الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT DU GÉNIE DE LA MATIÈRE



Projet de fin d'étude

PRÉSENTÉ POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GÉNIE MÉCANIQUE

SPÉCIALITÉ : MECATRONIQUE

THEME

Commande stabilisante adaptative floue par mode de glissement d'une classe des systèmes non linéaires

DIRIGÉ PAR

Prof . ABUDURA Salam

Mr. KHETTAB Khatir

Réalisé par :

- *YAHIAOUI Toufik*

Promotion : 2015/2016

Remerciements

Tout d'abord je remercie (DIEU) le tout puissant pour la volonté et la patience qu'il m'a donné tout au long de mes études .

Je tiens à remercier vivement monsieur **Khatir KHETTAB**, MAA à l'université de M'sila, pour son esprit scientifique et compréhensif, qui a consacré beaucoup de son temps à mon travail et m'a beaucoup aidé avec ses idées, ses conseils et surtout ses critiques objectives.

Je tiens également à remercier monsieur **prof. Salem ABUDDORA** pour son enthousiasme et son soutien sans faille durant la réalisation de ce mémoire.

Je tiens également à remercier les plus vifs s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer mon travail.

Dédicaces

Je Dédie ce Modeste Travail a :

Mes parent

Mes Soeurs Et Mon frères

Son oublier mes amies et ceux qui mon Aidé

Et tous personne je le connais

Sommaire

Introduction générale 1

Chapitre I : ***Approximation floue et systèmes de commande adaptative.***

1. Introduction 4
2. Historique et définition de la logique floue 4
3. Concepts fondamentaux 5
   3.1. Définition de sous-ensemble flou 5
   3.2. Opérations de base sur les sous-ensembles flous 6
      3.2.1. Complémentaire de A par la fonction d'appartenance 6
      3.3.2.3. Sous-ensemble A ou B, A∪B, par la fonction d'appartenance 8
4. Règles floues 8
   4.1. Règle de Mamdani 8
   4.2. Règle de Takagi Sugeno 9
   4.3. Les étapes de conception d'un système flou 9
5. Théorie des possibilités 10
6. Commande floue 10
   6.1. Introduction 10
   6.2. Structure d'une Commande Floue 11
7. Exemple de commande d'un système du premier ordre 12
8. Applications de la logique et de la commande floue 14
   8.1. L'utilisation de la commande floue 14
   8.2. Exemple d'un microprocesseur fonctionnant grâce à la logique floue 14
   8.3. Autres domaines d'applications 15
9. Système de commande adaptative 16
   9.1. Définition de la commande adaptative 16
   9.2. Objectifs de la commande adaptative 17
   9.3. Commande adaptative directe et indirecte 17
   9.4. Classification des systèmes de commande adaptative 18
10. Conclusion 25

Chapitre II : ***Commande Par Mode Glissant Des Systèmes Non Linéaires.***

1. Introduction 27
2. Systèmes à structure variable 27
   2.1. Systèmes à structure variable aux régimes glissants 27
   2.2. Représentation des systèmes à structure variable 28
      2.2.1. Commutation par retour d'état variable 28
      2.2.2. Commutation de type relais 29
   2.3. Remarque 30
3. Commande par mode glissant 30

3.1. Formalisation classique du régime glissant ……..……30
3.2. Théorème de Philippov ……..……31
3.3. Technique de commande par mode glissant……..……32
3.4. Application à la commande d'un pendule inversé ……...… 33
3.4.1. Description ……..…… 33
3.4.2. Surface de glissement…… ..……34
3.4.3. Dérivée de la surface ……...……34
3.4.4. Condition de glissement par Lyapunov ……...…35
3.4.5. Simulation et résultats……... ……...……36
4. Commande par mode glissant d'ordre supérieur ……38
4.1. Mode glissant d'ordre supérieur (HOSM) ……38
4.2. Mode glissant d'ordre deux (2-sliding mode)……39
4.3. Commande par mode glissant d'ordre deux ……..…....41
4.3.1. Application a la commande d'un pendule inversé……..……41
5. Conclusion ……...……42

Chapitre III : *Commande adaptative floue des systèmes non linéaires.*

1 Introduction……...……44
2 Commande adaptative floue avec une direction de commande connue……44
2.1 Problématique……..……44
2.2 Conception de la commande adaptative floue…….……46
3 Hypothèse…….…….……48
3.1 Résultats de simulation……52
4. Conclusion……58

CONCLUSION GENERALE……...……59

Bibliographique

LISTE DES FIGURES

Figure (I.1) :L'évaluation de la température de l'eau en logique classique.

Figure (I.2) : L'évaluation de la température de l'eau en logique floue.

Figure (I.3) : Complimentaire.

Figure (I.4) : Intersection.

Figure (I.5) : Union.

Figure (I.6) : algorithme linguistique.

Figure (I.7) : Système floue.

Figure (I.8) : Le schéma bloc de la boucle de régulation.

Figure (I.9) : Variation de (Erreur (e) , l'erreur (Δe),Commande (Δu)).

Tableau (I.1) : domaines d'applications page de Bernard Mantel.

Figure (I.a) : Commande adaptative avec modèle de référence explicite (directe).

Figure (I.b) : Commande adaptative auto-ajustable (indirecte).

Figure (I.10) : Schéma bloc du système de commande adaptative à gains pré-programmés.

Figure (I.11) : Schéma de commande adaptative à modèle de référence.

Figure (I.12) : modèle d'erreur.

Figure (I.13) : Plan d'état.

Figure (I.14) : Schéma bloc du système de commande adaptative avec régulateur auto- ajustable.

Figure (II.1) : Système à structure variable dans l'espace.

Figure (II.2) : Configuration de la structure à commutation par retour d'état variable.

Figure (II.3) : Configuration de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Figure (II.4) : Evolution de la trajectoire d'état autour de la surface.

Figure (II.5) : Régime glissant.

Figure (II.6) : Pendule inversé.

Figure (II.7) : Sortie *y(t)* & référence $y_m(t)$.

Figure (II.8) : Erreur e(t).

Figure (II.9) : Surface *s(t).*

Figure (II.10) : Commande *u(t)* du système.

Figure (II.11) : Portrait de phase $(S, \dot{S})$.

. Figure (II.12) : Sortie et référence.

Figure (II.13) : Surface S(t).

Figure(II.14) : Commande u(t).

Figure (III.1) : Schéma général de la commande proposée.

Figure (III.2) : Système du pendule inversé.

Figure (III.3) : Résultats de simulation de l'exemple 1sans perturbation.

Figure(III.5) : Résultats de simulation de l'exemple 1 avec une perturbation de signal sinusoïdale.

Résumé

Dans ce travail, nous présentons le développement de structures de commande adaptatives floues type-2 basées sur le mode glissant prendre en charge des systèmes chaotiques. La structure de commande ont été synthétisées est une commande adaptative floue type-2 par mode glissant caractérisée par une précision dans le cas d'une poursuite et une réduction importante du phénomène de broutement. La stabilité du système en boucle fermée et les lois d'adaptation sont déduitesde la synthèse de Lyapunov. Les résultats de simulation obtenus sous l'environnement Matlab, ont montré l'efficacité et les performances des structures de commande développées.

Mots clés : Commande adaptative floue par mode glissant, Système flou type-2, Mode glissant, Synthèse de Lyapunov, Systèmes chaotiques.

Abstract

In this work, we present the development of a structures of adaptive type-2 fuzzy control based on sliding mode control of chaotic systems. Tow structures of control have been synthesized is an adaptive type-2 fuzzy sliding mode control characterized by the precision in the case of the tracking, and the important reduction of the chattering phenomena. The closedloop system stability and the adaptation lawsare equally generated by the Lyapunov synthesis.
The obtained simulation results, under the Matlab environment, showed the effectiveness and the performancees of the proposed control techniques.

Key words: Adaptive fuzzy sliding mode control, Type-2 fuzzy system, Sliding mode, Lyapunov syntheses, Chaotic systems.

ملخص

في هذه الأطروحة, قمنا باقتراح بنيات تحكم تأقلمي غامض ذي النمط 2 , بالاعتماد على وضع الانزلاق للتحكم في الأنظمة اللاخطية الغيرالدقيقة والمضطربة . حيث قمنا بتكوين آلية تحكم تأقلمي غامضي النمط 2 عبر وضع الانزلاق الذي يتميز بدقة المتابعة, والتقليص المعتبر لظاهرة الاهتزازات . استقرار الأنظمة في حلقة مغلقة و القوانين التأقلمية أستنتجت بواسطة تركيب ليابونوف . نتائج المحاكاة المتحصل عليها أثبتت فعالية وجودة تقنيات التحكم المقترحة

الكلمات المفتاحية : آلية التحكم الغامض التأقلمي عبر وضع الانزلاق , النظام الغامض ذي النمط 2 , وضع الانزلاق ,تركيب ليابونوف , الأنظمة العشوائية

Introduction générale

Dans l'élaboration de ce présent mémoire de fin d'étude, nous allons baser notre travail sur le traitement et l'élaboration d'une loi de commande développée qui confère à un procède des propriétés désirées et pour cela on testera en premier temps la validation de la commande sur le procède lui-même, cette technique peut avérer difficile, parfois même impossible à mettre en œuvre, comme par exemple dans le cas des structures spatiales, nucléaires,…etc. 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.

Cependant, 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 affines dans la commande 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 approximateur 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 au sens de Lyapunov. Cependant, ce type de commandes ne permet pas de maintenir de bonnes performances de poursuite en présence de perturbations externes. Connu par sa robustesse et sa simplicité de mise en œuvre, le mode glissant a été largement utilisé pour commander une large classe de systèmes non linéaires. Il s'agit de définir une surface dite de glissement en fonction des états du système de façon qu'elle soit attractive. La commande globale synthétisée se compose de deux termes : le premier permet l'approche jusqu'à cette surface et le second le maintien et le glissement le long de celle-ci vers l'origine du plan de phase. La commande globale ainsi construite permet d'assurer en

plus des bonnes performances de poursuite, une dynamique rapide et un temps de réponse court.

Cependant, cette loi de commande représente quelques inconvénients qui peuvent être résumés en deux points.

Le premier réside dans la nécessité d'avoir des informations précises sur l'évolution du système dans l'espace d'état et les bornes supérieures des incertitudes et des perturbations. Or, la nature incertaine des systèmes non linéaires rend difficile si ce n'est impossible de disposer d'une description analytique de la dynamique du système. Le second inconvénient réside dans l'utilisation de la fonction signe dans la loi de commande pour assurer le passage de la phase d'approche à celle du glissement. Ceci donne lieu au phénomène de broutement qui consiste en des variations brusques et rapides du signal de commande, ce qui peut exciter les hautes fréquences du processus et l'endommager. Pour remédier à ces problèmes, plusieurs approches ont été présentées dans la littérature.

En effet, pour le premier inconvénient plusieurs travaux ont été focalisés sur la combinaison des modes glissants avec la commande adaptative où la dynamique du système incertain est approximée à l'aide d'un réseau de neurones, d'un système flou ou une combinaison des deux (réseau neuro-flou).

Cependant quelques problèmes sur la convergence de l'algorithme adaptatif et les conditions de stabilités restent posés. Pour le second inconvénient, l'introduction d'une bande de transition autour de la surface de glissement pour transformer la fonction signe en saturation, peut être une solution. Néanmoins, une erreur statique subsiste, et un compromis entre la largeur de la bande et les variations de la commande s'impose. D'autre approche utilisant un système flou ont été également proposées dans littérature. Ainsi, nous allons d'abord proposer une commande où une connaissance partielle de la dynamique du système est disponible.

