))|^2} + \frac{\varepsilon^2}{\beta} \quad (I.23)$$

On définit $\sup_k \frac{\omega^2(k-d)}{1 - \alpha |\Xi(x(k-d))|^2} = \tau$, de la formule (I.21) et la formule (I.23), nous obtenons :

$$\Delta V(k) < -e^2(k) + \left(\tau + \frac{\varepsilon^2}{\beta} \right) \quad (I.24)$$

Remarque

Puisque $y(k+d)$ est une variable future, $u_r(k)$ dans l'équation (I.8) n'est pas implémentée, nous appliquons la commande $u_c(k)$ dans l'équation (I.6) au système à un instant de temps k pour prédire $y(k+d)$.

I.3 Exemple de simulation [Shi, 08] :

Considérons le système définit par :

$$y(k+1) = 0.9y(k) + 0.5 \sin\left(\frac{y(k)}{5}\right) + 0.01u(k) \quad (I.25)$$

Notons que le système (I.17) appartient à la même classe que le système (I.1) avec :

$$d = 1, \quad f(x(k)) = 0.9y(k) + 0.5 \sin\left(\frac{y(k)}{5}\right), \quad g(x(k)) = 0.01$$

Nous supposons que $0.008 < g(x(k))$.

Les fonctions $f(x(k))$ et $g(x(k))$ à être approximées par des systèmes flous, respectivement. Les approximateur des deux fonctions utilisées ici sont système flou qui a une entrée. $y(k)$ Cinq fonctions d'appartenance Gaussiennes sont utilisées pour l'entrée dans chaque approximateur, où les centres sont distribués également entre -2 et 2 avec largeur 0.9 . La trajectoire de la référence est choisie d'être $r(k) = \sin\left(\frac{\pi k}{150}\right) + 0.4 \sin\left(\frac{\pi k}{50}\right)$. les valeurs initiale de système est $y(0) = 0.3$, $\theta_f(0)$ et $\theta_g(0)$ sont choisi aléatoirement dans l'intervalle $[-0.5, 0.5]$ et $[0.005, 0.105]$ respectivement, $\theta_M = 5$,

$$\alpha = \frac{1}{|\Xi(x(k-d))|^2}, \varepsilon = 0.2, \beta = 0.1.$$

I.3.1 Les résultats :

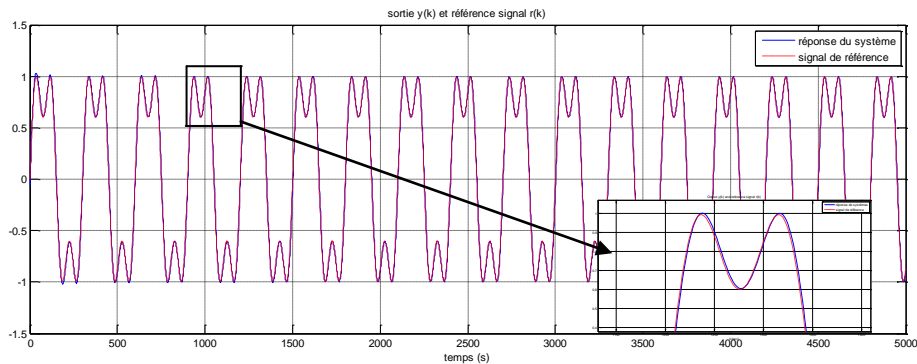


Figure I.1 : sortie du système et signal de référence.

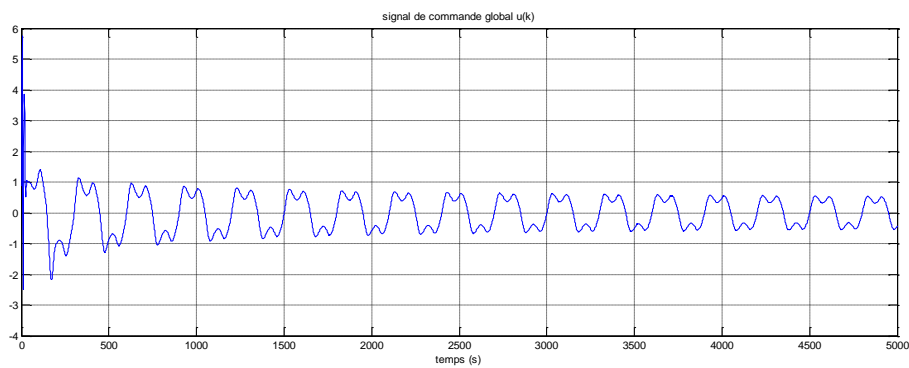


Figure I.2 signal de commande global $u(k)$.

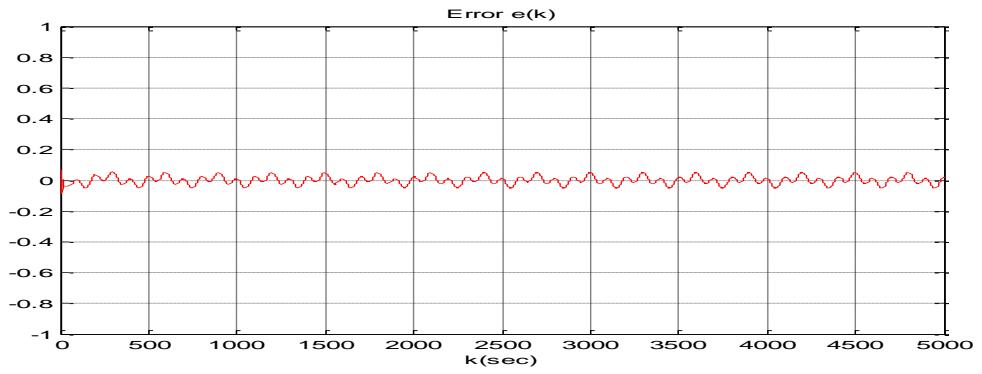


Figure I.3 :signal d'erreur $e(k)$.

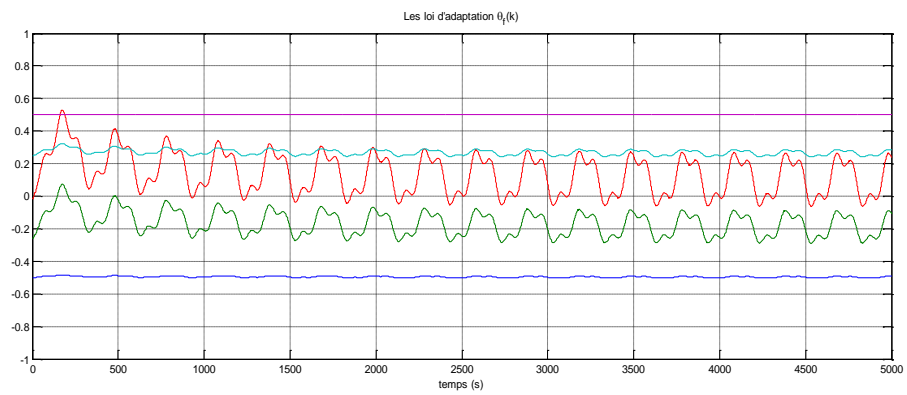


Figure I.4 : les lois d'adaptation $\theta_f(k)$.

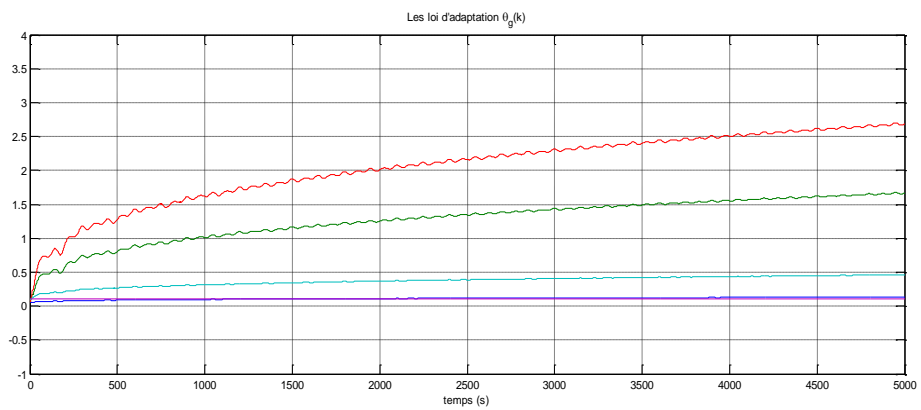


Figure I.5 : les lois d'adaptation $\theta_g(k)$.

I.3.2 Discussion des résultats :

Les résultats de simulations obtenus sous l'environnement Matlab, sont donnés par les figures (I.1) à (I.5). La figure (I.1) montre l'évolution du signal de référence et le signal de sortie du système. La figure (I.2) montre le signal de commande globale $u(k)$. La figure (I.3) montre l'erreur de poursuite entre la sortie du système $y(k)$ et la trajectoire de référence $r(k)$. Les figures (I.4) et (I.5) montrent les trajectoires des lois d'adaptations θ_f et θ_g respectivement où on voit que ces signaux sont tout bornés. On remarque une bonne performance de poursuite.

I.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a développé une méthode de commande adaptative floue indirecte pour une classe de systèmes non linéaires discrets dans laquelle deux systèmes flous ont été utilisés pour approximer les dynamiques du système non linéaire, la stabilité a été étudiée en utilisant la synthèse de Lyapunov où on a prouvé que cette dernière est décroissante ce qui implique que tous les signaux en boucle fermée sont bornés. Les résultats de simulation montrent l'efficacité de la méthode développée.

Chapitre II

Commande Adaptative Floue Indirecte d'une Classe de systèmes non linéaires Discrets avec retard.

Chapitre II

Commande Adaptative Floue Indirecte d'une Classe de systèmes non linéaires Discrets avec retard.

II.1 Introduction :

Les modèles flous de type Takagi-Sugeno (T-S) sont utilisés basé sur l'idée de décomposition des systèmes non linéaires complexes dans un groupe de modèles linéaires locaux. En mélangeant les modèles flous linéaires locaux, les modèles flous globaux de type T-S sont essentiellement des modèles non linéaires. Il a été montré que les modèles flous de type T-S sont des approximateurs universels [Yin, 98], ce qui les faire attirer plus attention dans le développement des approches de modèles de commande. Il y a eu un travail massif sur la stabilité [Tak, 92] commande -[Sun, 06] et la stabilisation des systèmes flous de type T-S [Fen ,10]. Dans [Fen ,10], une vue d'ensemble complète est donnée sur la théorie de base, les techniques de conception fondamentales et les algorithmes pour la modélisation et floue et les modèle de commande. Afin de traiter les incertitudes des systèmes non linéaires, dans la littérature des systèmes de commande floue, une partie considérable des systèmes d'approximation adaptative basés sur les schémas de commande a été proposée [Far, 06]-[The, 11]. Dans les approches étudiées, des systèmes flous de type T-S sont également utilisés pour approximer les parties inconnues d'u système non linéaire de sorte qu'un contrôleur non linéaire puisse être implémenté basé sur les valeurs approximées. Bien que beaucoup de progresses ont été faits sur l'analyse de stabilité, stabilisation de la commande des systèmes flous de type T-S, et l'approximation floue adaptative, il y a encore des problèmes là sont les issues ouvertes encore importantes sur la commande ouvert sur la commande adaptative des systèmes flous de type T-S. La commande adaptative des systèmes flous de type T-S continus sous forme canonique a été étudiée en utilisant le principe de la compensation parallèle distribuée [Cho ,02] et la commande de linéarisation de feedback [Par, 04].

Les approches dans [Qi , 08] et [Qi , 09] considèrent les systèmes flous de type T-S dans l'espace d'état avec degré relatif égal à 1 et une conception de schéma de commande adaptative est rigoureusement étudiée pour des systèmes SISO à retard simple avec des incertitudes de paramètres dans [Fen ,10]. En dépit des résultats sur la commande adaptative des systèmes flous de type T-S, il y a des problèmes ouverts sur la modélisation et la commande adaptative des systèmes dynamiques en utilisant l'approche basée sur les systèmes flous de type T-S tel que le degré relatif du système flou continu de type T-S dans la forme non-canonique et la commande adaptative des systèmes discrets SISO de type T-S avec des retards multiple.

Dans ce chapitre, nous abordons le problème de l'obtention d'un modèle de prédiction d'un système flou discret de type T-S global multiple retards. Le modèle de prédiction d'un système discret avec un retard d est caractérisé par une équation pour l'avance du sortie du système $y(k + d)$ en fonction de l'entrée actuelle et l'entrée passée $u(\tau)$ et la sortie du système $y(\tau)$, avec $\tau \leq k$. Vu que le modèle flou de type T-S du système global est variant, un tel modèle de prédiction a plusieurs nouvelles fonctionnalités cruciales pour être pris en compte dans la conception d'un contrôle efficace, comme sa dépendance à l'égard non seulement des valeurs actuelles des fonctions d'appartenance, mais aussi leur valeurs passées, qui dilate sa capacité d'approximation des systèmes dynamiques, et sa déduction à partir de modèles de système flou locales multiple retards, qui couvre une classe plus générale de systèmes dynamiques.

Avec ce nouveau modèle de prédiction, nous allons développer un nouveau schéma de commande adaptative en boucle fermée pour commander le système flou discret global de type T-S multiple retards. Cette étude fournit une nouvelle structure les systèmes flous de type T-S par la commande adaptative flou, pour faire face aux dynamiques des systèmes avec retards multiples dont les modèles flous de type T-S globaux sont directement basés sur les modèles originaux de système local, pour des conceptions de commande rétroaction plus efficaces.

II.2 Problématique :

Considérons un système non linéaire (SISO) sous sa forme discrète :

$$y(k) = f(y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-d), \dots, u(k-n)) \quad (II.1)$$

Où $f(\cdot, \dots, \cdot)$ est une fonction non linéaire, $y(\cdot)$ est le signal de sortie du système,

$u(\cdot)$ est le signal d'entrée, n le degré du système et d est le retard $1 \leq d \leq n$.

Pour commander un système dynamique avec des retards de d pas, il est crucial de déduire un modèle de prédiction de la forme :

$$y(k+d) = f_d(y(k), y(k-1), \dots, y(k-n+1), u(k), \dots, u(k-n+1)) \quad (II.2)$$

Pour quelque fonction $f_d(\cdot, \dots, \cdot)$. La loi de commande nominale u peut être choisie pour satisfaire : $y_m(k) = f(y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-d), \dots, u(k-n))$.

Dans ce chapitre, nous considérons le système (II.1) donné sous forme de modèle global de T-S pour l'approximation et la commande des systèmes dynamiques non linéaires. Un tel modèle flou global de type T-S peut être déduit basé sur un ensemble de modèles de systèmes locaux de la forme :

$$\begin{aligned} y(k+d) + a_{i,1}y(k+d-1) + \dots + a_{i,n}y(k+d-n) \\ = b_{i,0}u(k) + b_{i,1}u(k-1) + \dots + b_{i,n-d}u(k+d-n) \quad , b_{i,0} \neq 0 \end{aligned} \quad (II.3)$$

Pour que le système (II.1) fonctionnant à différents points de fonctionnement.

Pour être plus précis : soit $\xi_j(k), j = 1, 2, \dots, L$ un ensemble de fonctions de $y(k-1), \dots, y(k-n)$ et $u(k-d), \dots, u(k-n)$ qui sont choisies pour des applications spécifiques. Quand les valeurs des fonctions $\xi_j(k)$ sont choisies dans des intervalles donnés, ces fonctions définissent certaines régions pour leurs variables $y(k-1), \dots, y(k-n)$ et $u(k-d), \dots, u(k-n)$ dans chaque région, la fonction du système : $f(y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-d), \dots, u(k-n))$ peut être approximée par une fonction linéaire. Ceci mène au modèle flou global discret de type T-S :

R^i : Si $\xi_1(k)$ est F_1^i et $\xi_2(k)$ est F_2^i et ... et $\xi_L(k)$ est F_L^i alors :

$$\begin{aligned} y(k+d) + a_{i,1}y(k+d-1) + \dots + a_{i,n}y(k+d-n) \\ = b_{i,0}u(k) + b_{i,1}u(k-1) + \dots + b_{i,n-d}u(k+d-n), \\ b_{i,0} \neq 0. \end{aligned} \quad (III.4)$$

Pour $i = 1, 2, \dots, N$ est le nombre de règles floues, F_j^i est typiquement un intervalle des nombres réels, appelé un ensemble flou associé avec lequel il y a une fonction d'appartenance, $F_j^i(\xi_j(k))$ pour indiquer le degré d'appartenance de $\xi_j(k)$ dans F_j^i .

Introduisons des polynômes en z^{-1} : $z^{-1}[x](k) = x(k-1)$

$$\bar{A}_i(z^{-1}) = -a_{i,1}z^{-1} - \dots - a_{i,n}z^{-n} \quad (II.5)$$

$$\bar{B}_i(z^{-1}) = b_{i,0} + b_{i,1}z^{-1} + \dots + a_{i,n-d}z^{-n+d} \quad (II.6)$$

nous exprimons le système linéaire local (II.4) sous la forme :

$$y(k+d) = \bar{A}_i(z^{-1})[y](k+d) + \bar{B}_i(z^{-1})[u](k) \quad (II.7)$$

Ensuite, nous utilisons les modèles locaux dans (II.4), en se basant sur une technique de modélisation floue de fuzzification par singleton, d'inférence de produit et de defuzzification par centre de gravité pour former un modèle flou global de type T-S sous la forme :

$$y(k+d) = \sum_{i=1}^N \mu_i \bar{A}_i(z^{-1})[y](k+d) + \sum_{i=1}^N \mu_i \bar{B}_i(z^{-1})[u](k) \quad (II.8)$$

Où μ_i est la fonction d'appartenance normalisée qui satisfait

$$\mu_i = \frac{\lambda_i(\xi)}{\sum_{i=1}^N \lambda_i(\xi)}, \lambda_i(\xi) = \prod_{j=1}^L F_j^i(\xi_j(k)), \mu_i \geq 0, \sum_{i=1}^N \mu_i(\xi) = 1.$$

Le model flou (II.8) est un modèle approximatif pour le model non linéaire original (II.1), et de l'erreur d'approximation de cette technique de modélisation peut être rendue petite en augmentant le nombre de fonctions d'appartenance [Yin, 98].

II.2.1 Problème de commande :

Dans cette partie, nous abordons deux problèmes :

(*) Le calcul d'un modèle global de prédiction pour le système flou global de type T-S (II.8) avec un retard multiple d .

(**) Le développement d'un schéma de commande adaptative pour le système (II.8) avec des paramètres inconnus.

L'objectif de commande adaptative est de trouver un signal de commande $u(k)$ pour le système (II.8) avec des paramètres inconnus, pour assurer le bornitude du signal de poursuite asymptotique en boucle fermée pour une référence de sortie $y_m(k)$ par la sortie du système $y(k)$ sous les suppositions suivantes :

A.1) Le système flou (II.8) est à phase minimale.

A.2) $\sum_{i=1}^N \mu_i(\xi(k)) b_{i,0} \neq 0$ pour tout $k \geq 0$.

Sans perte de généralité, nous supposons $\beta_{i,0} = b_{i,0} > 0, i = 1, 2, \dots, N$. Dans cette hypothèse pratique, en raison des propriétés de $\mu_i, \mu_i \geq 0, \sum_{i=1}^N \mu_i(\xi) = 1$. nous faisons réellement satisfaire l'hypothèse (A.2).

Pour la commande adaptative, nous aurons besoin de satisfaire la condition suivante :

$$\sum_{i=1}^N \mu_i(\xi(k)) \hat{b}_{i,0} \neq 0, \forall k \geq 0. \quad (II.9)$$

Où $\hat{b}_{i,0} i = 1, \dots, N$ sont les estimés de $b_{i,0}$. Cette condition peut être assurée en utilisant la projection des paramètres [Tao, 03], pour les paramètres estimés $\hat{b}_{i,0} i = 1, \dots, N$, en utilisant la connaissance des limites supérieures et inférieures positives de $b_{i,0}$.

Pour spécifier un système flou à phase minimale, nous utilisons la condition : le système flou global (II.8) est à phase minimale sous la forme :

$$|u(t-d)| \leq c_1 |y(k)| + c_2 \sum_{\tau=0}^{t-1} \lambda^{t-\tau-1} |y(k)|, k \geq d \quad (II.10)$$

Pour quelques constantes $c_1 > 0, c_2 > 0, \lambda \in [0,1]$.

Puisque le système flou (II.8) est non linéaire et variant dans le temps, sa propriété de minimum de phase est liée aux zéros de $\bar{B}_i(z^{-1})$ et aux fonctions d'appartenance $\mu_i(k)$.

Nous devrions noter que pour un cas réaliste, le modèle de système (II.8) est sujet à certaine erreur de modélisation $\Delta(y(\cdot), u(\cdot); k)$:

$$y(k+d) = \sum_{i=1}^N \mu_i \bar{A}_i(z^{-1})[y](k+d) + \sum_{i=1}^N \mu_i \bar{B}_i(z^{-1})[u](k) + \Delta(y(k), y(k-1), \dots, u(k-1), u(k-2), \dots; k) \quad (II.11)$$

La commande adaptative robuste de ce modèle est basée sur un schéma de commande adaptative en ligne pour le modèle flou (II.8), avec des lois d'adaptation modifiées [Fen ,10], [Tao, 03]. Dans ce travail, nous concentrons notre étude sur un ce schéma de conception de commande adaptative et sa stabilité et l'analyse de performance de poursuite.

II.3 Prédiction adaptative des systèmes flous de type T-S :

Dans cette partie, nous entreprenons une étude originale pour un système flou général de type T-S discret, pour calculer un modèle de prédiction pour le système flou général de type T-S (II.8) et pour l'utiliser pour la conception d'un prédictif adaptatif pour le système flou de type T-S.

Considérons le système flou de type T-S (II.8) avec un retard d et notant $\mu_i(k) = \mu_i(\xi(k)), i = 1, 2, \dots, N$.

La prédiction est de prévoir les valeurs futures du signal de sortie y du système en utilisant les valeurs actuelles et passées de y et du signal d'entrée u du système.

Un prédicteur pour (II.7) ou (II.8) avec un retard d est une équation pour $y(t + d)$ en termes de $u(\tau)$ et $y(\tau)$ pour $\tau \leq t$. Un prédicteur adaptatif utilise les estimés adaptative des paramètres du système inconnu pour la prédiction.

II.3.1 Équation de prédiction :

Pour déduire une équation de prédiction, nous commençons par le terme $\bar{A}_i(z^{-1})[y](k + d)$ dans (II.7) ou (II.8) contenant $y(k + d - 1), y(k + d - 2), \dots, y(k + 1), y(k), y(k - 1), \dots, y(k + d - n)$ dont lesquels $y(k + d - 1), y(k + d - 2), \dots, y(k + 1)$, ne sont disponibles au temps k . Nous utilisons (II.8) vers l'arrière pour calculer leurs expressions en termes de signaux disponibles. Réécrire (II.8) sous la forme :

$$y(k + d) = \sum_{i=1}^N \mu_i(k) \bar{A}_i(z^{-1})[y](k + d) + \sum_{i=1}^N \mu_i(k) \bar{B}_i(z^{-1})[u](k) \quad (II.12)$$

dans laquelle $\mu_i(k) \bar{A}_i(z^{-1})[y](k + d)$ contient $\mu_i(k), y(k + d - 1), y(k + d - 2), \dots, y(k + 1), y(k), y(k - 1), \dots, y(k + d - n)$ et $\mu_i(k) \bar{B}_i(z^{-1})[u](k)$ contient $\mu_i, u(k), u(k - 1), \dots, u(k + d - n)$. En remplaçant k avec $k - 1$ dans (II.12) :

$$y(k + d - 1) = \sum_{i=1}^N \mu_i(k - 1) \bar{A}_i(z^{-1})[y](k + d - 1) + \sum_{i=1}^N \mu_i(k - 1) \bar{B}_i(z^{-1})[u](k - 1) \quad (II.13)$$

dans laquelle $\mu_i(k - 1) \bar{A}_i(z^{-1})[y](k + d - 1)$ contient $\mu_i(k - 1), y(k + d - 2), y(k + d - 3), \dots, y(k + 1), y(k), y(k - 1), \dots, y(k + d - n - 1)$ et $\mu_i(k - 1) \bar{B}_i(z^{-1})[u](k - 1)$ contient $\mu_i(k - 1), u(k - 1), u(k - 2), \dots, u(k + d - n - 1)$. En remplaçant k avec $k - 2$ dans (II.15) : nous exprimons $y(k + d - 2)$ comme suit :

$$y(k + d - 2) = \sum_{i=1}^N \mu_i(k - 2) \bar{A}_i(z^{-1})[y](k + d - 2) + \sum_{i=1}^N \mu_i(k - 2) \bar{B}_i(z^{-1})[u](k - 2) \quad (II.14)$$