En résumé, le travail présenté dans ce mémoire porte sur la combinaison de la commande adaptative, de l'intelligence artificielle et du mode glissant pour résoudre le problème de poursuite des systèmes non linéaires.

Ce mémoire se compose de trois chapitres :

- Dans **le chapitre 1**, présente de façon brève quelques notions théoriques sur la logique floue et la structure des systèmes flous. L'accent est mis particulièrement

sur les systèmes flous de Takagi-Sugeno. Le chapitre se termine par un petit rappel sur la stabilité de Lyapunov.

- Dans **le chapitre 2**, nous synthétisons deux schémas de commande par modes glissants. On utilisera d'abord une commande par mode glissant simple (SMC) puis une commande par mode glissant d'ordre supérieur (HOSMC). Dans les deux cas, nous utiliserons une surface de glissement non linéaire pour améliorer le comportement dynamique du système et remédier à certains inconvénients du mode glissant classique. Des résultats de simulation avec une étude comparative sont présentés pour illustrer les performances des approches proposées.
- Dans **le chapitre 3**, le contexte de la commande adaptative floue est présenté. Deux approches sont proposées : directe et indirecte. La boucle de commande est composée, dans les deux cas, d'un type de commande, notamment un système flou pour assurer le suivi d'un modèle de référence stable et pour éliminer les effets de l'erreur d'approximation et des perturbations externes. Les processus traités sont non linéaires continus. Les outils de la théorie de Lyapunov sont utilisés pour établir la stabilité des boucles du contrôle. En plus, il est démontré que sous des conditions usuelles l'erreur de suivi converge vers zéro et que tous les autres signaux restent bornés. Dans l'approche directe le système flou est utilisé comme un régulateur adaptatif. Dans l'approche indirecte, le système flou est utilisé comme un modèle flou pour estimer la dynamique du processus à contrôler. Dans les deux cas, un système flou de Takagi-Sugeno (TS) est utilisé.

La faisabilité des approches proposées est démontrée en simulation avec un système non linéaire *SISO* (Pendule inversé par exemple).
Enfin, on termine par une conclusion générale, dans laquelle on présente les principaux résultats de ce mémoire et les perspectives de ce travail de recherche.

I.1. Introduction

Dans la logique classique, les variables gérées sont booléennes. C'est à dire qu'elles ne prennent que deux valeurs 0 ou 1.
La logique floue à, elle, pour but de raisonner à partir de connaissances imparfaites qui opposent résistance à la logique classique. Pour cela la logique floue se propose de remplacer les variables booléennes par des variables flous.

Un contrôleur adaptatif est un contrôleur de structure classique ou de structure plus complexe muni de coefficients ajustables dont l'ajustement à l'aide d'un algorithme convenable permet d'étendre le domaine de fonctionnement. De manière plus générale, on peut également définir un contrôleur adaptatif comme toute méthode de commande utilisant une mise à jour en temps réel du modèle mathématique du système à régler.

I.2. Historique et définition de la logique floue

Depuis longtemps l'homme recherche à maîtriser les incertitudes (par exemple celles qui sont obtenues avec des instruments d'observation qui produisent des erreurs de mesure 〃 comme le cas d'un plan sur lequel on mesure grossièrement des distances : ''environ 200m'' 〃) et les imperfections inhérentes à sa nature. La première réelle manifestation de la volonté de formaliser la prise en compte des connaissances incertaines fut le développement de la théorie des probabilités à partir du XVII siècle. Mais les probabilités ne peuvent maîtriser les incertitudes psychologiques et linguistiques. On a donc assisté aux développements des théories de probabilité subjective (dans les années 50) puis de l'évidence (dans les années 60). [1,4,8]

Puis la Logique Floue est apparue en 1965 à Berkeley dans le laboratoire de Lotfi Zadeh avec la théorie des sous-ensembles flous puis en 1978 avec la théorie des possibilités. Ces deux théories constituent aujourd'hui ce que l'on appelle logique floue. La logique floue permet la formalisation des imprécisions dues à une connaissance globale d'un système très complexe et l'expression du comportement d'un système par des mots.

Elle permet donc la standardisation de la description d'un système et du traitement de données aussi bien numériques que l'exprimées symboliquement par des qualifications linguistiques.

Dans ce travail, notre objectif est de résoudre le problème de commande des systèmes non linéaires à l'aide de la logique floue. Cet intérêt est dû principalement au succès remarquable qu'a connu la logique floue et qui présente les avantages suivants : [2,3]

- La non nécessité d'une modélisation.
- La possibilité d'implémenter les connaissances d'experts.
- La simplicité de la relation.
- La robustesse face aux perturbations.

Pour ces raisons on va étudier dans ce chapitre les concepts de la théorie des ensembles flous : Les ensembles flous, « les fonctions d'appartenances et les opérateurs de la logique floue ».

Les systèmes, qui sont les outils principaux de la commande floue, seront étudiés en détail ainsi que toutes leurs composantes, à savoir les règles floues, la fuzzification, la défuzzufication et le mécanisme d'inférence

I.3. Concepts fondamentaux

I.3.1. Définition de sous-ensemble flou

Le concept de sous-ensemble flou a été introduit pour éviter les passages brusques d'une classe à une autre (par exemple, le passage de la classe rouge à la classe jaune) et donnée la possibilité aux éléments d'appartenir partiellement à chacune des classes (par exemple l'orange à un fort degré d'appartenance a la classe rouge et un faible degré à la classe jaune) ou de n'appartenir complètement ni à l'une ni à l'autre [10].

Un sous-ensemble flou F est défini sur un ensemble de valeur, le référentiel U. Il est caractérisé par une fonction d'appartenance :

$$\mu : x \in U \rightarrow \mu(x) \in [0,1]. \qquad (I.1)$$

Qui quantifie le degré d'appartenance de chaque élément de U à F.

Exemple

La figure suivante montre l'évaluation de la température de l'eau d'un récipient par les mots

Froide : F Tiède : T Chaude : C

En logique classique

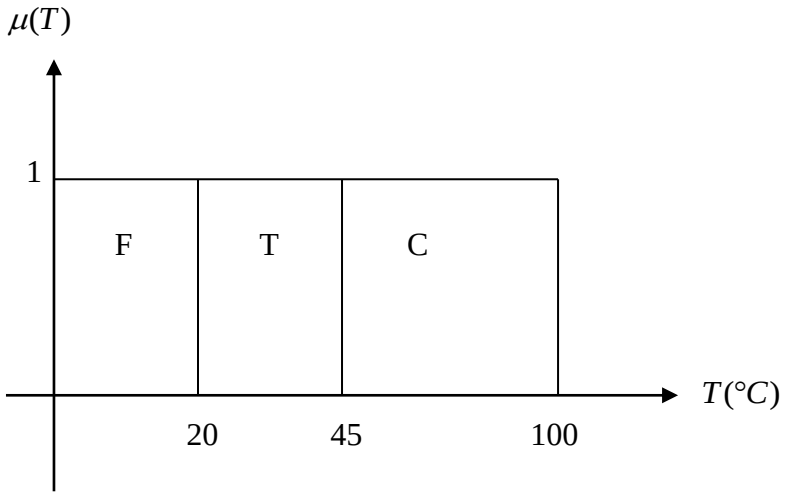


Figure (I.1) :L'évaluation de la température de l'eau en logique classique.

On voit que la logique classique ne peut utiliser que le 0 et le 1 ainsi l'eau est d'abord totalement froide puis tiède et enfin chaude. En dessous nous pouvons observer la représentation graphique de trois fonctions d'appartenance ‘’Froid’’, ‘’Tiède’’ et ‘’Chaud’’. Ces fonctions nous permettent de superposer sur des plages de température données les « qualificatifs froid et tiède » ainsi « que tiède et chaud ». On se rapproche donc du raisonnement humain.

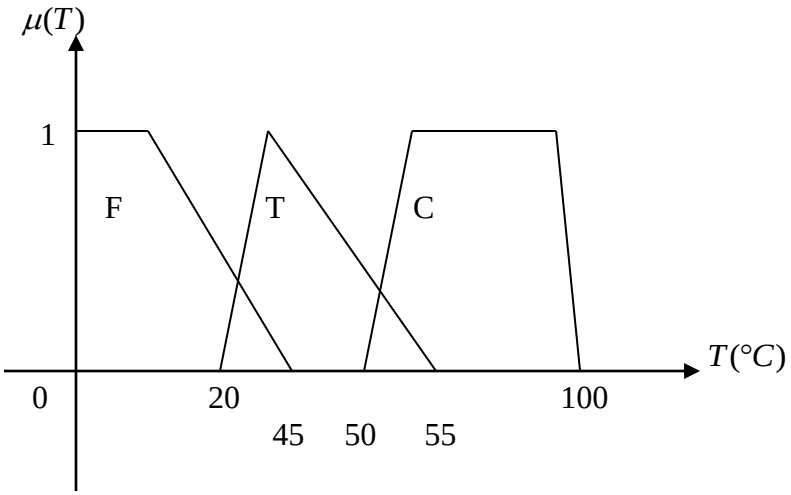


Figure (I.2) : L’évaluation de la température de l’eau en logique floue.

I.3.2.Opérations de base sur les sous-ensembles flous.

La théorie mathématique sur les sous-ensembles flous définit de nombreuses opérations sur ces sous-ensembles et sur les fonctions d'appartenances qui rendent ces notions utilisables. On ne présente ici que les opérations de base de cette théorie.

Si A et B sont deux sous-ensembles flous et $\mu(A)$ *et* $\mu(B)$ leur fonction d'appartenance, on définit :

I.3.2.1.Complémentaire de A par la fonction d'appartenance :

Le complément A^c d’un sous-ensemble flou A de U est défini comme le sous-ensemble flou de U de la fonction d’appartenance :

$$\forall\, x \in U;\ \mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x). \qquad \text{(I.2)}$$

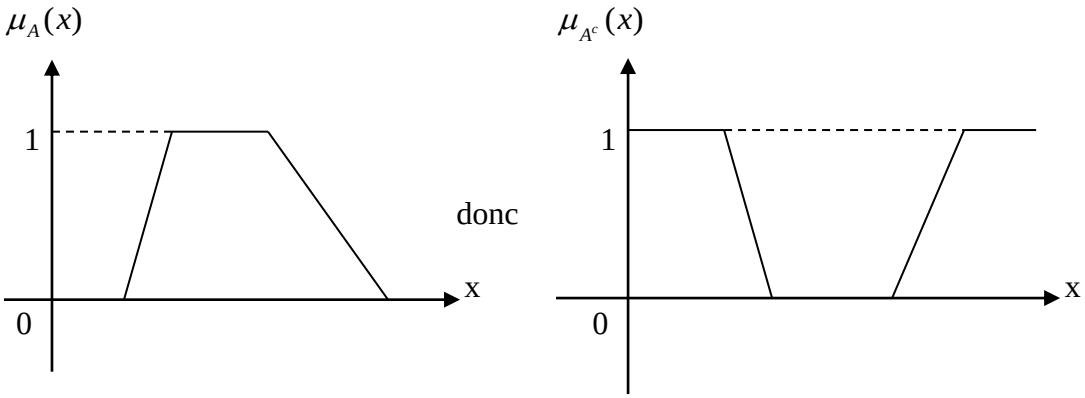


Figure (I.3) : Complimentaire.