dans laquelle $\mu_i(k-2)\bar{A}_i(z^{-1})[y](k+d-2)$ contient $\mu_i(k-2), y(k+d-3), y(k+d-4), \dots, y(k+1), y(k), y(k-1), \dots, y(k+d-n-2)$ et $\mu_i(k-2)\bar{B}_i(z^{-1})[u](k-2)$ contient $\mu_i(k-2), u(k-2), u(k-3), \dots, u(k+d-n-2)$. De même, pour $j = 3, \dots, d-2$, en remplaçant k avec $k-2$, nous exprimons $y(k+d-j)$ sous la forme :

$$y(k+d-j) = \sum_{i=1}^N \mu_i(k-j)\bar{A}_i(z^{-1})[y](k+d-j) + \sum_{i=1}^N \mu_i(k-j)\bar{B}_i(z^{-1})[u](k-j) \quad (II.15)$$

dans laquelle $\mu_i(k-j)\bar{A}_i(z^{-1})[y](k+d-j)$ contient $\mu_i(k-j), y(k+d-j-1), y(k+d-j-2), \dots, y(k+1), y(k), y(k-1), \dots, y(k+d-n-j)$ et $\mu_i(k-j)\bar{B}_i(z^{-1})[u](k-j)$ contient $\mu_i(k-j), u(k-j), u(k-j-1), \dots, u(k+d-n-j)$. Finalement, en remplaçant k par $k-d+1$ dans l'équation (II.15), nous écrivons l'expression de $y(k+1)$ sous la forme :

$$y(k+1) = \sum_{i=1}^N \mu_i(k-d+1)\bar{A}_i(z^{-1})[y](k+1) + \sum_{i=1}^N \mu_i(k-d+1)\bar{B}_i(z^{-1})[u](k-d+1) \quad (II.16)$$

dans laquelle $\mu_i(k-d+1)\bar{A}_i(z^{-1})[y](k+1)$ contient $\mu_i(k-d+1), y(k), y(k-1), \dots, y(k+d-n-1)$ et $\mu_i(k-d+1)\bar{B}_i(z^{-1})[u](k-d+1)$ contient $\mu_i(k-d+1), u(k-d+1), u(k-d+2), \dots, u(k-n+1)$.

Nous remplaçons maintenant $y(k+d-1), y(k+d-2), \dots, y(k+1)$ dans l'équation (II.8) par leurs expressions dans (II.13), (II.14), ..., (II.16) pour obtenir $y(k+d)$ en fonction de

$\{\mu_i(k), \mu_i(k+1), \dots, \mu_i(k-d+1)\}, \{y(k), y(k-1), \dots, y(k+d-n), y(k+d-n-1), \dots, y(k-n+1)\}, \{u(k), u(k-1), \dots, u(k+d-n), u(k+d-n-1), \dots, u(k-n+1)\}$. et les paramètres $a_{i,j}$ et $b_{i,k}, i = 1, 2, \dots, N, j = 1, 2, \dots, n, k = 0, 1, \dots, n-d$.

Une telle expression peut être écrite sous la forme :

$$y(k+d) = f_y(\mu_i(\cdot), y(\cdot)) + f_u(\mu_i(\cdot), y(\cdot)) \quad (II.17)$$

Pour quelque fonction :

$$f_y(\mu_i(\cdot), y(\cdot)) = f_y(\mu_i(k), \dots, \mu_i(k-d+1), y(k), \dots, y(k-n+1)) \quad (II.18)$$

$$f_u(\mu_i(\cdot), y(\cdot)) = f_u(\mu_i(k), \dots, \mu_i(k-d+1), u(k), \dots, u(k-n+1)) \quad (II.19)$$

en particulier :

$$\begin{aligned}
 f_u(\mu_i(k), \dots, \mu_i(k-d+1), u(k), \dots, u(k-n+1)) \\
 = \sum_{i=1}^N \mu_i(k) b_{i,0} u(k) \\
 + f_{u1}(\mu_i(k), u(k-1), \dots, u(k-n+1))
 \end{aligned} \tag{II.20}$$

Avec : $f_{u1}(\mu_i(k), u(k-1), \dots, u(k-n+1))$ indépendant de $u(k)$.

Ainsi nous avons atteint une équation générale de prédiction (II.17) pour le système flou global de type T-S (II.8), qui exprime $y(t+d)$ en fonction des signaux $y(k+d-1), \dots, y(k+1)$.

Remarque :

Nous pouvons également choisir un polynôme stable : $P_m(z) = z^d + a_1 z^{d-1} + \dots + a_{d-1}$ et définir $\bar{y}(k+d) = P_m(z)[y](k)$ en tant que signal à prédire.

En utilisant la procédé au-dessus, nous pouvons déduire l'équation de prédiction pour $\bar{y}(k+d)$:

$$\bar{y}(k+d) = \bar{f}_y(\mu_i(\cdot), y(\cdot)) + \bar{f}_u(\mu_i(\cdot), y(\cdot)) \tag{II.21}$$

pour quelques fonctions $\bar{f}_y(\mu_i(\cdot), y(\cdot))$ et $\bar{f}_u(\mu_i(\cdot), y(\cdot))$ qui ont les mêmes propriétés de $\bar{f}_y(\mu_i(\cdot), y(\cdot))$ et $\bar{f}_u(\mu_i(\cdot), y(\cdot))$ dans (II.23).

II.3.2 Prédicteur adaptative :

Pour calculer une version adaptative de l'équation de prédiction, nous paramétrons (II.20) comme suit :

$$y(k+d) = \theta_y^T \phi_y(k) + \theta_{u0}^T \phi_{u0}(k) + \theta_{u1}^T \phi_{u1}(k) \tag{II.22}$$

Où en raison de, (II.17) :

$$\theta_y^T \phi_y(k) = f_y(\mu_i(\cdot), y(\cdot)) \tag{II.23}$$

$$\theta_{u0}^T \phi_{u0}(k) = \sum_{i=1}^N \mu_i(k) b_{i,0} u(k) \tag{II.24}$$

$$\theta_{u1}^T \phi_{u1}(k) = f_{u1}(\mu_i(\cdot), u(\cdot)) \tag{II.25}$$

pour des vecteurs de paramètres $\theta_y, \theta_{u0}, \theta_{u1}$ et vecteur de signaux ϕ_y , ϕ_{u0} et ϕ_{u1} , en particulier :

$$\theta_{u0} = [b_{1,0}, b_{2,0}, \dots, b_{N,0}]^T \tag{II.26}$$

$$\phi_{u0} = [\mu_1(k), \mu_2(k), \dots, \mu_N(k)] \tag{II.27}$$

Soient $\hat{\theta}_y(k-1), \hat{\theta}_{u_0}(k-1)$ et $\hat{\theta}_{u_1}(k-1)$ les valeurs estimées des vecteurs de paramètres inconnus θ_y, θ_{u_0} et θ_{u_1} aux instants $k-1$, et introduisant l'erreur d'estimation à l'instant k sous la forme :

$$\begin{aligned} \varepsilon(k) = & y(k) - \hat{\theta}_y^T(k-1)\phi_y(k+d) - \hat{\theta}_{u_0}^T(k-1)\phi_{u_0}(k+d) \\ & - \hat{\theta}_{u_1}^T(k-1)\phi_{u_1}(k+d) \end{aligned} \quad (II.28)$$

Ensuite, il s'ensuit que :

$$\begin{aligned} \varepsilon(k) = & -\tilde{\theta}_y^T(k-1)\phi_y(k+d) - \tilde{\theta}_{u_0}^T(k-1)\phi_{u_0}(k+d) \\ & - \tilde{\theta}_{u_1}^T(k-1)\phi_{u_1}(k+d) \end{aligned} \quad (II.29)$$

où $\tilde{\theta}_y(k-1) = \hat{\theta}_y(k-1) - \theta_y, \tilde{\theta}_{u_0}(k-1) = \hat{\theta}_{u_0}(k-1) - \theta_{u_0}$, et $\tilde{\theta}_{u_1}(k-1) = \hat{\theta}_{u_1}(k-1) - \theta_{u_1}$.

Basé sur cette équation d'erreur, la loi adaptative suivante peut être utilisée pour mettre à jour les valeurs des paramètres estimés :

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{\gamma(t)\phi(t-d)\varepsilon(t)}{c + \phi^T(t-d)\phi(t-d)} \quad (II.30)$$

Où

$$\phi(t-d) = [\phi_y^T(k-d), \phi_{u_0}^T(k-d), \phi_{u_1}^T(k-d)]^T \quad (II.31)$$

où : $\gamma(t) \in [\gamma_0, 2 - \gamma_0]$ est un gain d'adaptation pour un constant $\gamma_0 \in [0,1]$, $c > 0$ est un petit paramètre de conception.

Pour cet algorithme d'estimation de paramètre, nous avons:

Lemme 1 : La loi d'adaptation de paramètres (II.30), une fois appliquée au système flou (II.8), a les propriétés standards :

- (i) $\|\hat{\theta}(k) - \theta\| \leq \|\hat{\theta}(k-1) - \theta\| \leq \|\hat{\theta}(0) - \theta\|$;
- (ii) $\frac{\varepsilon(k)}{\sqrt{c + \phi^T(t-d)\phi(t-d)}} \in L^2$;
- (iii) $\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\varepsilon(k)}{\sqrt{c + \phi^T(t-d)\phi(t-d)}} = 0$;
- (iv) $\|\hat{\theta}(k) - \theta(k - k_1)\| \in L^2$;
- (v) $\lim_{k \rightarrow \infty} \|\hat{\theta}(k) - \theta(k - k_1)\| = 0, \forall k_1 > 0$;

A partir de lemme 1, on peut déduire les deux propriétés suivantes : (i) $\varepsilon(k) \in L^2$ et $\lim_{k \rightarrow \infty} \varepsilon(k) = 0$ si $\phi(k-d) \in L^2$. (ii) $\lim_{k \rightarrow \infty} \|\hat{\theta}(k+d-1) - \hat{\theta}(k)\| = 0$. La première propriété signifie que tous les signaux du système sont bornés, alors $\lim_{k \rightarrow \infty} \varepsilon(k+d) = 0$ Qui est :

$$\begin{aligned}\hat{y}_0(k+d) &= \hat{\theta}_y^T(k+d-1)\phi_y(k) + \hat{\theta}_{u_0}^T(k+d-1)\phi_{u_0}(k) \\ &\quad + \hat{\theta}_{u_1}^T(k+d-1)\phi_{u_1}(k)\end{aligned}\quad (II.32)$$

Est une prédiction adaptative de $y(k+d)$ sachant que $\lim_{k \rightarrow \infty} (\hat{y}_0(k+d) - y(k+d)) = 0$.

La deuxième propriété implique que si $\phi(k) \in L^\infty$, le signal

$$\hat{y}(k+d) = \hat{\theta}_y^T(k)\phi_y(k) + \hat{\theta}_{u_0}^T(k)\phi_{u_0}(k) + \hat{\theta}_{u_1}^T(k)\phi_{u_1}(k) \quad (II.33)$$

Est également un prédiction adaptative de $y(k+d)$ sachant que $\lim_{k \rightarrow \infty} (\hat{y}(k+d) - y(k+d)) = 0$. Notons que le signal $\hat{y}(k+d)$ est disponible à l'instant k , tant que $\hat{y}_0(k+d)$ et non pas pour $d > 1$. Ainsi, on a développé un prédicteur adaptative (II.33) mis à jour par (II.30), pour le système flous de type T-S (II.8).

II.4 Commande adaptative des systèmes flous de type T-S :

Dans cette partie, on va concevoir et analyser un schéma de commande adaptative pour le système flou de type T-S (II.8), pour résoudre le problème de commande adaptative indiqué dans (II.1).

II.4.1 Loi de commande adaptative :

Nous choisissons alors la loi de commande adaptative floue globale comme suit :

$$u(k) = \frac{1}{\sum_{i=1}^N u_i(\xi_i(k))\hat{b}_{i,0}} \left(y_m(k+d) - \hat{\theta}_y^T \phi_y(k) - \hat{\theta}_{u_1}^T \phi_{u_1}(k) \right) \quad (II.34)$$

Pour cette loi de commande adaptative, la projection de paramètre [Tao, 03] peut être utilisée pour l'algorithme d'estimation des paramètres (II.30) pour assurer que $\sum_{i=1}^N u_i(\xi_i(k))\hat{b}_{i,0} > b_0$ pour une constante $b_0 > 0$.