$$\mu(A \cap B) = \min(\mu(A), \mu(B)) . \qquad \text{(I.3)}$$

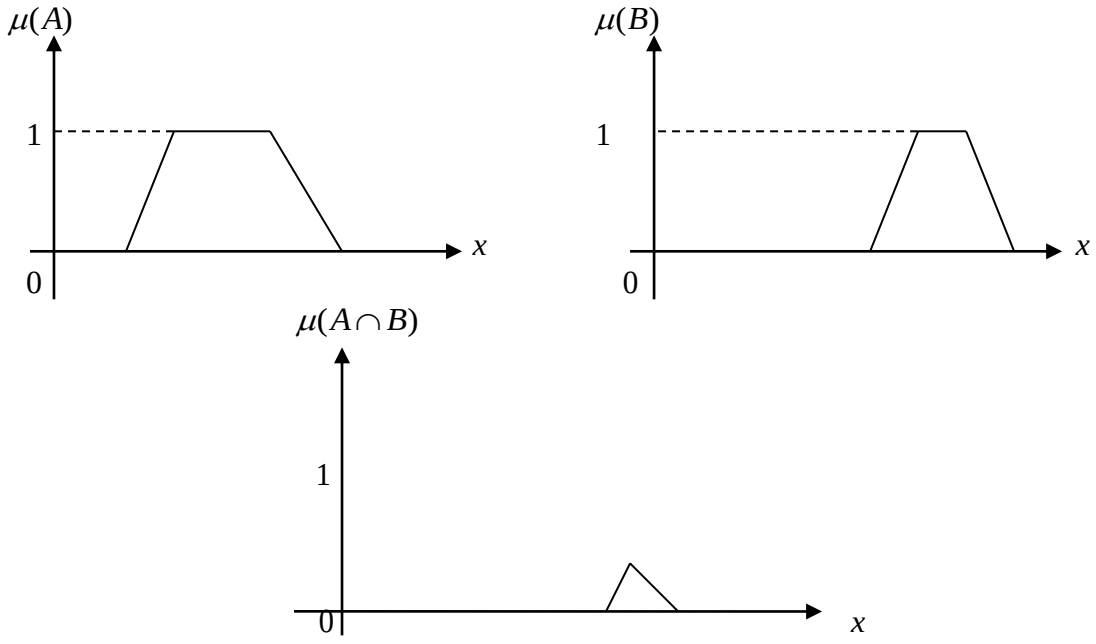


Figure (I.4) : Intersection.

I.3.3.2.3.Sous-ensemble A ou B, A∪B, par la fonction d'appartenance

$$\mu(A \cup B) = Max(\mu(A), \mu(B)). \quad \text{(I.4)}$$

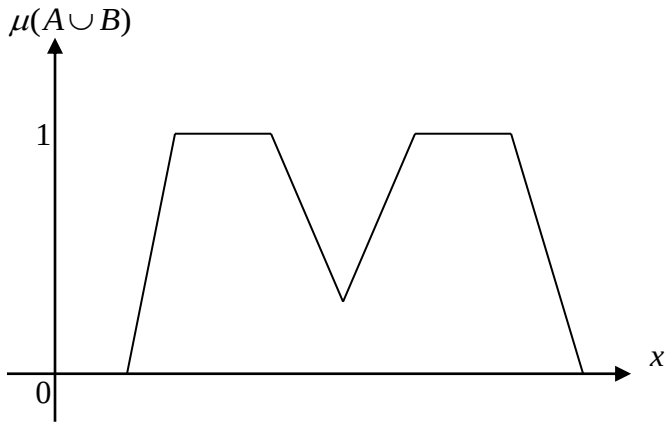


Figure (I.5) : Union.

Ces définitions sont celles les plus communément utilisées mais parfois, pour certains cas, d'autres sont plus appropriées. Par exemple l'intersection peut être définie par le produit des fonctions d'appartenance et l'union par la moyenne arithmétique des fonctions d'appartenance. Ces différentes techniques de calcul engendrent une énorme capacité d'adaptation des raisonnements flous.

I.4.Règles floues

Les règles floues représentent une connaissance humaine, exprimée en langage naturel, à l'aide de mots vagues, mal définis, flous. Dans la théorie des systèmes flous il existe deux types de règles :

I.4.1.Règle de Mamdani

Mamdani fut le premier à utiliser la logique floue pour la synthèse de commandes. Il utilise le minimum comme opérateurs de conjonction et d'implication. [19,24]

La règle utilisée par Mamdani est de la forme :

IF x_1 *is* A_1 and x_2 *is* A_2 and... x_n *is* A_n then y is B. (I.5)

Où A_i : i = 1…n et B sont des ensembles flous caractérisant la partie promise et la partie conséquence, définis par la fonction d'appartenance $\mu_{A_i}(x_i)$ *et* $\mu_B(y)$ .La règle peut être aussi écrite comme :

IF x is A then y is B. (I.6)

Où A est l'ensemble flou définit par le produit cartésien. La règle floue est interprétée comme une implication floue de la forme :

$$A \rightarrow B. \quad \text{(I.7)}$$

I.4.2.Règle de Takagi Sugeno

La règle de Takagi Sugeno présente à la différence de celle de Mamdani une conséquence qui n'est pas un ensemble flou mais une fonction des entrées. Soit:

IF x_1 *is* A_1 and x_2 *is* A_2 and... x_n *is* A_n then $y = B(x)$. (I.8)

Où B(x) est une fonction analytique des entrées x. De la même manière, la règle de TS peut être vue comme une implication flou de la forme :

$$A \rightarrow B(x). \quad \text{(I.9)}$$

I.4.3.Les étapes de conception d'un système flou

La conception d'un FLC nécessite le choix des paramètres suivants :

a) Définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sortie :

Généralement les variables d'entrées sont l'erreur (e) et le changement de l'erreur ($\dot{e}$) de la variable d'état du processus.

b) Choix de la partition floue :

On associe un ensemble de terme linguistique caractérisés par des fonctions d'appartenances définis sur le même univers de discoure pour chaque variable d'E/S.

En fait, le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes dans cet ensemble.

Généralement ce nombre est impair et compris entre **3** et **9**. Ce choix dépend du problème à traiter s'il exige la précision ou la robustesse du système.

c) Choix des fonctions d'appartenance :

Les fonctions d'appartenances les plus utilisées sont les fonctions :

Trapézoïdal et triangulaire.

Car elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implémentation (programmation).Le chevauchement de la fonction d'appartenance avec ses voisines est compris entre **10%** et **50** du support de la fonction voisine.

d) Construction de la base de règle [19]:

De nombreuses méthodes ont été proposées, ils peuvent être groupés selon leur principe en deux catégories :

- Méthodes d'extraction naturelle.
- Méthode d'extraction automatique.

I.5. Théorie des possibilités

Cette théorie est le deuxième volet de la logique floue. Elle est basée sur les fonctions de possibilités comme l'autre l'est sur les fonctions d'appartenance.

La fonction de possibilités Π associe à chaque événement d'un univers Ω une valeur entre 0 et 1 qui définit le dégrée de possibilité de l'événement :

$$\Pi : u \in \Omega \rightarrow \Pi(u) \in [0 ; 1]. \qquad \text{(I.10)}$$

Il ne faut pas confondre possibilités et probabilités car, même si les deux notions traitent des incertitudes événementielles, certaines différences très importantes séparent ces deux concepts. Par exemple, si Å est l'événement contraire de A, on a P (Å)=1-P (A) mais il n'y a aucune raison que Π (Å) soit égal à 1-Π (A).

Ou encore, la somme des probabilités des événements d'un univers est égale à 1 mais celle des possibilités est presque toujours supérieure à 1.

On ne rentrera pas dans les détails de cette théorie car elle est beaucoup moins utile à la commande floue.

I.6.Commande Floue [24,19,10,17,22]

I.6.1.Introduction

La commande floue est l'application la plus utilisée de la logique floue. Elle consiste à remplacer les algorithmes de réglage conventionnels par des règles linguistiques du type : SI la voiture qui précède est proche ET que je roule vite ALORS il faut freiner rapidement.

Ainsi on obtient un algorithme linguistique qui se prête mieux que les méthodes traditionnelles à la commande d'un processus.

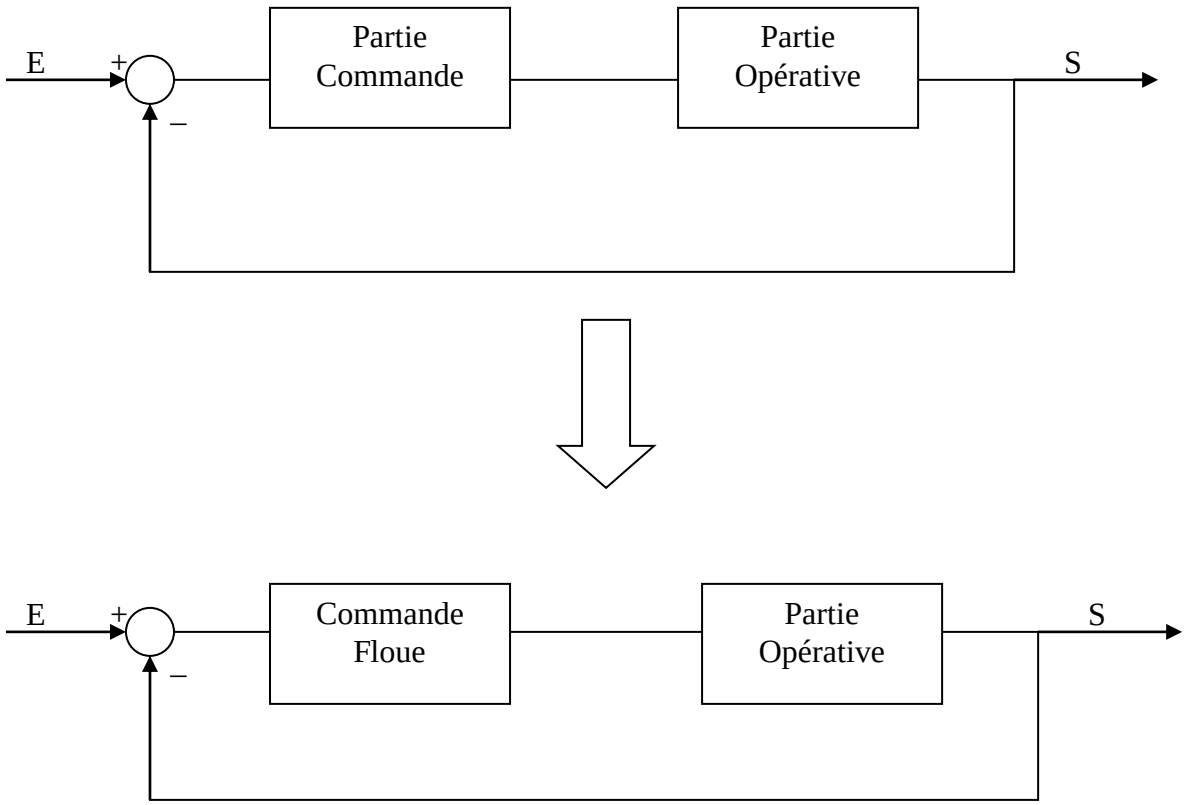


Figure (I.6) : Algorithme linguistique.

I.6.2.Structure d'une Commande Floue

Le schéma général d'une Commande Floue est celui-ci :

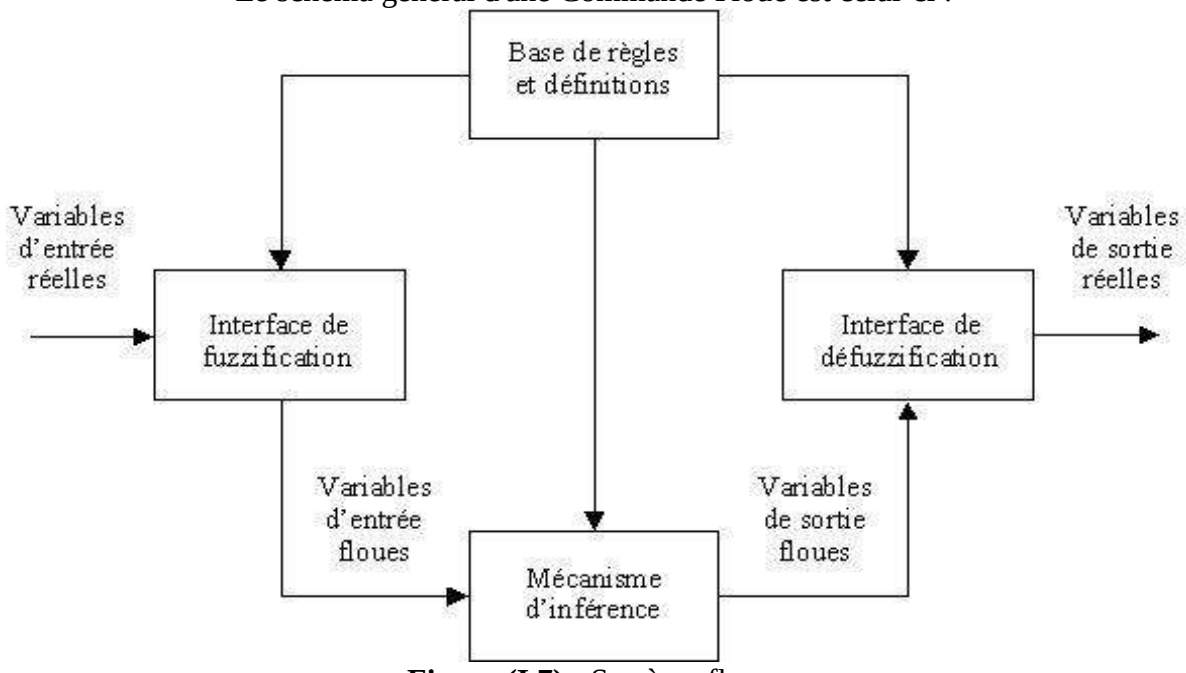


Figure (I.7) : Système floue.

On procède tout d'abord à la partition en sous-ensembles flous des différents univers de discours (ou référentiels) que le système impose. Ensuite on détermine **la base de règles** qui va caractériser le fonctionnement désiré du système.

Puis il faut transformer les variables réelles, c'est à dire celles qui ont une réalité physique, en variables floues. On appelle cette étape **la fuzzification** (de fuzzy=flou en anglais).

On utilise alors ces variables floues dans **un mécanisme d'inférence** qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance.

Enfin, on opère à **la défuzzification** qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence.

I.7.Exemple de commande d'un système du premier ordre

On considère ici un circuit électrique du premier ordre suivant :

$$\frac{\partial i(t)}{\partial t} + \frac{R}{L} i(t) = \frac{1}{L} v(t) \qquad \text{(I.11)}$$

tel que son transformer de Laplace est :

$$(P + \frac{R}{L}) I(P) = \frac{1}{L} V(P) \qquad \text{(I.12)}$$

les conditions initial sont nul.

On à alors :

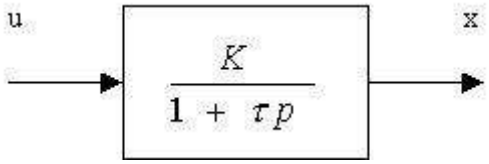
$$\frac{I(P)}{V(p)} = \frac{1/L}{P+R/L} = \frac{1/R}{1+(L/R)P} \qquad \text{(I.13)}$$

On pose :

$K = 1/R$ Et $\tau = L/R$; remplaçons « i » et « v» par

L'entrée « u » et la sortie « v » respectivement.

On obtient finalement le processus suivant :



Le schéma bloc de la boucle de régulation est :

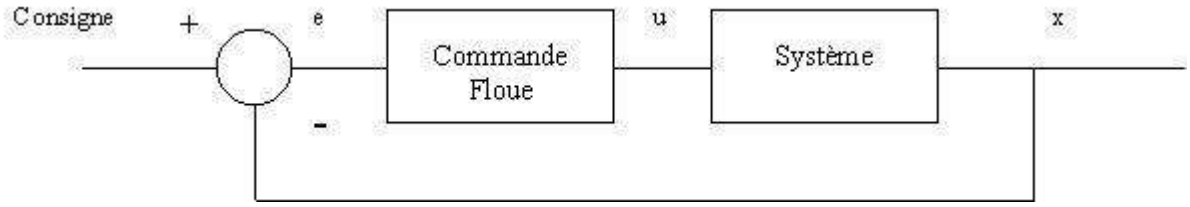


Figure (I.8) : Le schéma bloc de la boucle de régulation.

On nomme e=Consigne-x l'erreur et Δe=e (t)-e (t-T) où T est une constante de temps fixée par la nature de la boucle de retour et la commande. La commande est Δu . Il faut tout d'abord établir la base de règles:

Règle n°	SI e est	ET Δe est	ALORS Δu est
1	-	-	-
2	-	+	0
3	+	-	0
4	+	+	+

L'étape de fuzzification établie les trois sous-ensembles nécessaires à la commande :

Erreur (e) ; Variation de l'erreur (Δe) ; Commande (Δu) .

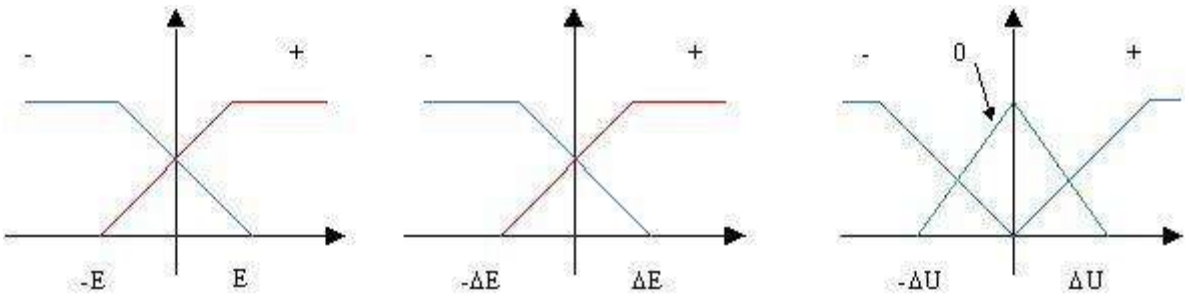


Figure (I.9) : Variation de (Erreur (e) , l'erreur (Δe),Commande (Δu)).

Pour les mécanismes d'inférence on choisit les opérations de base :

- intersection par min
- union par max
- Fuzzification : singleton
- Défuzzification : barycentrique

Il faut alors procéder à l'élaboration de la fonction d'appartenance de commande en appliquant les règles de base. Pour chaque règle on procède de la même façon :

- On fait apparaître les fonctions d'appartenance concernées par la règle.
- On place les fonctions d'appartenance singletons de e_0 et Δe_0.
- On procède à une suite d'intersections :

Entre e_0 et la fonction d'appartenance de e.

Entre Δe_0 et la fonction d'appartenance de Δe.

Entre les deux valeurs obtenues

Entre la valeur précédentes et la fonction d'appartenance de Δu .

On obtient ainsi une fonction d'appartenance de sortie partielle.

I.8. Applications de la logique et de la commande floue

I.8.1. L'utilisation de la commande floue

La commande floue a montré de plusieurs années sa fiabilité et sa capacité d'adaptation aux problèmes industriels concrets. Les exemples d'utilisation concluante de la logique floue sont très nombreux au Japon, le premier pays à avoir utilisé la logique floue en masse dés les années 88-89. On peut citer une usine d'incinération de déchets à Nishigaya ou l'élaboration par Monsieur Takahashi d'une boite de vitesse automatique entièrement contrôlée par la logique floue.

I.8.2.Exemple d'un microprocesseur fonctionnant grâce à la logique floue

" Le microcontrôleur Motorola 68HC12 inclut des instructions pour l'implémentation de la logique floue. Le système de développement fuzzyTECH d'INFORM (Aix la Chapelle, Allemagne) génère du code assembleur 68HC12. L'alliance de ces deux sociétés vise des applications relativement complexes et non linéaires à l'aide d'un microcontrôleur très intégré bas-coût. "

Ces lignes sont extraient d'un article de Tomy Williams dans Electronic Design du 23 octobre 1997 sur ce microprocesseur Motorola utilisant la logique floue pour améliorer ses capacités.

Quelques lignes après on peut lire :

" La combinaison Motorola/Inform vise des applications bas-coût, haute vitesse telles que l'ABS, l'asservissement des têtes des disques durs et le contrôle de l'allumage automobile. Ces applications doivent résoudre des problèmes complexes souvent non-linéaires et nécessitant des vitesses de calcul de boucle de contrôle élevées pour lesquels l'approche du modèle mathématique traditionnel serait trop lente. La logique floue sur un microcontrôleur rapide 16 bits peut souvent faire le travail à bas coût et à la bonne vitesse. "

Ce microprocesseur intègre en fait quatre nouvelles instructions qui permettent le traitement des variables en logique floue. L'article est disponible dans son intégralité sur la page de Bernard Mantel:

I.8.3.Autres domaines d'applications

Domaine d'applications	Exemples
Automatisme	ateliers de production, automates programmables, pilotes d'avions, caméras
Robotique	commande de robots très divers : aide au mouvement, à la détection des formes
Informatique	systèmes experts, base de données relationnelles, langage de programmation flou
Engineering, Gestion, Prise de décision	contrôle de circulation (aérienne ou automobile), télécommunications, théorie des jeux, gestion de personnel d'investissement
Environnement	Météorologie (prévisions, évaluation des variations climatiques), évaluation des risques sismiques

Médecine	système expert d'aide aux diagnostics comme par exemple le MYCIN en 1974
Mathématiques appliquées	statistique, recherche opérationnelle
Sciences humaines	sociologie, psychologie

Tableau (I.1) : domaines d'applications page de Bernard Mantel.

I.9. Système de commande adaptative :

Les recherches concernant la commande adaptative ont débuté vers le début des années 1950 et ont été motivées par le besoin de fournir une aide de haute performance pour le pilotage d'avions. Après une première période de relatif succès, les premiers résultats théoriques fondamentaux sont apparus vers 1960 et ont permis au domaine de réaliser de grandes avancées. De plus, les progrès rapides de la micro-électronique ont rendu possible la réalisation de tels contrôleurs de manière simple et peu coûteuse.

Les différentes méthodes de commande adaptative se différencient par la manière choisie pour réaliser l'ajustement des coefficients. On distingue principalement :

> La commande adaptative à paramètres pré-programmés.

> La commande adaptative à modèle de référence.

> La commande adaptative avec identification du système à régler.

I.9.1. Définition de la commande adaptative

Parmi les différentes définitions données, nous présentons celle de Dion (1990) : la commande adaptative ajuste de manière automatique en temps réel, les paramètres de régulateurs afin d'obtenir un certain niveau de performances quand le comportement dynamique du procédé est inconnu, mal connu, et/ou variable dans le temps.

L'asservissement en boucle fermée d'un système par une commande adaptative est formé généralement par deux boucle, une boucle interne normale contenant le régulateur et le processus, une boucle externe ajuste les paramètres du régulateur dans le but de satisfaire un indice de performance choisi.