II.5 Analyse de stabilité :

Maintenant, on va montrer que le système de commande adaptative a une stabilité désirée et une propriété de poursuite. Substituant (II.34) dans (II.8), nous obtenons le système en boucle fermée suivant :

$$y(k+d) = \theta^T \phi(k) - \hat{\theta}^T \phi(k) + y_m(k+d) \quad (II.35)$$

Avec $e(k) = y(k) - y_m(k)$, et $\tilde{\theta}_y(k) = \hat{\theta}_y(k) - \theta_y$, on obtient

$$e(k+d) = \tilde{\theta}_y(k)\phi(k) \quad (II.36)$$

Nous présentons d'abord une propriété désirée pour

Lemme 2 :

Sous la supposition (A.1), le régresseur défini dans (II.31) satisfait :

$$\|\Phi(k-d)\| \leq \rho_1 + \rho_2 \max_{\tau=0,1,2,\dots,k} |e(\tau)| \quad (II.37)$$

Pour des constantes positives ρ_1 et ρ_2 .

Preuve [Qi ,12]: A partir de la définition de $\Phi(k)$ dans (II.31) et μ_i , on a :

$$\|\Phi(k)\| \leq p_1 \|\psi(k)\| \quad (II.38)$$

Pour le constant $p_1 > 0$, où

$$\psi(k) = [y(k), y(k-1), \dots, y(k-n+1), u(k), u(k-1), \dots, u(k-n+1)]^T \quad (II.39)$$

Depuis $y(k) = e(k) + y_m(k)$, $\psi(k)$ peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} \psi(k) = & [y(k), y(k-1), \dots, y(k-n+1), u(k), u(k-1), \dots, u(k-n+1)]^T \\ & + [y_m(k), y_m(k-1), \dots, y_m(k-n+1)]^T. \end{aligned}$$

Alors nous avons :

$$\|\psi(k)\| \leq p_2 \max_{\tau=0,1,2,\dots,k} |e(\tau)| + p_3 \max_{\tau=k-n+1,\dots,k} |u(\tau)| + p_4 \quad (II.40)$$

Où $p_i, i = 1,2,3$ sont des constants positive.

Encore avec : $y(k) = e(k) + y_m(k)$. l'équation de système (II.8) peut être formulée comme :

$$\begin{aligned} e(k+d) + y_m(k+d) & \quad (II.41) \\ = & \sum_{i=1}^N \mu_i \alpha_i (z^{-1}) [e](k) + \sum_{i=1}^N \mu_i \beta_i (z^{-1}) [u](k) \\ & + \sum_{i=1}^N \mu_i \alpha_i (z^{-1}) [y_m](k) \end{aligned}$$

Avec la proposition (A.1) et le définition 1, nous obtenons

$$\begin{aligned} |u(k)| & \leq p_5 |e(k+d)| + p_6 \sum_{\tau=0,1,\dots,k-1} \lambda^{k-\tau-1} |e(k+d)| + p_7 \quad (II.42) \\ & \leq p_8 \max_{\tau=1,\dots,k} |e(\tau+d)| + p_7 \end{aligned}$$

Où $p_i, i = 1,2,3$ sont des constants positive.

Finalement, on utilisant (II.38), (II.40), (II.42), nous obtenons :

$$\|\phi(k)\| \leq \rho_1 + \rho_2 \max_{\tau=0,1,2,\dots,k} |e(\tau + d)| \quad (II.43)$$

Pour des constantes positives ρ_1 et ρ_2 .

Nous montrons maintenant la propriété désirée du système en boucle fermée.

Théorème :

Tous les signaux en boucle fermée, avec le système (II.8) satisfaisant les suppositions (A.1) et (A.2), le contrôleur (II.34) et la loi d'adaptation (II.30), sont bornés, et $\lim_{k \rightarrow \infty} (y(k) - y_m(k)) = 0$.

De lemme 1 nous avons cela : $\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\epsilon(k)}{\sqrt{c + \phi^T(t-d)\phi(t-d)}} = 0$ et $\|\hat{\theta}(k) - \theta(k - k_1)\| = 0$. Et avec ces résultats, on peut démontrer que $e(t)$ est borné, ce qui implique que $y(t)$ est borné, et alternativement de la propriété de minimum de phase du système que $u(t)$ est borné. Par conséquent, tous les signaux du système en boucle fermée sont bornés, basé sur ceci, il peut être encore prouvé que $\lim_{k \rightarrow \infty} (y(k) - y_m(k)) = 0$.

II.6 Simulation :

II.6.1 Exemple de simulation [Qi, 12 a]:

Dans ce partie, nous présentons un exemple de simulation avec des résultats de simulation pour montrer la conception et l'évaluation de commande, basées sur un système mécanique de masse-ressort-amortisseur [Tan, 96] :

$$M\ddot{x} + c_1\dot{x} + c_2x = (1 + c_3\dot{x}^3)u \quad (II.44)$$

Où M est la masse, x est le déplacement (en mètres) de la masse, u est la force (en newton) appliquée au ressort, c_1 est la constante d'amortissement, c_2 est la constante de ressort, c_3 est une constante liée au x non linéaire. Pour la simulation, les paramètres sont placés comme suit : $M = 1kg$ et $c_1 = 150 \text{ N.s/m}$ et $c_2 = 200 \text{ N/m}$ et $c_3 = 0.13 \text{ N/(m/s)}^3$.

Choisir la sortie $y = x$. Pour utilisé la méthode développée en ce travail, nous avons besoin d'un modèle flou de Takagi-Sugeno de temps discret pour approximer la dynamique non linéaire (44). $\dot{y} \in [-1.5, 1.5]$ et utilisant la même approche que dans [9], un modèle flou de type Takagi-Sugeno de temps continue deux-règle à l'approximation (II.44) est donné comme :

Si \dot{y} est F_1^1 alors $\dot{y} = -150\dot{y} - 200y + 1.4387u$.

Si \dot{y} est F_1^2 alors $\dot{y} = -150\dot{y} - 200y + 0.5613u$.

avec les fonctions d'appartenance F_1^1 et F_1^2 choisir comme $F_1^1 = \frac{0.5 + \dot{y}^3}{1}$ et $F_1^2 = \frac{0.5 - \dot{y}^3}{1}$.

Si le temps d'échantillonnage T est choisi petite, nous pouvons approximer le \dot{y} et \ddot{y} avec le $\dot{y} = [y(k+1) - y(k)]/T$ et $\ddot{y} = [y(k+2) - 2y(k+1) + y(k)]/T^2$. Alors un modèle à temps discret peut être obtenu comme suit :

$$R^i: \text{ si } \xi_1(k) \text{ est } F_1^1 \text{ alors} \\ y(k+2) + a_{i,1}y(k+1) + a_{i,2}y(k) = b_{i,0}u(k) \quad (II.45)$$

Où $\xi_1 = [y(k+1) - y(k)]/T, a_{i,1} = 150T, a_{i,2} = 1 - 150T + 200T^2, i = 1,2$ et $b_{1,0} = 1.4387T^2, b_{2,0} = 0.5613T^2$.

nous obtenons le modèle de système flou de prédiction globale suivante de 2 pas :

$$y(k+2) = \theta_y^T \phi_y(k) + \theta_{u0}^T \phi_{u0}(k) + \theta_{u1}^T \phi_{u1}(k) \quad (II.46)$$

Basé sur (46), nous choisissons la loi de commande adaptative floue globale comme suit :

$$u(k) = \frac{1}{\sum_{i=1}^2 u_i(\xi(k)) \hat{b}_{i,0}} \left(y_m(k+2) - \hat{\theta}_y^T \phi_y(k) - \hat{\theta}_{u1}^T \phi_{u1}(k) \right) \quad (II.47)$$

Les valeurs de paramètre initiales sont : $T = 0.01, \gamma(k) = 0.8, c = 0.01$, le signal de référence $y_m(k) = 0.1(\sin(\frac{\pi*k}{150}) + \sin(\frac{\pi*k}{100}) + \sin(\frac{\pi*k}{150}))$

II.6.2 Résultats :

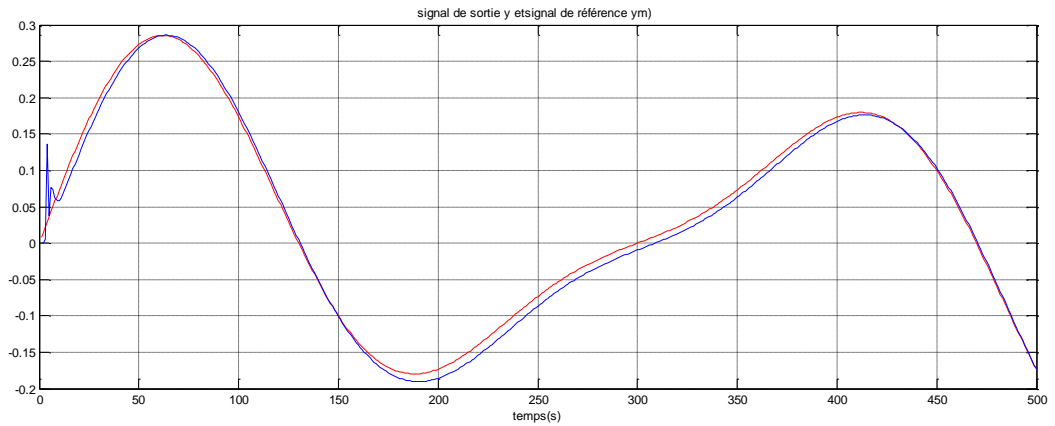


Figure II.1 : réponse de système $y(k)$ et signal de référence $y_m(k)$.

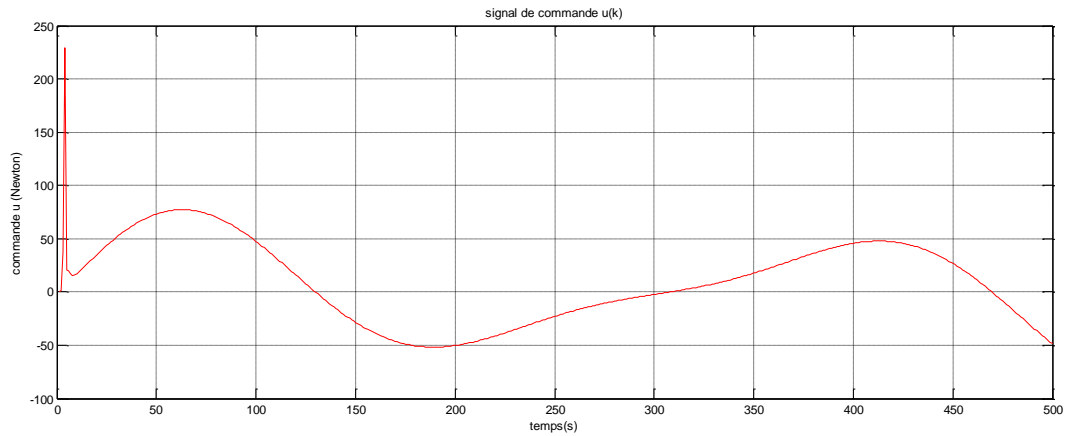


Figure II.2 : signal de commande $u(k)$.

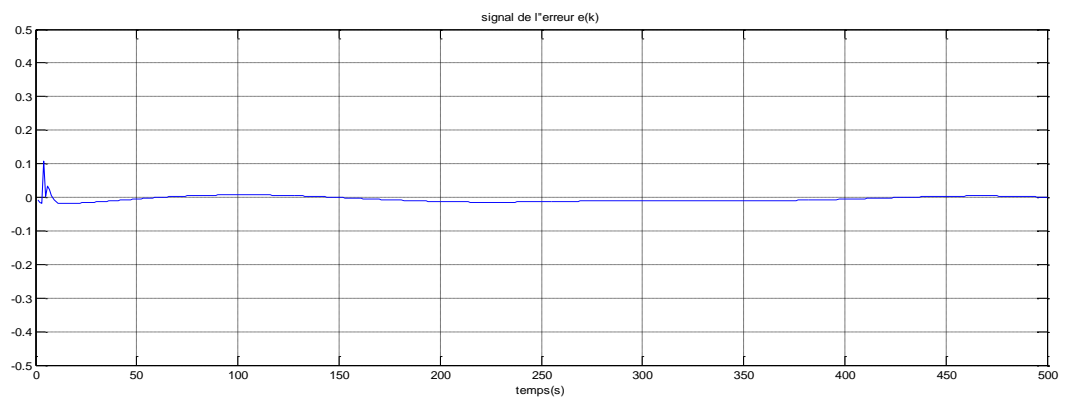


Figure II. 3 : signal de l'erreur $e(k)$.