En commande adaptative, on assume que la vitesse de variation des paramètres de processus à régler est plus faible que la vitesse d'adaptation des variables du régulateur. La boucle d'ajustement est généralement non linéaire.

I.9.2. Objectifs de la commande adaptative

Vu les limites des commandes linéaires, la commande adaptative vient prendre place dans le cas de leurs incapabilités et lors de la dégradation des performances.

La commande adaptative trouve son application dans les cas suivants :

- Système à paramètres inconnus.
- Système à paramètre mal connus.
- Système à paramètre variable.
- Système non linéaire.
- Présence de bruits perturbateurs.

I.9.3. Commande adaptative directe et indirecte

Deux approches principales existent pour la Commande adaptative (des processus à paramètres inconnus ou variables dans le temps) :

- la Commande adaptative directe dont laquelle les paramètres du régulateur sont ajustés directement et en temps réel à partir d'une comparaison entre performance réelle et performance désirée (c'est le cas en particulier de la Commande adaptative à modèle de référence (*Model Reference Adaptative control))* (fig. I.a).
- la Commande adaptative indirecte, qui suppose une estimation des paramètres du processus par une procédure d'identification (c'est le cas des régulateur auto-ajustables (*Self-tuning control STC)*) (fig. I.b).

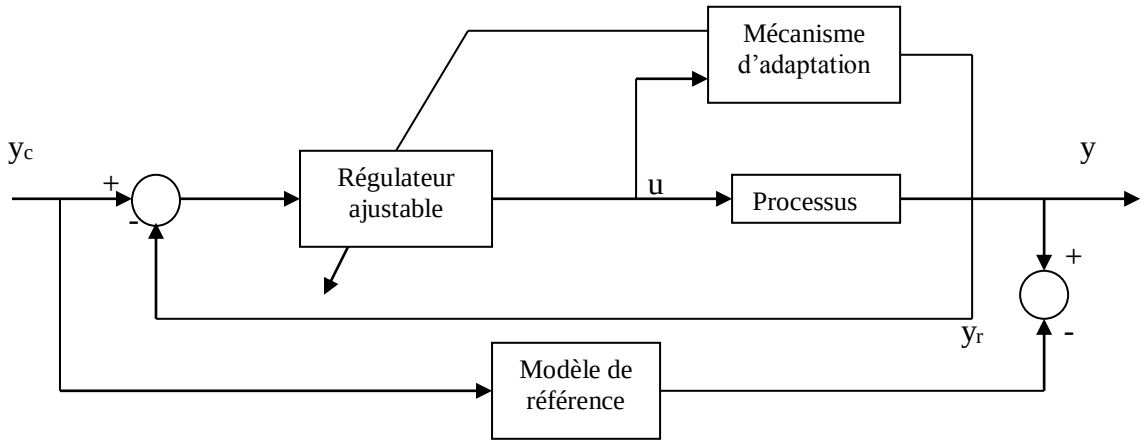


Figure (I.a) : Commande adaptative avec modèle de référence explicite (directe).

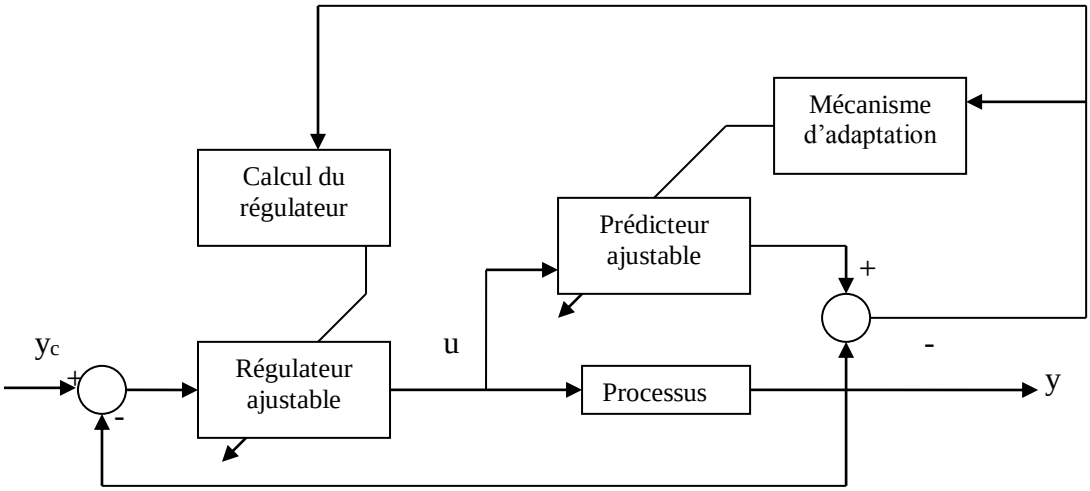


Figure (I.b) : Commande adaptative auto-ajustable (indirecte)

I.9.4. Classification des systèmes de commande adaptative

Selon les caractères des systèmes dynamiques, on distingue les systèmes de commande adaptative suivant :

- ❖ A gains pré-programmés (gain-scheduling).
- ❖ A modèle de référence.
- ❖ Avec un régulateur auto-ajustable.

A). Système de commande adaptative à gains pré-programmés

Dans ces systèmes, les adaptations des caractéristiques dynamiques du processus sont déterminées en fonction de l'information à priori disponible sur les conditions externes et internes de fonctionnement du système (figure I.10).

La dépendance programmée des gains est déterminé à l'avance pour un état du système de commande correspondant à un régime optimale calculé, soit pour certaines conditions externes et internes les plus probable, soit pour toute l'étendue de leurs variations pour laquelle l'information peut être disponible.

La commande adaptative à gains pré-programmés présente les inconvénients suivants :

a) la commande en boucle ouverte qui ne compense pas les effets des perturbations dues aux imprécisions et aux changements des caractéristiques dynamiques du processus.
b) le régulateur à gains pré-programmés est assez coûteux couse de l'étude approfondie des relations liant les mesures des perturbations et les propriétés dynamique du processus. De plus il est nécessite la mise en place des capteurs complémentaires.

Cette approche de commande adaptative à été utilise dans plusieurs applications industrielles, notamment dans l'aéronautique.

B). Commande adaptative à modèle de référence (MRAC)

Pour pallier à certains inconvénients de la commande précédente, Whitaker M.F (en 1985) a proposé un système de commande à modèle de référence (Figure I.11) largement développé par plusieurs spécialistes. De tels systèmes sont composés par deux boucles fermées : une boucle interne (principale) et l'autre externe.

La boucle interne comprend le système à commander et le régulateur dont les paramètres sont ajustés selon un algorithme établi au niveau de la boucle externe de façon que la déférence entre la sortie du modèle et celle du processus soit minimale.
L'étape la plus importante dans la synthèse des systèmes de commande adaptative à modèle de référence est l'élaboration de l'algorithme du mécanisme d'ajustement destiné en fonction de l'indice (critère) de performance adopté.

La commande adaptative MRAC est classifiée comme une commande adaptative directe, car les paramètres du contrôleur sont directement ajustés pour réduire une certaine norme de l'erreur de sortie entre le système et le modèle de référence.

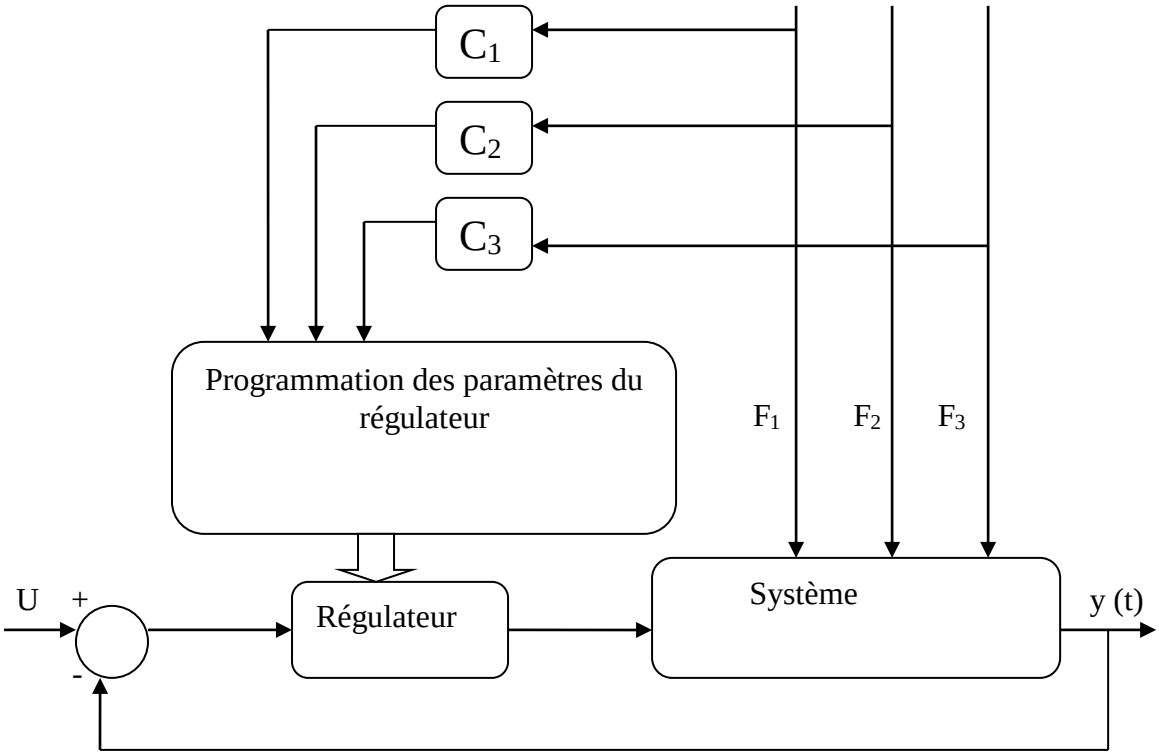


Figure (I.10) : Schéma bloc du système de commande adaptative à gains pré-programmés.

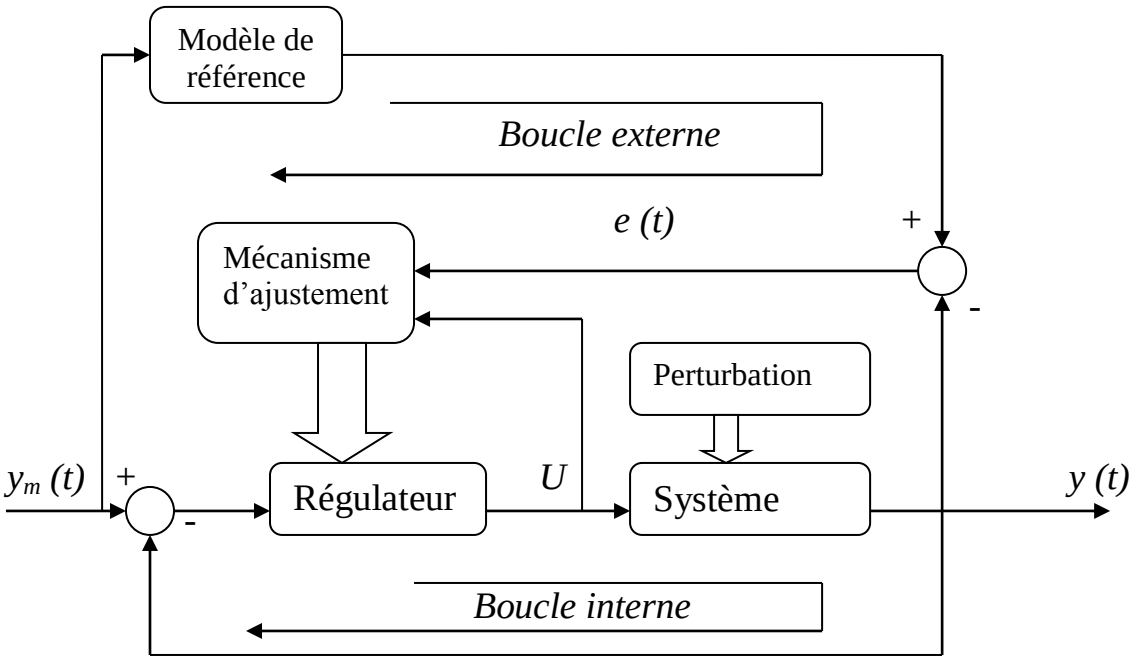


Figure (I.11) : Schéma de commande adaptative à modèle de référence.

- **Approches pour l'analyse des MRAC**

La construction d'un système adaptatif à modèle de référence MRAC nécessite :

- Un choix d'un modèle de référence qui fixe les performances désirées.
- Un choix de la commande.
- Une détermination de la loi d'adaptation.

Si le choix du modèle de référence et de la loi de commande est lié aux performances désirées, la loi d'adaptation doit assurer la stabilité du système et la tendance de l'erreur vers zéro. Parmi les approches utilisées pour la détermination des loi d'adaptations, on trouve : l'approche du gradient, la fonction de Lyapunov et l'hyperstabilité de Popov.

- **Méthode du gradient**

En utilisant la règle du gradient pour la synthèse du mécanisme d'ajustement. Cette approche et basée sur la minimisation de l'indice de performance sur la base du gradient des paramètres. Cette règle ne nécessite pas la stabilité globale du système, mais il s'agit de trouver un compromis entre la stabilité et la vitesse de réponse lors de simulation.

Règle MIT :

Soit « e » l'erreur entre y_m et y ($e= y_m - y$) et « θ » le vecteur des paramètres à ajuster, un critère à minimiser est propos comme :

$$J(\theta) = \tfrac{1}{2} e^2 \tag{I.14}$$

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

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} \tag{I.15}$$

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = -\gamma . e . \frac{\partial e}{\partial \theta} \tag{I.16}$$

S'il est supposé que les paramètres « θ » changent plus lentement que les autres variables du système, alors on peut calculer $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ dans ce cas en supposant θ constant.

$\frac{\partial e}{\partial \theta}$ représente la sensibilité du système, γ détermine la vitesse d'adaptation des paramètres.
Le schéma de la figure suivante représente le modèle d'erreur.

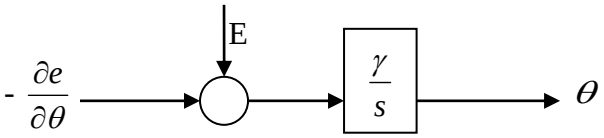


Figure (I.12) : Modèle d'erreur

Le choix du critère est arbitraire, si on pose $J = |e|$ alors $\frac{\partial e}{\partial \theta} = -\gamma \frac{\partial e}{\partial \theta} \sin g(e)$.

La règle MIT est performante si le gain d'adaptation γ est petit, mais sa valeur peut dépendre de l'amplitude du signal de référence et du gain du processus.
Par conséquent, il n'est pas possible de donner à γ des limites fixées qui assurent la stabilité globale du système.

La règle MIT peut alors donner un système en boucle fermée instable. Il est possible d'obtenir des procédures modifiées du gradient dans lesquelles le taux d'ajustement ne dépend pas de l'amplitude du signal d commande. Une possibilité est de faire une normalisation et de remplacer la règle de MIT par :

$$\frac{\partial e}{\partial t} = -\gamma \frac{e.\frac{\partial e}{\partial \theta}}{\alpha + (\frac{\partial e}{\partial \theta})^T (\frac{\partial e}{\partial \theta})} \qquad \text{(I.17)}$$

Le paramètre $\alpha>0$ a été introduit pour éviter une division possible par zéro.
Remarquer qu'il est raisonnable d'avoir le taux d'ajustement des paramètres dépendant de l'amplitude de commande pour de petits niveaux à cause du bruit.
Pour garantir que le taux d'ajustement des paramètres soit toujours au dessous de la limite donnée, on utilise la saturation, alors la règle d'ajustement devient :

$$\frac{\partial e}{\partial t} = -\gamma \ \text{Sat}\left[\frac{e.\frac{\partial e}{\partial \theta}}{\alpha + (\frac{\partial e}{\partial \theta})^T (\frac{\partial e}{\partial \theta})}, \beta \right] \qquad \text{(I.18)}$$

Où :

$$\text{Sat}(x,\beta) = \begin{cases} -\beta & x < -\beta \\ x & |x| \le \beta \\ \beta & x > \beta \end{cases}$$

- **Méthode de Lyapunov :**

D'une manière très générale, la synthèse de lyapunov consiste à sélectionner la candidature d'une fonction positive *V* puis à choisir des lois de commande ou d'adaptation assurant sa décroissance, c'est-à-dire:

$$\begin{cases} V(0) = 0 \\ V > 0 \end{cases} \text{ et } \dot{V} \le 0,$$

pour des systèmes continus et $\Delta V(k) = V(k+1) - V(k) \le 0$ pour des systèmes discrets.

Si ces conditions sont vérifiées, la fonction V est dite fonction de Lyapunov et assure la stabilité.
De plus, la méthode de Lyapunov peut servir dans l'ensemble à la synthèse de lois de commande stabilisantes.
La synthèse de Lyapunov est une condition suffisante pour la stabilité. La difficulté de cette approche repose sur la détermination d'une fonction de Lyapunov qui conduit, soit à choisir une fonction particulière, soit à essayer de résoudre des inéquations aux dérivées partielles. Dans ce travail, la sélection des fonctions de Lyapunov est faite de manière intuitive. Généralement, ces dernières sont choisies comme des fonctions quadratiques.
On peut expliquer la méthode proposée par la figure suivante :

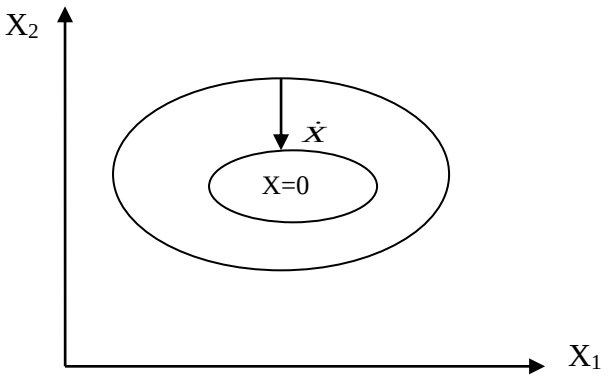


Figure (I.13) : Plan d'état

Un système est dit stable si l'on trouve une fonction réelle sur l'espace d'état, sa courbe contenant l'état d'équilibre, et la variation de la variable d'état s'achemine vers l'intérieur de cette courbe. [22,19,24]

- Théorème de la stabilité de Lyapunov
Considérons un système décrit par l'équation différentielle suivant :

$$\dot{x} = f(x), f(0) = 0 \qquad \text{(I.19)}$$

Où : x représente le vecteur d'état de dimension n.

Soit une fonction V ; $R^{n+1} \longrightarrow R$ satisfaisant les conditions suivantes :

- V(0)=0
- V est différentiable en x.
- V est définie positive, c'est-à-dire $V(0) > 0$.

Pour une stabilité asymptotique uniforme du système (I.19), la condition suffisante est que :

$$\dot{V}(x) = \frac{\partial v^T}{\partial x} \quad f(x) < 0, \text{ pour } x \neq 0.$$

Cette condition permet d'avoir des lois d'adaptation assurant la stabilité et la tendance de l'erreur vers zéro.

- **Méthode d'hyper-stabilité**

L'objectif de l'approche basé sur les concepts d'hyperstabilité et de positivité consiste à assurer l'annulation de l'erreur tout an garantissant la stabilité du système, en dépit des incertitudes paramétriques et de perturbation externe. Ainsi, le problème consiste à déterminer un mécanisme d'adaptation qui assure à la fois la stabilité et la poursuite du système à commander ‘’modèle de référence. Pour la synthèse de ce mécanisme, il faut connaître le modèle du système à commander. Cependant, quelque soit le modèle, il faut respecter certains règles pour que la structure du mécanisme d'adaptation soit réalisable. Par exemple, en ce qui concerne le signale de commande, il ne doit pas atteindre des valeurs excessives conduisant à un fonctionnement non linéaire du système.

C). Commande adaptative à régulateur auto-ajustable

Ce type de commande adaptative consiste à insérer des régulateurs auto-ajustables dans la chaîne d'action de commande, proposés initialement par Kalman. La conception des systèmes et basée sur le principe d'équivalence certaine qui consiste à séparer les problèmes d'identification et de commande.[24]

La commande adaptative à régulateur auto-ajustable c'est une commande indirecte, où les paramètres du système sont estimés et le contrôleur est choisi de façon que ces paramètres représentent les vraies valeurs des paramètres du système.
Cette dernière est calculée en supposant que les paramètres du système à régler sont connus.
Pour réaliser cette commande, on distingue trois étapes :

a) Estimation des paramètres du processus ;
b) Calcul des paramètres du régulateur auto-ajustable ;
c) Commande selon une loi linéaire dans la boucle interne.

Le schéma bloc du système de commande adaptative avec régulateur auto-ajustable est montré par la figure (I.13). Ce système se compose de deux boucles interne et externe, la première est constituée du système à régler et du régulateur auto-ajustable de type linéaire. La boucle externe comprend un identificateur (estimateur) des paramètres du système à régler qui

permet de calculer en même temps la grandeur de prédiction $y_p(t)$, de la grandeur à régler y(t) et les paramètres du régulateur auto-ajustable.
Parmi les méthodes d'estimation des paramètres, on trouve :

- Les approximations stochastiques
- Les moindres carrés
- Les moindres carrés étendus et généralisés.

Parmi les méthodes d'ajustement des paramètres, on trouve :

- La variance minimale
- Le placement des pôles
- Le suivi de modèle

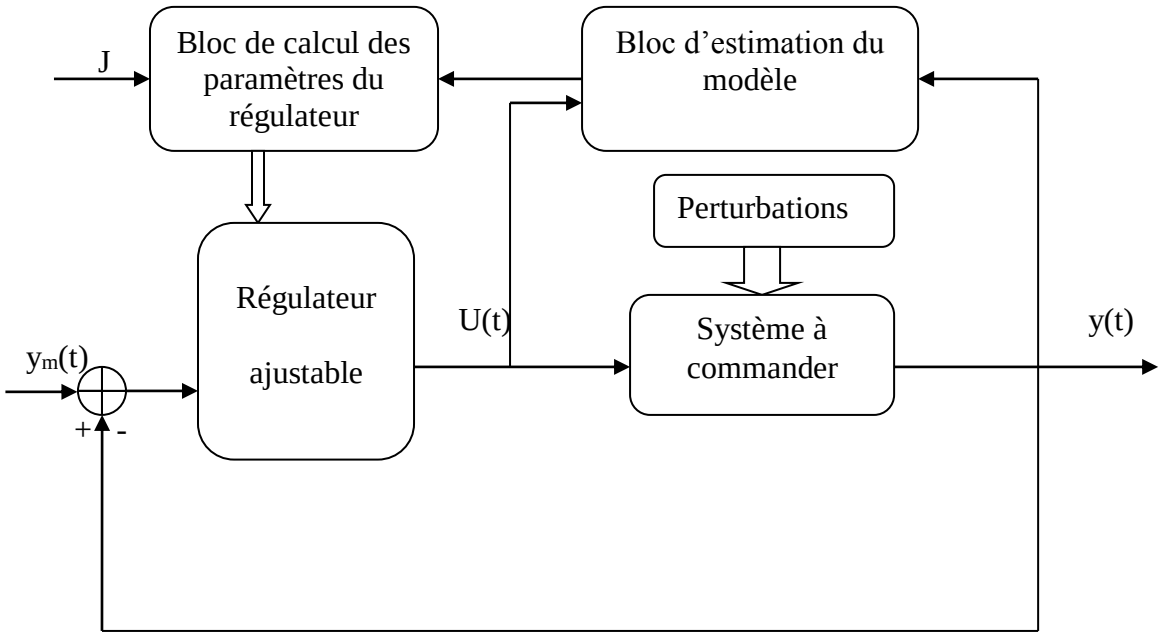


Figure (I.13) : Schéma bloc du système de commande adaptative avec régulateur auto-ajustable.