II.6.3 Discussion des résultats :

Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures (II.1) à (II.3). Les figures (II.1) et (II.2) présentent l'évolution de la sortie du système $y(k)$ et le signal de référence $y_m(k)$, Ces figures montrent qu'après un régime transitoire, il y a une poursuite malgré qu'il y ait une erreur de poursuite relativement petite. La figure (II.3) montre que l'erreur de poursuite converge vers zéro.

II.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a développé une nouvelle solution pour les systèmes flous discrets multiples retards de Takagi-Sugeno, semblable au problème régulier de la commande adaptative, un modèle de prédiction multiple retards a été utilisé pour résoudre ce problème. On a calculé un modèle global de prédiction, auquel la conception et l'analyse d'un schéma de commande adaptative pour des systèmes flous de type Takagi-Sugeno a été développé et analysé. Ce schéma a une performance désirée en présence d'incertitudes de paramètres. Les résultats de simulation ont également vérifiés la performance désirée du système de commande adaptative floue.

Chapitre III

Commande adaptative pour les systèmes flous discrets de Takagi-Sugeno.

Chapitre III

Commande adaptative pour les systèmes flous discrets de Takagi-Sugeno.

III.1 Introduction :

Ces dernières années, les techniques de commande floue ont émergé comme un outil puissant pour traiter les systèmes non linéaires incertains en raison de la capacité universelle d'approximation des systèmes flous [Far, 06] beaucoup d'applications réussies [Chi, 10], [Hua, 09]. Parmi les différents modèles flous, l'approche de modélisation par les systèmes flous de Takagi-Sugeno (T-S) a attiré plus d'attention pour ses propriétés souhaitables de modélisation paramétrique et structurale de système paramétrique et propriétés de modélisation structurales qui conviennent à appliquer la conception rigoureuse de système de commande par feedback.

Il y a eu beaucoup de résultats de la recherche pour les systèmes flous de T-S, telle que l'analyse de stabilité et les conceptions de commande basées modèle, comme systématiquement développé et étudié dans [Yin, 99]- [Fen ,10]. La commande adaptative a été connue pour être capable de traiter des incertitudes de système. L'approximation floue basées sur des conceptions de commande adaptative ont été systématiquement étudiées dans [Far, 06] et [Wan, 94].

Les développements récents sur les techniques de commande adaptative floues de T-S incluent la commande adaptative indirecte basée sur le système flou de T-S avec les modèles locaux de l'état-sous forme canonique [Par, 04], [Hyu, 10], des schémas de commande floue de T-S adaptatifs qui sont développés pour les systèmes non linéaires avec un zéro exponentiellement stable [Nou, 04], la commande par mode glissant pour les systèmes flous de T-S [Fen ,11], [Zha, 10].

Cependant, la plupart des conceptions de commande adaptative floue de T-S existantes sont pour des modèles de système d'état avec des variables d'état mesurées pour la commande de feedback. Il y a peu d'études sur la commande d'adaptative de poursuite des systèmes flous de T-S dans la forme entrée sortie en utilisant feedback de la sortie, qui est d'importance plus pratique pour beaucoup d'applications industrielles.

Dans [Yin, 99], la structure d'entrée-sortie du système flou de type T-S avec un retard simple a été développée, et basée sur cette structure, un contrôleur de linéarisation de feedback a été conçu pour réaliser la poursuite parfaite, et une condition nécessaire et suffisante a été dérivé pour vérifier la stabilité du contrôleur.

En utilisant la même structure du système et du contrôleur et considérons des incertitudes de paramètre, un schéma de commande adaptative de linéarisation de feedback pour des systèmes flous de T-S a été rigoureusement développés dans [Fen, 10]. D'autres études dans un cadre semblable peuvent être trouvées dans [Shi, 08], [Tse, 06], et [Qi, 08]. Dans ces études, on a supposé que le retard de l'entrée à la sortie est 1.

En réalité, les systèmes peuvent avoir des retards multiples d'entrée-sortie de sorte que les systèmes flous de T-S utilisés pour approximer de tels systèmes puissent avoir des retards multiples. Pour permettre la conception de linéarisation de feedback pour de tels systèmes, habituellement un modèle de prévision est exigé.

Cependant, il y a peu d'étude analytique sur la façon dont à développer un tel modèle de prévision pour un système flou de T-S avec des retards multiples et un manque d'études systématiques de la commande adaptative de poursuite de tels systèmes flous général de T-S.

Dans ce chapitre, on a développé une nouvelle commande adaptative floue de T-S avec de nouvelles configurations d'utilisation de feedback pour les systèmes flous de T-S avec des retards multiples, et avec une analyse détaillée, pour établir la stabilité et la propriétés de poursuite comme bases pour la nouvelle méthode de commande floue. La commande floue, comme la plupart

Des autres méthodologies de commande, la conception des lois de commande basée sur le système (nominal) approximé sujet à l'erreur de l'approximation.

Il est crucial d'établir la stabilité désirée et des propriétés de poursuite pour un système de commande adaptative avec un modèle nominal paramétré, comme technique de base d'une commande floue choisie (qui est dans notre travail est commande adaptative basée sur le modèle de prévision d'entrée-sortie de T-S), à être appliqué à un système réel avec erreurs d'approximation qui peuvent être manipulées avec la technique de robustification (en utilisant des lois adaptatives robustes pour le cas de commande adaptative).

III.2 Formulation du problème et préliminaires :

Dans cette partie, nous dérivons un modèle flou discret de type T-S multiple-retards et sa forme de prédiction, puis, formulons le nouveau problème de commande adaptative floue.

III.2.1 modèles flous d'entrée sortie de Takagi-Sugeno multiple-Retards :

Considérons un système non linéaire (SISO) sous sa forme discrète :

$$y(k) = f(y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-d), \dots, u(k-n)) \quad (III.1)$$

Où $f(\dots)$ est une fonction non linéaire, $y(\cdot)$ est le signal de sortie du système,

$u(\cdot)$ est le signal d'entrée, n le degré du système et d est le retard. nous nous intéressons au cas général avec $d \geq 1$ (surtout $d > 1$).

Pour utiliser des techniques de commande floue, nous rechercherons d'abord un modèle flou de prédiction pour (1) sous la forme :

$$y(k+d) = f_d(y(k), y(k-1), \dots, y(k-n+1), u(k), \dots, u(k-n+1)) \quad (III.2)$$

pour quelque fonction $f_d(\cdot, \dots, \cdot)$ qui sont construite à partir d'un modèle flou d'approximation.

Pour continuer, soit $\xi_j(k), j = 1, 2, \dots, L$ un ensemble de fonctions de $y(k-1), \dots, y(k-n)$ et $u(k-d), \dots, u(k-n)$ qui sont choisies pour des applications spécifiques. Quand les valeurs des fonctions $\xi_j(k)$ sont choisies dans des intervalles donnés, ces fonctions définissent certaines régions pour leurs variables $y(k-1), \dots, y(k-n)$ et $u(k-d), \dots, u(k-n)$ dans un espace de dimension $(2n+1-d)$. La fonction du système $f(y(k-1), \dots, y(k-n), u(k-d), \dots, u(k-n))$ peut être approximée par une fonction linéaire, c'est-à-dire, un modèle du système linéaire.

Ceci motive le modèle flou discret de T-S suivant :

R^i : Si $\xi_1(k)$ est F_1^i et $\xi_2(k)$ est F_2^i et ... et $\xi_L(k)$ est F_L^i alors :

$$\begin{aligned} y(k) + a_{i,1}y(k-1) + \dots + a_{i,n}y(k-n) \\ = b_{i,0}u(k-d) + b_{i,1}u(k-d-1) + \dots + b_{i,n}u(k-n), \\ b_{i,0} \neq 0. \end{aligned} \quad (III.3)$$

Avec $R^i, i = 1, 2, \dots, N$ dénote la $n^{\text{ième}}$ règle floue qui définit le sous-système, N est le nombre de règles floues, $a_{i,1} \dots a_{i,n}$ et $b_{i,0}, b_{i,1}, \dots, b_{i,n}$ sont les coefficients du $n^{\text{ième}}$ sous-système, $d > 0$ est le retard du système, et $(\xi_L(k) \text{ est } F_L^i)$ est une partie du $n^{\text{ième}}$ règle floue, avec les variables de prémisses $\xi(k) = [\xi_1(k), \xi_2(k), \dots, \xi_L(k)]^T$ qui sont des signaux mesurables et F_j^i est typiquement un intervalle des nombres réels, appelé un ensemble flou associé avec lequel il y a une fonction de l'appartenance, $F_j^i(\xi_j(k))$ pour indiquer le degré d'appartenance de $\xi_j(k)$ dans F_j^i .

Chaque équation dans (III.3) définit un modèle linéaire local pour le système non linéaire original (III.1). Pour dériver un modèle flou global pour (III.1), nous dériverons d'abord un modèle de prédiction de d étape pour chaque modèle linéaire local et, puis, les utiliser pour construire un modèle flou global (non linéaire).

Introduisant des polynômes en z^{-1} : $A(z^{-1}) = 1 + a_{i,1}z^{-1} + \dots + a_{i,n}z^{-n}$

$$\text{Et } \bar{B}_i(z^{-1}) = b_{i,0} + b_{i,1}z^{-1} + \dots + a_{i,n-d}z^{-n+d}, i = 1, 2, \dots, N$$

avec z^{-1} et z sont l'opérateur de retard et l'opérateur de l'avance respectivement, $z^{-1}[x](k) = x(k-1)$ et $z[x](k) = x(k+1)$, nous exprimons le système linéaire local (III.3) sous la forme :

$$A_i(z^{-1})[y](k) = z^{-d}\bar{B}_i(z^{-1})[u](k) \quad (III. 4)$$

où, comme notation, pour un polynôme $P(z^{-1}) = p_0 + p_1z^{-1} + \dots + p_{n_p}z^{-n_p}$

et le signal $x(k) \in R$, nous définissons :

$$P(z^{-1})[x](k) = p_0x(k) + p_1z^{-1}x(k-1) + \dots + p_{n_p}z^{-n_p}x(k-n_p)$$

Suivant la procédure dans [Goo, 84], et résolvant l'équation polynomiale :

$$1 = F_i(z^{-1})A_i(z^{-1}) + z^{-d}G_i(z^{-1}) \quad (III. 5)$$

Nous obtenons les polynômes : $F_i(z^{-1}) = 1 + f_{i,1}z^{-1} + \dots + f_{i,d-1}z^{-d+1}$

$$G_i(z^{-1}) = g_{i,0} + g_{i,1}z^{-1} + \dots + g_{i,n-1}z^{-n+1}$$

avec $f_{i,j} = \sum_{j=0}^{K-1} f_{i,j}a_{i,K-j}$, $K = 1, 2, \dots, d-1$ et

$$g_{i,K} = \sum_{j=0}^{d-1} f_{i,j}a_{i,K+d-j}, K = 0, 1, 2, \dots, n-1 \quad , \quad \text{pour } a_{i,n+1} = a_{i,n+2} = \dots = a_{i,n+d-1}.$$

Alors, en multipliant les deux côtés de (III.5) par $y(t)$, nous obtenons :

$$y(k+d) = z^d F_i(z^{-1})A_i(z^{-1})[y](k) + G_i(z^{-1})[y](k) \quad (III. 6)$$

Substituant (III.4) dans (III.6) donne l'équation locale de prédiction à d -pas :

$$y(k + d) = F_i(z^{-1})\bar{B}_i(z^{-1})[u](k) + G_i(z^{-1})[y](k) \quad (III.7)$$

ce qui peut être réécrite sous la forme :

$$y(k + d) = \alpha_i(z^{-1})[y](k) + \beta_i(z^{-1})[u](k) \quad (III.8)$$

Avec $\alpha_i(z^{-1}) = G_i(z^{-1})$ et $\beta_i(z^{-1}) = F_i(z^{-1})\bar{B}_i(z^{-1})$

$$\alpha_i(z^{-1}) = \alpha_{i,0} + \alpha_{i,1}z^{-1} + \dots + \alpha_{i,n-1}z^{-n+1} \quad (III.9)$$

$$\beta_i(z^{-1}) = \beta_{i,0} + \beta_{i,1}z^{-1} + \dots + \beta_{i,n-1}z^{-n+1} \quad (III.10)$$

Avec $\beta_{i,0} = b_{i,0} \neq 0$.

Dans notre étude, nous utilisons maintenant les modèles locaux dans (III.8) pour former un modèle flou global de prédiction. Pour procéder, nous basons sur (III.8), en utilisant la technique standard du fuzzification par singleton, de l'inférence produit, et du defuzzification par centre de gravité, nous obtenons le modèle flou global non linéaire de prédiction suivant.

Proposition 1 :

En suivant une procédure de modélisation floue standard, un système dynamique non linéaire (III.1), par l'intermédiaire du model flou local (III.3), peut être approximé par un modèle flou global de prédiction :

$$y(k + d) = \sum_{i=1}^N \mu_i \alpha_i(z^{-1})[y](k) + \mu_i \beta_i(z^{-1})[u](k) \quad (III.11)$$

Où μ_i est la fonction d'appartenance normalisée qui satisfait

$$\mu_i = \frac{\lambda_i(\xi)}{\sum_{i=1}^N \lambda_i(\xi)}, \lambda_i(\xi) = \prod_{j=1}^L F_j^i(\xi_j(k)), \mu_i \geq 0, \sum_{i=1}^N \mu_i(\xi) = 1. \quad (III.12)$$

Le modèle flou (III.11) est un modèle approximatif pour le système non linéaire original (III.1). Les systèmes flous de type T-S avec la partie de conséquence linéaire peuvent uniformément approximer n'importe quelle fonction continue sur un domaine compact de n'importe quel degré d'exactitude [Far, 06]. Etant donnée une précision spécifique d'approximation, une condition suffisante pour calculer le nombre minimal d'ensembles flous et des règles flous est également fournie, qui est indépendante de la forme des fonctions d'appartenance, des opérateurs flous, et du type defuzzification de sorte que le nombre calculé puisse être très grand. Dans la pratique, un nombre petit d'ensembles flous et des règles peut être trouvé pour avoir la précision désirée d'approximation selon la fonction à rapprocher et le type de fonctions d'appartenance choisies.

Remarque 1 :

En choisissant un nombre approprié de règles flous et des fonctions d'appartenance appropriées qui jouent un rôle critique en construisant les modèles flous de type T-S. Dans la littérature, de diverses méthodes ont été développées pour déterminer le nombre de règles floues et de la position et la distribution des fonctions d'appartenance [Bar, 98], [Ang, 04]. Habituellement, si le modèle flou de T-S est construit en linéarisant un système non linéaire aux N différents points de fonctionnement qui sont représentés par $\bar{\xi}^i = [\bar{\xi}_1^i, \bar{\xi}_2^i, \dots, \bar{\xi}_L^i]$, $i = 1, 2, \dots, N$ il y aura N règles,

Si le modèle flou de type T-S est identifié à partir des données d'entrée-sortie, le nombre de règles floues et les centres des fonctions d'appartenance peuvent être obtenus par des méthodes de regroupements flous.

Remarque 2:

Une autre technique importante est la propriété de robustesse de la commande de système de feedback en ce qui concerne les erreurs de modélisation dans le modèle qui est utilisée dans la conception de la commande. Une fois appliqués à un système réel, les modèles (III.11) et même (III.18) sont sujets à certaines erreurs de modélisation $\Delta(y(\cdot), u(\cdot); k)$ en particulier, pour le modèle flou (III.11) qui impliquent des approximations pour un système non linéaire régulier. Par exemple, en présence des erreurs de modélisation, le modèle flou (III.11) peut devenir :

$$y(k+d) = \sum_{i=1}^N \mu_i \alpha_i(z^{-1})[y](k) + \mu_i \beta_i(z^{-1})[u](k) + \Delta(y(k), y(k-1), \dots, u(k-1), u(k-2), \dots; k) \quad (III.13)$$

Il est bien connu que pour un modèle régulier (III.15) avec erreurs Δ de modélisation, le problème de robustesse peut être traité par des lois de commande adaptative robustes [Goo, 84]. On note que pour la commande adaptative du modèle flou (III.11), le problème de robustification peut être abordé, d'une manière semblable à celui pour les systèmes réguliers, en utilisant des conceptions de commande adaptative robustes (par exemple, telles une conception est donnée dans [Fen,10]. Plus spécifiquement, pour $\Delta(y(k), y(k-1), \dots, u(k-1), u(k-2), \dots; k) \in L^2$ une loi de commande adaptative normale est robuste en ce qui concerne Δ ; pour $\Delta(y(k), y(k-1), \dots, u(k-1), u(k-2), \dots; k) \in L^\infty$, une loi

adaptative avec une modification est capable de d'assurer la robustesse de la commande adaptative ; et pour $\Delta(y(k), y(k-1), \dots, u(k-1), u(k-2), \dots; k)$ pour lesquels ses bornitudes ne peuvent pas être garanties a priori, une loi adaptative avec normalisation et robustification peut assurer la stabilité du système en boucle fermée, à condition que $\Delta(y(k), y(k-1), \dots, u(k-1), u(k-2), \dots; k)$ est petit.

III.2.2 Problème de commande :

Dans cette partie d'étude, nous résolvons un problème de commande floue adaptative.

Pour ce problème de commande adaptative, l'objectif de commande est de trouver un signal de commande $u(t)$ pour le système (III.11) avec des paramètres inconnus $\alpha_{i,0}, \alpha_{i,1}, \dots, \alpha_{i,n}$ et $\beta_{i,0}, \beta_{i,1}, \dots, \beta_{i,n-d}, i = 1, 2, \dots, N$ pour assurer le bornitude en boucle fermée de signal et le poursuite asymptotique d'un signal de référence $y_m(k)$ par la sortie du système $y(t)$, sous les hypothèses suivantes :

A.1) Le système flou (III.11) est à phase minimale.

A.2) $\sum_{i=1}^N \mu_i(\xi(k)) \beta_{i,0} \neq 0$ pour tout $k \geq 0$.

L'incertitude des paramètres $\alpha_{i,0}, \alpha_{i,1}, \dots, \alpha_{i,n}$ et $\beta_{i,0}, \beta_{i,1}, \dots, \beta_{i,n-d}, i = 1, 2, \dots, N$, est équivalent à celle des paramètres $a_{i,1} + \dots + a_{i,n}, b_{i,0} + b_{i,1} + \dots + b_{i,n}$. Des systèmes flous locaux (III.3). De (III.10), on a $\beta_{i,0} = b_{i,0} \neq 0, i = 1, 2, \dots, N$. Puisque $b_{i,0}, i = 1, 2, \dots, N$, sont les gains (en hautes fréquences) des sous-systèmes linéaires qui approximent le système non linéaire original, leurs signes sont connus. Sans perte de généralité, nous supposons $\beta_{i,0} = b_{i,0} > 0, i = 1, 2, \dots, N$. Dans cette hypothèse pratique, en raison des propriétés de $\mu_i, \mu_i \geq 0, \sum_{i=1}^N \mu_i(\xi) = 1$. nous réelles faisons satisfaire l'hypothèse A.2.

Cependant, pour la commande adaptative, nous serons besoin de remplir la condition suivante :

$$\sum_{i=1}^N \mu_i(\xi(k)) \hat{\beta}_{i,0} \neq 0, \forall k \geq 0. \quad (III. 14)$$

Où $\hat{\beta}_{i,0} i = 1, \dots, N$ sont les estimés de $\beta_{i,0}$ Cette condition peut être assurée en utilisant la projection des paramètres pour les paramètres estimés.

III.2.3 Systèmes flous à phase minimale :

Dans cette partie, nous clarifions les conditions pour l'hypothèse A.1.

La condition de phase minimale des systèmes réguliers : Système LTI régulier

$$A(z^{-1})[y](k) = \bar{B}(z^{-1})[u](k) \quad (III. 15)$$

Avec $A(z^{-1}) = 1 + a_{i,1}z^{-1} + \dots + a_{i,n}z^{-n}$ et $\bar{B}(z^{-1}) = b_{i,0} + b_{i,1}z^{-1} + \dots + a_{i,n-d}z^{-n+d}$, Est à phase minimale, si tous les zéros de $\bar{B}(z^{-1})$ sont dans le cercle unité. Pour l'expression du système équivalent :

$$(z^n + a_1z^{n-1} + \dots + a_n)[y](k) = (b_0z^n + b_1z^{n-1} + \dots + b_{n-d}z^d)[u](k)$$

Cette condition implique que:

$$|u(t-d)| \leq c_1|y(k)| + c_2 \sum_{t=0}^{t-1} \lambda^{t-\tau-1} |y(k)|, k \geq d \quad (III. 16)$$

Pour quelques constantes $c_1 > 0, c_2 > 0, \lambda \in [0,1]$.

Basé sur cette analogie, nous proposons la définition suivante de système à phase minimale pour le modèle flou global (III.11).

Définition 1: Le système flou (III.11) est à phase minimale, si la condition (III.16) est satisfaite.

À la différence du cas avec un système LTI régulier (III.18) dont la propriété de minimum de phase peut être vérifiée en utilisant la connaissance des zéros de $\bar{B}(z^{-1})$, le système flou (III.11) est non linéaire et variant dans le temps et ses zéros ne peuvent pas être simplement définis (ils sont seulement partiellement liés aux zéros de $\bar{B}_l(z^{-1})$ mais en grande partie liés à $\mu_l(k)$ et leur effet combiné).

D'ailleurs, après la modélisation floue, le rôle explicite des polynômes $\bar{B}_l(z^{-1})$ des sous-systèmes originaux (III.3) dans la contribution à la propriété minimum de phase du système flou (III.11) devient moins clair.

Nous étudierons plus loin cette propriété du système flou à phase minimale.

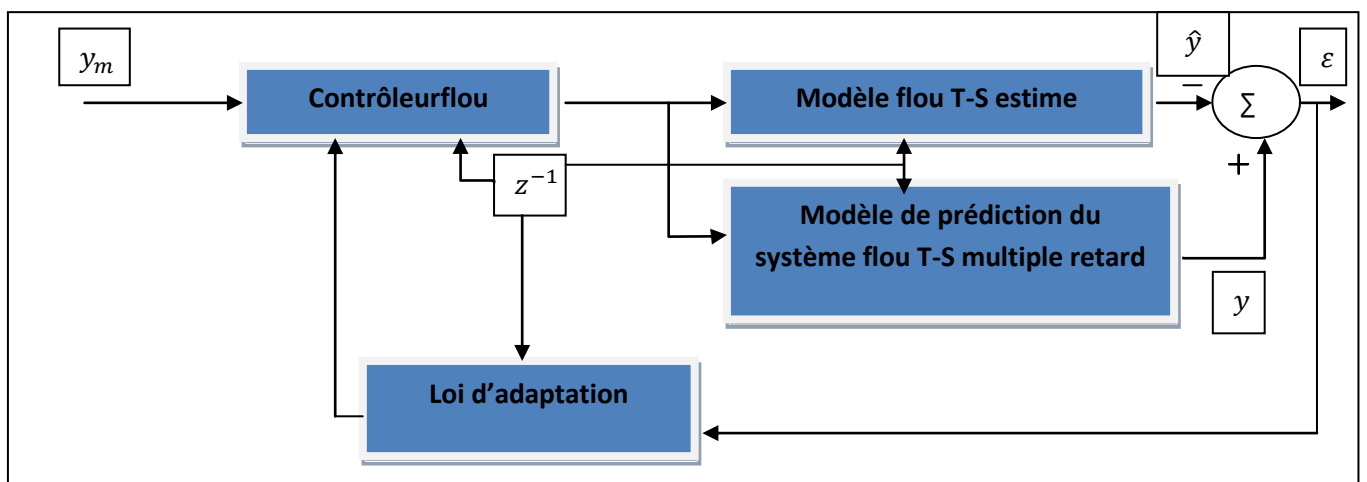


Figure III.1: Schéma global du contrôleur flou de type T-S.

Nous concevons un contrôleur adaptatif flou pour un système flou à phase minimale qui peut garantir la bornitude de tous les signaux en boucle fermée et la convergence de l'erreur de poursuite basé sur le modèle flou de prédiction.

L'étude concerne à développer un cadre complet de solution avec la stabilité détaillée et l'analyse de poursuite pour la commande adaptative floue pour le modèle flou (III.11). Une telle structure est la base nécessaire pour la commande adaptative des systèmes flous, comme dans (III.13) avec erreurs de modélisation.

Une loi adaptative sera développée pour mettre à jour les estimés des paramètres inconnus du système, et un contrôleur adaptatif sera construit basé sur le modèle estimé de T-S.

III.3 Conception et analyse de commande adaptative pour les systèmes flous de type TAKAGI-SUGENO :

Nous allons concevoir et analyser un schéma de commande adaptative pour le système flous de type T-S (III.11) pour résoudre le problème de commande adaptative qui est énoncé précédemment. En premier lieu, nous donnons un schéma de commande nominale pour le système (III.11), supposant que tous les paramètres du système sont connus. Ensuite, nous tirons une paramétrisation du système (III.11) avec des paramètres inconnus, et concevons un algorithme adaptatif d'estimation de paramètres pour l'estimation des paramètres inconnus du système, développons une loi de commande adaptative, et analysons la performance du système en boucle fermée.