II.10. Conclusion

Les systèmes flous ont connus un succès considérable dans la command des procédés industrielles complexes, du fait de leurs caractère approximatif et qualitatif inspirés de la pensé humaine. Leurs performances sont liées à deux facteurs importants :

1- la disponibilité de l'expertise

2- la validité de techniques d'acquisition de connaissances et la justesse des données acquises.

La logique floue est une théorie très puissante qui permet d'obtenir des conclusion et de générer des réponses à partir des informations incomplètes et imprécises, la ou le monde mathématique du système est inconnu ou difficile à extraire.

L'objectif est de concevoir ou de réaliser des systèmes qui peuvent prendre en charge certaines taches avec la même habilité que possède l'être humain. La phase d'acquisition des connaissances est la plus difficile dans des cas ou le domaine d'expertise n'est pas disponible.

Pour cette raison, des recherches très poussées ont conduit au développement des méthodes systématiques et optimales pour la conception des contrôleurs flous.

Parmi ces méthodes on trouve :

Les réseaux de neurones qui sont très puissants dans le domaine de l'apprentissage et de l'optimisation, et cela en utilisant les fonctions qu'on veut optimiser comme poids a ajusté.

Lors de la dégradation des performances et dans le cas de l'incapabilités des commandes linéaires, la commande adaptative vient pour prendre la place et commence par gérer les systèmes inconnus, mal connus ou même les systèmes à paramètre variable et finalement les systèmes non linéaires qui permet le continûment du développent de ce domaine. Mais la commande adaptative ne traite pas les données requise par l'expert, pour cela nous allons la fusionné avec la logique floue pour que nous bénéficions de l'expérience et les remarques d'expert, la fusion nous donne ce que n'appelons « La commande adaptative floue et nous le traitent dans le prochain chapitre.

CH II : Commande Par Mode Glissant Des Systèmes Non Linéaires

II.1. Introduction

Une procédure récursive de backstepping pour la conception des contrôleurs basés sur l'estimation des systèmes non linéaires incertains est présentée dans cette étude.

Sa motivation se fonde sur l'intention de réduire le volume des calculs de la conception de backstepping en exploitant la simplicité de la commande par mode glissant [7,24].

La stabilité du système sous commande est globale via l'approche proposée. Cette approche montre la modularité, dans le sens qu'on s'avère que le contrôleur garantit la stabilité de l'entrée à l'état indépendamment du choix du mécanisme d'évaluation de paramètres.

II.2. Systèmes à structure variable

Un système à structure variable peut être considéré comme une combinaison de sous systèmes où chacun a une structure de commande fixe et valide pour des régions spécifiées résultant du comportement du système, caractérisé par un ensemble ou une suite de lois de commande par retour ou bien réaction (Feedback) et de règles de décision, appelées fonctions de commutation [11].

Un des avantages de l'introduction de cette complexité additionnelle dans le système est la capacité de combiner les propriétés utiles de chacune de ses structures composites. De plus, le système peut être conçu pour posséder de nouvelles propriétés qu'aucune des structures prises séparément ne possède. L'utilisation de ces idées naturelles a vu le jour en Union Soviétique vers la fin des années cinquante.

II.2.1. Systèmes à structure variable aux régimes glissants

La théorie des systèmes à structure variable datant du début du 20^{eme} siècle a pris son essor dans les années 60 [24] et à cause de la structure du contrôleur utilisé qui peut changer d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures, c'est le cas par exemple des circuits de conversion de puissance ou le système est gouverné par une équation différentielle différente pour chaque position de l'interrupteur [24].

La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associés à fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années aussi bien par les chercheurs soviétiques que par les chercheurs d'autres pays, ce n'est que durant le premier congrès de l'IFAC en 1960 que la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été considérée [24].

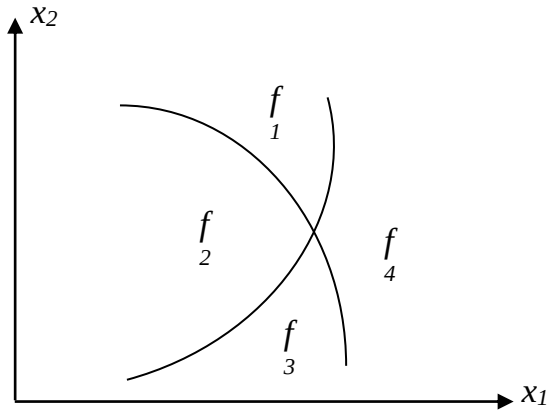


Figure (II.1) : Système à structure variable dans l'espace. d'état

II.2.2. Représentation des systèmes à structure variable

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable présentées dans ce qui suit :

II.2.2.1. Commutation par retour d'état variable

Le changement de la structure se fait lors de la commutation de la commande u l'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande u_{cm} qui commute rapidement entre deux valeurs variables u_{cm1} et u_{cm2} ce qui peut provoquer de fortes sollicitations de l'organe de commande donc une réalisation pratique impossible.

La représentation de cette configuration est donnée par la figure suivante :

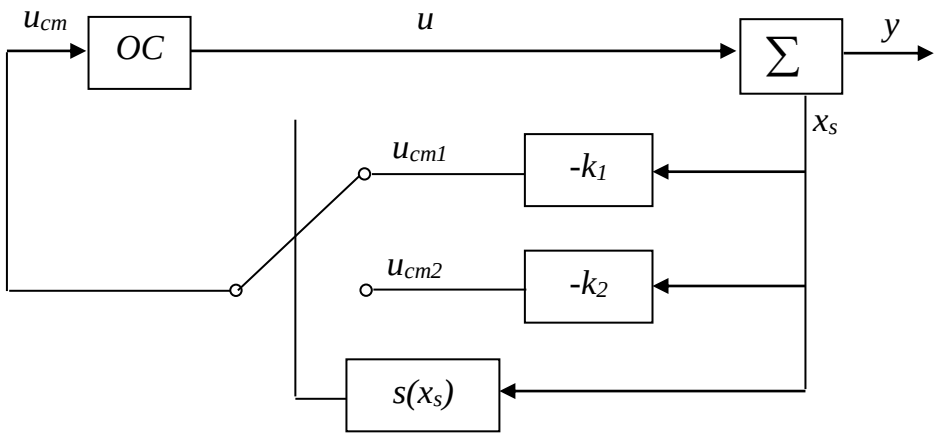


Figure (II.2) : Configuration de la structure à commutation par retour d'état variable.

Le système fonctionne alors en mode de glissement et le comportement dynamique du système est déterminé par la condition $s(x_s) = 0$.

$$\begin{cases} U_{cm} = U_{cm1} = -k_1 x_s & pour\ x_s > 0 \\ U_{cm} = U_{cm2} = -k_2 x_s & pour\ x_s < 0 \end{cases} \quad \text{(II.1)}$$

où, $s(x_s)$ représente la loi de commutation.

II.2.2.2. Commutation de type relais

Le changement de la structure se fait par commutation au niveau de l'organe de commande conformément à la figure représentée ci-dessous.

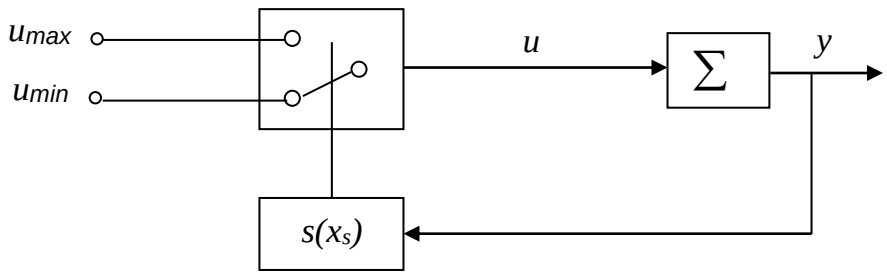


Figure (II.3) : Configuration de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Dans ce cas l'organe de commande est conçu de sorte que la grandeur de commande commute entre deux valeurs constantes $u_{\max}$ *et* $u_{\min}$ selon le signe de la fonction $s(x_s)$. La logique de commutation est donnée par :

$$\begin{cases} U = U_{\max} & \text{pour } s(x_s) > 0 \\ U = U_{\min} & \text{pour } s(x_s) < 0 \end{cases} \quad \text{(II.2)}$$

II.2.3. Remarque

Sous certaines conditions, la commutation se fait à une fréquence très élevée. Le système est alors déterminé par la condition :

$$s(x_s) = 0 \quad \text{(II.3)}$$

II.3. Commande par mode glissant [12, 16, 18]

Les processus physiques sont le plus souvent non linéaires, mal définis et ont des paramètres variables. Par exemple, dans le cas des robots les équations dynamiques sont non linéaires, couplées, et les paramètres intervenant dans leur description dépendent de la charge. D'autre part, un modèle mathématique n'est rien d'autre qu'une représentation approximative de la réalité physique et cependant on ne déposant que de ce modèle pour construire une loi de commande.

La commande par mode glissant permet de répondre à ce problème cette robustesse se fera au déterminent des performances. De plus, la surface de glissement définie dans le formalisme réduit l'ordre de système en boucle fermée, ce qui ne permet pas dans certaines cas, d'imposer au système un mode de stabilisation.

II.3.1. Formalisation classique du régime glissant

Soit un système d'équations différentielles présentant des discontinuités sur le second membre.

$$\dot{x} = f(x,t) \quad \text{(II.4)}$$

$x = (x_1, ..., x_n)^T$ vecteur détat .

$f = (f_1, ..., f_n)^T$ Les fonctions definies dans G

Soit la surface définie comme suit :

$$s(x_s) = 0 \tag{II.5}$$

Séparant le domaine de définition G du système (II.4) en deux parties $G^+(s > 0)$ et $G^-(s < 0)$ sur laquelle s'effectuent les discontinuités (fig. II.4).

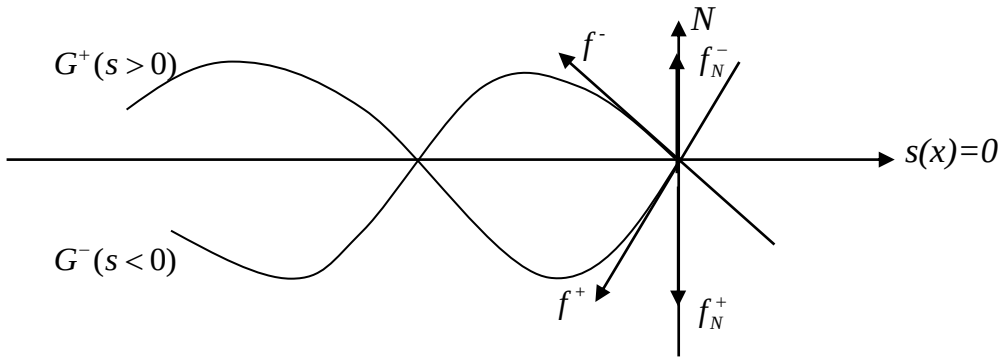


Figure (II.4) : Evolution de la trajectoire d'état autour de la surface

où,

N la normale à la surface.

f^+, f^- les valeurs de f au voisinage de s.

f_N^+, f_N^- les projections respectives de f^+, f^- sur la normale.