III.3.1 Schéma de commande nominale :

Si tous les paramètres du système sont connus, le problème de commande peut être résolu par le schéma de commande nominale de prédiction suivant.

Le système global de type T-S (III.11), basé sur le système flou local (III.3), peut être écrit sous la forme :

$$\begin{aligned}
 y(k+d) = & \sum_{i=1}^N \mu_i \alpha_i(z^{-1})[y](k) + \sum_{i=1}^N \mu_i \bar{\beta}_i(z^{-1})[u](k) \\
 & + \sum_{i=1}^N \mu_i \beta_{i,0} u(k)
 \end{aligned} \tag{III.17}$$

$\bar{\beta}_i(z^{-1}) = \beta_{i,0}z^{-1} + \dots + \beta_{i,n-1}z^{-n+1}$. Si ces paramètres du système local $a_{i,1} + \dots + a_{i,n}, b_{i,0} + b_{i,1} + \dots + b_{i,n-d}$ sont connus, on peut calculer les

paramètres $\alpha_{i,0}, \alpha_{i,1}, \dots, \alpha_{i,n}, \beta_{i,0}, \beta_{i,1}, \dots, \beta_{i,n-d}$, de $\alpha_i(z^{-1})$ et $\beta_i(z^{-1})$, de (III.8).

Puis, pour un signal de sortie de référence $y_m(t)$ borné, pour être poursuivi par la sortie du système $y(t)$, la loi de commande floue pour le système global (III.11) peut être obtenue :

$$u(k) = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \mu_i \beta_{i,0}} \left[- \sum_{i=1}^N \mu_i \alpha_{i,0} (z^{-1}) [y](k) - \sum_{i=1}^N \mu_i \bar{\beta}_{i,0} (z^{-1}) [u](k) + y_m(k) \right] \quad (III.18)$$

ce qui, une fois appliquée au système (III.11), amène $y(t+d)$ au $y_m(t+d)$ en un pas et amène le système en boucle fermée à

$$y(k) = y_m(k), k > d \quad (III.19)$$

$$\sum_{i=1}^N \mu_i \beta_{i,0} (z^{-1}) [u](k) = y_m(k+d) - \sum_{i=1}^N \mu_i \alpha_{i,0} (z^{-1}) [y_m](k),$$

$$k > d + n \quad (III.20)$$

Par conséquent, $y(t)$ est bornée, et avec l'hypothèse A.1, $u(t)$ est bornée.

Cette loi de commande nominale fournit la structure de base du contrôleur qui peut être paramétrée pour l'adaptation de paramètres lorsque les paramètres du système sont inconnus.

III.3.2 L'estimation des paramètres :

Pour estimer les paramètres du système, nous devons développer un modèle paramétré. Avec la connaissance de n et de d , le système flou (III.11) peut être exprimé sous la forme:

$$y(t + d) = \theta^T \phi(t) \quad (III.21)$$

Où $i = 1, 2, \dots, N$,

$$\phi(t) = [\phi_1^T(t), \phi_2^T(t), \dots, \phi_n^T(t)]^T \quad \text{et} \quad \theta = [\theta_1^T, \theta_2^T, \dots, \theta_n^T]^T$$

$$\phi_i(t) = [\mu_i y(t), \mu_i y(t-1), \dots, \mu_i y(t-n+1), \mu_i u(t), \mu_i u(t-1), \dots, \mu_i u(t-n+1)]^T$$

$$\theta_i = [\alpha_{i0}, \alpha_{i1}, \dots, \alpha_{i,n-1}, \beta_{i0}, \beta_{i1}, \dots, \beta_{i,n-1}]^T \quad (III.22)$$

L'expression (III.21), avec θ inconnu et $\phi(t)$ connu, est une forme de régression avec une paramétrisation linéaire pour laquelle beaucoup d'algorithmes d'adaptation de paramètre peuvent être adoptés pour estimer ces paramètres inconnus dans θ . Comme choix, la loi adaptative suivante est utilisée pour obtenir $\hat{\theta}(t)$ l'estime de θ :

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{\gamma(t)\phi(t-d)\varepsilon(t)}{c + \phi^T(t-d)\phi(t-d)} \quad (III.23)$$

Où : $\gamma(t) \in [\gamma_0, 2 - \gamma_0]$ est un gain d'adaptation pour $\gamma_0 \in [0, 1]$, $c > 0$ est un paramètre de conception, et l'erreur d'estimation est :

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{\theta}^T(t-1)\phi(t-d) \quad (III.24)$$

Avec un estimé initial $\hat{\theta}(0)$ choisi plus proche de θ .

III.3.3 Loi de commande adaptative :

Pour le système (III.3) avec des paramètres inconnus, on peut choisir la loi de commande adaptative floue suivante :

R^i : SI $\xi_1(k)$ est F_1^i et $\xi_2(k)$ est F_2^i et ... et $\xi_L(k)$ est F_L^i Alors :

$$u(k) = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \mu_i \hat{\beta}_{i,0}} \left[-\hat{\alpha}_i(z^{-1})[y](k) - \hat{\beta}_i(z^{-1})[u](k) + y_m(k+d) \right] \quad (III.25)$$

$$\text{Avec } \hat{\alpha}_i(z^{-1}) = \hat{\alpha}_{i,0} + \hat{\alpha}_{i,1}z^{-1} + \dots + \hat{\alpha}_{i,n-1}z^{-n+1}$$

$$\text{Et } \hat{\beta}_i(z^{-1}) = \hat{\beta}_{i,1}z^{-1} + \dots + \hat{\beta}_{i,n-1}z^{-n+1}$$

sont les valeurs estimées de $\alpha_i(z^{-1})$ et $\beta_i(z^{-1})$ dans (III.9) et (III.10), avec de paramètres $\hat{\alpha}_{i,j}$ et $\hat{\beta}_{i,j}$, ensuite, nous choisissons la loi de commande floue globale comme :

$$u(k) = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \mu_i \hat{\beta}_{i,0}} \left[- \sum_{i=1}^N \mu_i \hat{\alpha}_{i,0}(z^{-1})[y](k) - \sum_{i=1}^N \mu_i \hat{\beta}_{i,0}(z^{-1})[u](k) + y_m(k+d) \right] \quad (III.26)$$

Pour cette loi de commande adaptative, la projection de paramètres [40] peut être utilisée pour l'algorithme d'estimation des paramètres (III.22) pour assurer cela $\sum_{i=1}^N \mu_i \hat{\beta}_{i,0} > \beta_{i,0}$ pour $\beta_0 > 0$.

Analyse de stabilité : Nous prouvons maintenant que le système de commande adaptative a une stabilité désirée et une propriété de poursuite. Substituant (III.26) dans (III.17), nous obtenons le système en boucle fermée :

$$\begin{aligned} y(k+d) &= \sum_{i=1}^N \mu_i \alpha_i(z^{-1})[y](k) - \sum_{i=1}^N \mu_i \hat{\alpha}_i(z^{-1})[y](k) + \sum_{i=1}^N \mu_i \bar{\beta}_i(z^{-1})[u](k) \\ &\quad - \sum_{i=1}^N \mu_i \hat{\beta}_i(z^{-1})[u](k) + \left(\sum_{i=1}^N \mu_i \beta_{i,0} - \sum_{i=1}^N \mu_i \hat{\beta}_{i,0} \right) u(k) + y_m(k+d) \\ y(k+d) &= \theta^T \phi(k) - \hat{\theta}^T(k) \phi(k) + y_m(k+d) \end{aligned} \quad (III.27)$$

Définissant : $e(k) = y(k) - y_m(k)$ et $\tilde{\theta}(k) = \hat{\theta}(k) - \theta$ nous obtenons :

$$e(k + d) = -\tilde{\theta}^T(k)\phi(k) \quad (III.28)$$

Théorème :

Tous les signaux en boucle fermée, avec le système (III.11) satisfaisant les suppositions A.1 et A.2, le contrôleur (III.26), et la loi d'adaptation (III.23), sont bornés, et $\lim_{k \rightarrow \infty} (y(k) - y_m(k)) = 0$.

III.4 Simulation :

Dans cette partie, nous présentons une étude de simulation sur la commande adaptative proposée, aussi qui se compose d'une vue d'ensemble de littérature et d'un ensemble de résultats de simulation, pour illustrer l'exécution de système désirée et les avantages uniques de nos schéma de commande proposés.

III.4.1 Exemple de simulation :

Dans cette partie, nous présentons une étude de simulation de la commande adaptative proposée d'un bras manipulateur flexible [Qi, 12 b].

Considérons le système de bras manipulateur flexible suivant :

$$\begin{aligned} I\ddot{q}_1 + mgl \sin(q_1) + k(q_1 - q_2) &= 0 \\ J\ddot{q}_2 + B\dot{q}_2 - k(q_1 - q_2) &= u \end{aligned} \quad (III.29)$$

où q_1 et q_2 sont les positions d'angle du lien et du rotor, M est la masse, I et J sont le lien et l'inertie de rotor, respectivement, k est la constante d'élasticité du ressort commun, M et l représentent la masse et la position du centre de la pesanteur du lien, respectivement, B est la constante de frottement de rotor, et u est la force (en newton) qui est appliquée au lien. Pour la simulation, les paramètres sont placés comme : $mgl = 0.8 \text{ N.m}$, $I = 0.031 \text{ kg.m}^2$, $J = 0.004 \text{ kg.m}^2$, $k = 31 \text{ N}$.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{mgl}{I} \sin(x_2) - \frac{k}{I} (x_1 - x_3) \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = -\frac{B}{J} x_3 + \frac{k}{J} (x_1 - x_3) \\ y = x_1 \end{array} \right.$$

En choisissant le vecteur d'état : $x = [x_1, x_2, x_3, x_4] = [q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2]$ et la sortie $y = q_1$, le signal de référence : $y_m(k) = 0.5\sin(0.2k)$.

III.4.2 Résultats de simulation :

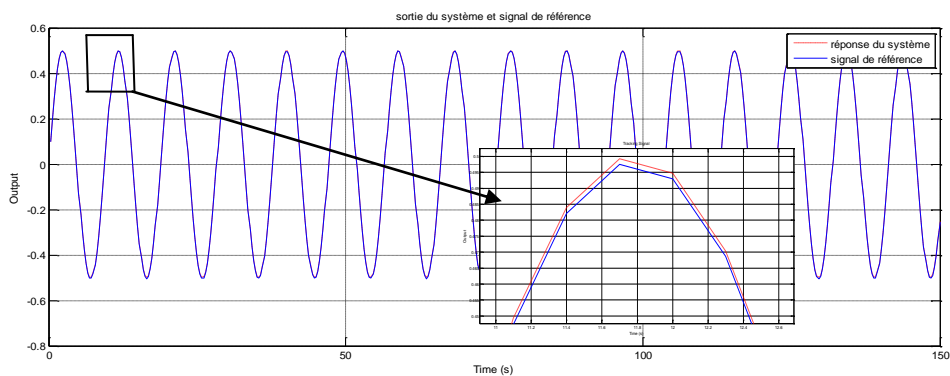


Figure III.2 : signal de référence $y_m(k)$ avec le réponse de système $y(k)$.

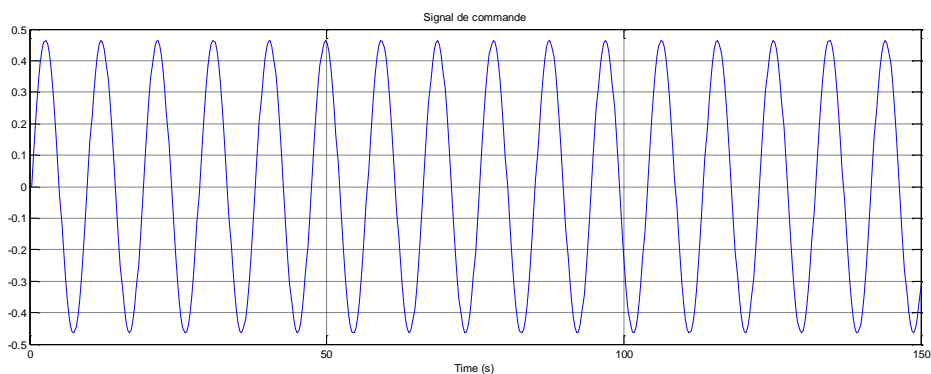


Figure III.3 : signal de commande (k) .

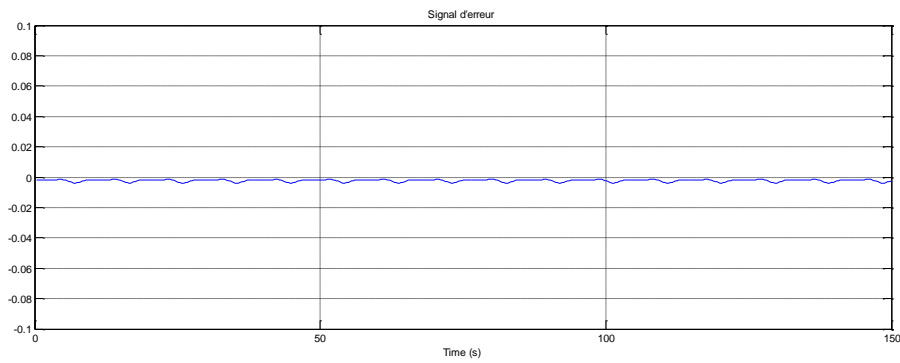


Figure III.4 : signal de l'erreur.

III.4.3 Discussion des résultats :

Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures (III.2) à (III.4). La figure (III.2) montre une bonne performance de poursuite. La figure (III.3) montre l'évolution de la loi de commande qui présente une forme lisse et continue. La figure (III.4) illustre la convergence du signal de l'erreur de poursuite vers zéro.

III.5 conclusion :

Dans ce chapitre, une méthode de commande adaptative floue par retour de sortie a été développée dans le but de traiter d'une manière efficace les systèmes non linéaires multiples retards en présence d'incertitudes des dynamiques de ces systèmes. On a utilisé les systèmes flous de Takagi-Sugeno pour l'approximation des dynamiques des systèmes non linéaires, un système flou de multiples retards de prédiction est déduit, un tel modèle de prédiction permet l'utilisation l'approche de modèle basée sur la commande floue. Les résultats de simulation présentés démontrent le nouveau concept étudié et vérifient la performance désirée du nouveau système de commande adaptative.

Conclusion générale

Conclusion

Conclusion générale :

Ce mémoire a pour objectif de développer une structure de commande adaptative floue indirecte, pour une classe de systèmes non linéaires incertains monovariables.

Dans ce travail, l'objectif de commande est la résolution d'un problème de suivi de trajectoire. Ce dernier est vu comme un problème de construction d'un système commande capable de forcer la sortie d'un système non linéaire à suivre une trajectoire de référence admissible. Afin de résoudre ce problème, dans ce cas nous obtenons une commande qui, appliquée au système non linéaire, conduit à une convergence vers zéro de l'erreur de suivi de trajectoire. L'adaptation est plus rapide et donne de meilleurs résultats. Il est facile, dans le cas de systèmes flous, de retirer de l'information d'un expert et de l'intégrer dans un régulateur. En effet, la structure d'un système flou est facilement compréhensible pour un humain. L'initialisation partielle d'un régulateur est donc possible. Modifier le comportement de la loi de commande en réponse à des modifications dans les dynamiques du processus à contrôler et des perturbations". On a partagé le mémoire en trois parties.

Dans la première partie : nous avons proposé une nouvelle solution des deux problèmes qui sont toujours affectés sur la loi de commande et la réponse du système, et on a développé une méthode de commande qui garantit la poursuite sans que l'erreur d'approximation soit bornée.

Dans la deuxième partie et troisième partie nous proposons d'approximer la commande u de (II. 34) et (III. 25) par un système flou du type TS adapté en ligne. Les paramètres du contrôleur adaptatif TS sont changés selon une loi adaptative en utilisant l'algorithme de descente de gradient. Cela est assuré sans l'utilisation du terme de supervision dans la loi de commande. Telle que l'erreur de poursuite converge vers de l'origine.

Les résultats de simulation obtenus pour les deux exemples montrent l'efficacité de la structure de commande proposée en termes de performances de poursuite et de caractéristiques du signal de commande (forme, amplitude).

Comme perspective immédiate à ce travail, il serait intéressant d'étendre cette structure de commande aux systèmes non linéaires incertains multivariables (MIMO) ou les systèmes d'ordre fractionnel ou système chaotique.

LES BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie :

- [Ang, 04] P. P. Angelov and D. P. Filev, "An approach to online identification of Takagi–Sugeno fuzzy models," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Cybern.*, vol. 34, no. 1, pp. 484–498, Feb. 2004.
- [Bar, 98] S. Barada and H. Singh, "Generating optimal adaptive fuzzy-neural models of dynamical systems with applications to control," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. C, Appl. Rev.*, vol. 28, no. 3, pp. 297–313, Aug. 1998.
- [BOU, 92] REDA BOUKEZZOULA, *Commande floue d'une classe de système non linéaire : application au problème de suivi de trajectoire*, mémoire de doctorat, 1992.
- [Chi, 10] T. L. Chien, C. C. Chen, M. C. Tsai, and Y. C. Chen, "Control of AMIRAs ball and beam system via improved fuzzy feedback linearization approach," *Appl. Math. Modell.*, vol. 34, no. 12, pp. 3791–3804, 2010.
- [Cho, 02] Y.-W. Cho, C.-W. Park and M. Park, "An indirect model reference adaptive fuzzy control for SISO Takagi-Sugeno model," *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 131, pp. 197–215, 2002.
- [Far, 06] J. A. Farrell and M. M. Polycarpou, *Adaptive Approximation Based Control: Unifying Neural, Fuzzy and Traditional Adaptive Approximation Approaches*, John Wiley & Sons, 2006.
- [Fen, 10] G. Feng, *Analysis and Synthesis of Fuzzy Control Systems: A Model-Based Approach*, CRC Press, Boca Raton, FL, 2010.
- [Fen, 11] Z. Xi, G. Feng, and T. Hesketh, "Piecewise integral sliding-mode control for T–S fuzzy Systems," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 19, no. 1, pp. 65–74, Feb. 2011.
- [Goo, 84] G. C. Goodwin and K. S. Sin, *Adaptive Filtering Prediction and Control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984.
- [Hua, 09] C. J. Huang, T.-H. S. Li, and C. C. Chen, "Fuzzy feedback linearization control for MIMO nonlinear system and its application to full-vehicle suspension system," *Circuits, Syst. Signal Process.*, vol. 28, no. 6, pp. 959–991, 2009.
- [Hyu, 10] C.-H. Hyun, C.-W. Park, and S. Kim, "Takagi–Sugeno fuzzy model based indirect adaptive fuzzy observer and controller design," *Inf. Sci.*, vol. 180, no. 11, pp. 2314–2327, 2010.
- [MAN, 12] Malik MANCEUR, *Commande robuste des systèmes non linéaires complexes*, mémoire de doctorat, 2012.
- [Nou, 04] Nounou H N, Passin K M. Stable auto-tuning of adaptive fuzzy/neural controllers for nonlinear discrete-time system. *IEEE Trans. On Fuzzy systems*, 2004, 12(1) pp 70-83.
- [Par, 04] C.-W. Park and Y.-W. Cho, "T–S model based indirect adaptive fuzzy control using online parameter estimation," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Cybern.*, vol. 34, no. 6, pp. 2293–2302, Dec. 2004.
- [Qi, 08] R. Qi and M. Brdys, "Stable indirect adaptive control based on discrete-time T-S fuzzy model," *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 159, no. 8, pp. 900–925, 2008.
- [Qi, 09] R. Qi and M. Brdys, "Indirect adaptive controller based on a selfstructuring fuzzy system for nonlinear modelling and control," *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci.*, vol. 19, no. 4, pp. 619–630, 2009.
-

- [**Qi ,12 a**] R. Qi, G. Tao, C. Tan et X. Yao, *Adaptive Control of Discrete-Time T-S Fuzzy Systems with Multiple Input-Output Delays*, American Control Conference, pp 356- 361, 2012.
- [**Qi ,12 b**] R. Qi, G. Tao, B. Jiang , C. Tan , *Adaptive Control Schemes for Discrete-Time T–S Fuzzy Systems With Unknown Parameters and Actuator Failures* ,IEEE TRANSACTIONS ON FUZZY SYSTEMS, VOL. 20, NO. 3, JUNE 2012
- [**Shi, 08**] W. Shi, “Indirect adaptive fuzzy control for a class of nonlinear discretetime systems,” *J. Syst. Eng. Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 1203–1207,2008.
- [**Slo,91**] Slotine J.J. Li W. “Applied Nonlinear Control”, Prentice-Hall. Inc., 1991.
- [**Spo, 97 a**] Spooner T J,Ordonez R,Passin K M.direct adaptive fuzzy control for a class of discret time .proc. of Amer control conf.,Albuquerque, 1997, 4-6 pp 1814-1818.
- [**Spo, 97 b**] Spooner T J,Ordonez R,Passin K M.direct adaptive fuzzy control for a class of discret time .proc. of Amer control conf.,Albuquerque, 1997, 4-6 pp 3311-3315.
- [**Sun, 06**] C.-H. Sun and W.-J. Wang, “An improved stability criterion for T-S fuzzy discrete systems via vertex expression,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B*, vol. 36, no. 3, pp. 672–678, 2006.
- [**Tak, 85**] Takagi T. and Sugeno M. “Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modeling and Control”, *IEEE Trans. on Syst. Man and Cybernetics*, Vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [**Tak, 92**] T. Takagi and M. Sugeno, “Stability analysis and design of fuzzy control systems,” *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 45, pp. 135–156, 1992.
- [**Tan ,96**] K. Tanaka, T. Ikeda and H. O. Wang, “Robust stabilization of a class of uncertain nonlinear systems via fuzzy control: quadratic stabilizability, *H1* control theory, and linear matrix inequalities,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 4, pp. 1–13, 1996.
- [**Tao, 03**] G. Tao, *Adaptive Control Design and Analysis*, John Wiley & Sons, 2003.
- [**The, 11**] D. C. Theodoridis, Y. S. Boutalis and M. A. Christodoulou, “Indirect adaptive control of unknown multi variable nonlinear systems with parametric and dynamic uncertainties using a new neuro-fuzzy system description,” *International Journal of Neural Systems*, vol. 20, no. 2, pp.129-148, 2011.
- [**Tse, 06**] C.-S. Tseng, “Model reference output feedback fuzzy tracking control design for nonlinear discrete-time systems with time-delay,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 14, no. 1, pp. 58–70, Feb. 2006.
- [**Wux, 08**] Shi Wuxi, Indirect adaptive fuzzy control for a class of nonlinear discrete-time systems, *Journal of Systems Engineering and Electronics*, Vol. 19, No. 6, pp.1203–1207. 2008.
- [**Yin, 98**] H. Ying, “Sufficient conditions on uniform approximation of multivariate functions by general Takagi-Sugeno fuzzy systems with linear rule consequent,” *IEEE Trans. Syst., Man and Cybern.–Part A: Systems and humans*, vol. 28, no. 4, pp. 515–520, 1998.
- [**Yin, 99**] H. Ying, “Analytical analysis and feedback linearization tracking control of the general Takagi–Sugeno fuzzy dynamic systems,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, vol. 29, no. 1, pp. 290–298, May 1999.
- [**Zha, 10**] J. Zhang, P. Shi, and Y. Xia, “Robust adaptive sliding-mode control for fuzzy systems with mismatched uncertainties,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 18, no. 4, pp. 700–711, Aug. 2010.
-

**MIMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE MASTRE EN GENIE ELECTRIQUE
SPECAILITE : AUTOMATIQUE**

Proposé et dirigé par : M. Abdelouaheb BOUKHALFA

Présenté par : Abdennasser CHICOUCHE

Thème :

**Commande adaptative des systèmes discrets
flous non linéaires de type TAKAGI-SUGENO.**

Résumé :

Dans ce travail, on va présenter une nouvelle étude de commande adaptative de systèmes discret flous multiple retard de type TAKAGI-SUGENO dont les paramètres des fonctions d'appartenance et les paramètres dynamique sont tous les deux inconnus. Un système flou de prédiction multiple-retard avec de tels paramètres incertains est utilisé pour former une erreur d'estimation non linéaire paramétrée. Un algorithme de gradient est utilisé, base sur un modèle non linéaire d'erreur, pour système incertain de type TAKAGI-SUGENO.

Des résultats de simulation sont présentés pour illustrer la conception de commande adaptative et pour vérifier les propriétés de système de type TAKAGI-SUGENO.

Mots clés :

Commande adaptative floue, système TAKAGI-SUGENO, système en boucle fermé.

N° d'ordre : 069