II.3.2. Théorème de Philippov

Le théorème de Philippov permet la démonstration de l'existence du régime glissant sur la surface *s* [24].

Soit le système (II.4) satisfaisant la condition suivante :

$$\left|\frac{\partial f_i}{\partial x_j}\right| \le k \quad avec \begin{cases} i = 1, ..., n \\ j = 1, ..., n \end{cases} \forall t \in G = (G^+ \cup G^-) \tag{II.6}$$

où, k est une constante positive indépendante de t et de x.

si pour tout point de s (deux fois différentiable), l'une des inégalités $f_N^+ < 0$ ou $f_N^- > 0$ est vérifiée tel que $h = f^+ - f^-$ soit continûment différentiable, alors le système (II.4) possède une solution.

La dérivée par rapport au temps de la surface $s(x_1,...,x_n) = 0$**,** conduit sur la normale.

$$\dot{s} = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial s}{\partial x_i} \frac{dx_i}{dt} = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial s}{\partial x_i} f_i(t, x_1,..., x_n) = 0 \qquad \text{(II.7)}$$

Selon le signe de $s(x)$, on déduit :

$$\begin{cases} f_N^+ < 0 \Rightarrow s > 0 \; et \; \dot{s} < 0 \\ f_N^- > 0 \Rightarrow s < 0 \; et \; \dot{s} > 0 \end{cases} \qquad \text{(II.8)}$$

D'où la condition pour l'obtention du régime glissant :

$$f_N^+ < 0 \; et \; f_N^- > 0 \Leftrightarrow s\dot{s} < 0 \qquad \text{(II.9)}$$

La condition de glissement est traduite par (II.9) qui est l'inégalité fondamentale utilisée pour résoudre le problème de la synthèse de la commande des systèmes à structure variable.

II.3.3. Technique de commande par mode glissant

La commande par régime glissant consiste à garantir qu'un système dynamique d'ordre *n* peut être amené vers l'origine à partir de la stabilisation d'un nouveau système d'ordre 1 ; une seule variable s va définir le nouveau système au lieu de stabiliser de manière explicite les n variables qui constituent le système original, le problème est réduit à la stabilisation de s qui est une fonction des variables des systèmes elle est couramment appelée variable de glissement [19].

Plus précisément cette technique repose sur les deux étapes décrites ci-dessous :

- On définit d'abord une fonction $s = 0$ appelée surface de glissement, cette variable est déterminée de telle sorte que lorsque le point représentatif des systèmes l'atteint, sa dynamique le fait converger vers zéro.
- Ensuite, on impose une dynamique sur s afin de garantir que le système va effectivement atteindre la surface de glissement à l'aide de la condition d'attraction (II.9).

La façon de définir s permet de déduire la commande à partir de la dynamique imposée.

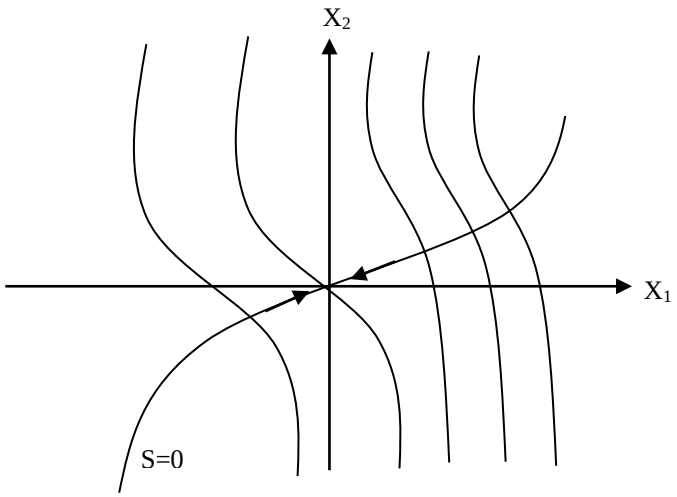


Figure (II.5) : Régime glissant.

II.3.4. Application à la commande d'un pendule inversé

Dans cette partie, on utilise notre contrôleur pour commander un pendule inversé dans le but de suivre un signale de référence sinusoïdal.

II.3.4.1. Description

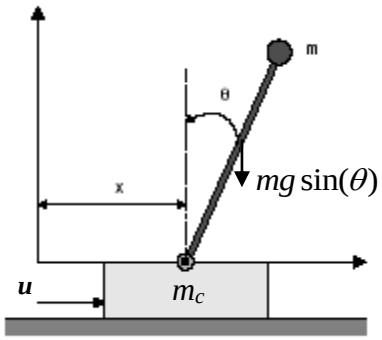


Figure (II.6) : Pendule inversé.

L'équation dynamique du pendule inversé est donnée comme suit [24,17]:

$$\dot{x}_1 = x_2$$
$$\dot{x}_2 = \frac{g\sin(x_1) - \frac{mlx_2^2\cos(x_1)\sin(x_1)}{m_c+m}}{l(\frac{4}{3} - \frac{m\cos^2(x_1)}{m_c+m})} + \frac{\frac{\cos(x_1)}{m_c+m}}{l(\frac{4}{3} - \frac{m\cos^2(x_1)}{m_c+m})}.u \qquad \text{(II.10)}$$

où,

$y = x_1 = \theta$ *et* $x_2 = \dot{\theta}$, $X = \left[x_1\ x_2\right]^T$ *est le vecteur d'état tel que* $x_1 = y$ *et* $x_2 = \dot{y}$, $g = 9.8\ m/s^2$

m_c : la masse du chariot.

m : la masse de poutre.

$2l$: le longueur de la poutre.

y : la sortie du système.

Le passage à l'espace des phases de l'erreur donne :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= e_2 \\ \dot{e}_2 &= 2e_2 - e_1 + u - y_d + 2\dot{y}_d - \ddot{y}_d \\ e_1 &= y - y_d \end{aligned} \qquad \text{(II.11)}$$

où $e = \left[e_1\ e_2\right]^T$ est le vecteur de l'erreur.

y_d est la trajectoire de référence que doit suivre la sortie.

II.3.4.2. Surface de glissement

La commande à structure variable permet d'amener l'état du système dans l'espace de l'erreur sur une surface de glissement d'équation [2,14]:

$$s(t) = e_2 + \lambda e_1 \quad (\lambda > 0) \qquad \textbf{(}\text{II.12)}$$

Où :

λ **:** Constante appelée coefficient de la surface de glissement.

II.3.4.3. Dérivée de la surface

La dérivée de la surface en (II.12) est donnée comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{s}(t) &= \lambda e_2 + \dot{e}_2 \\ &= (\lambda+2)e_2 - e_1 + u - (\ddot{y}_d - 2\dot{y}_d + y_d)\end{aligned} \tag{II.13}$$

II.3.4.4. Condition de glissement par Lyapunov

La commande u doit être conçue pour rendre la surface $s=0$ attractive en un temps fini, pour cela elle doit donc satisfaire la condition de glissement, on considère alors l'expression de la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2}s^2 \tag{II.14}$$

La dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\dot{V} = s\dot{s},\ \forall\, s \neq 0 \tag{II.15}$$

comme le système est de degré relatif 1 $(\frac{\partial \dot{s}}{\partial u} \neq 0)$ avec s comme sortie, on prend :

$$\dot{s} = -k.sign(s) \tag{II.16}$$

où, k est une constante positive.

Cette équation garantit la convergence vers la surface de glissement en un temps fini, ceci résulte du fait que $\dot{V}$ est définie négative.

En développant les deux membres de l'équation (II.16) on obtient :

$$\begin{aligned}-k.sign(s) &= (\lambda+2)e_2 - e_1 + u - (\ddot{y}_d - 2\dot{y}_d + y_d) \\ et \qquad u &= e_1 - (\lambda+2)e_2 + (\ddot{y}_d - 2\dot{y}_d + y_d) - k.sign(s)\end{aligned} \tag{II.17}$$

- **Remarque**

La condition de glissement donne seulement l'ordre de grandeur des coefficients λ et k, leurs valeurs ont été déterminées par simulation numérique en tenant compte des critères suivants :

- rapidité de la réponse sans dépassement important.
- réduction de la l'amplitude des oscillations du régime glissant.
- réduction de l'erreur statique.

II.3.4.5. Simulation et résultats

Les résultats de simulation de l'exemple précédent sous Matlab sont illustrés par les figures (II.7-II.10), en partant des conditions initiales $X_0 = (\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3})^T$, vers la position d'équilibre $x = (0,0)^T$ en attribuant les valeurs $k = 7$ *et* $l = 3$ aux paramètres de la commande. x

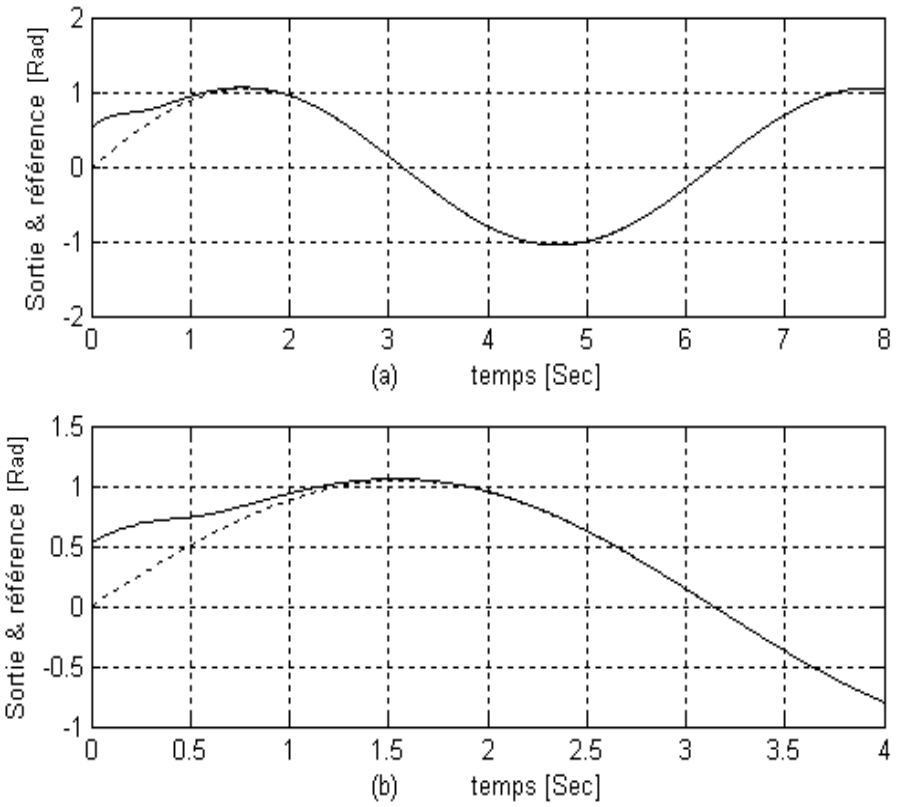


Figure (II.7) : Sortie *y(t)* & référence $y_m(t)$.

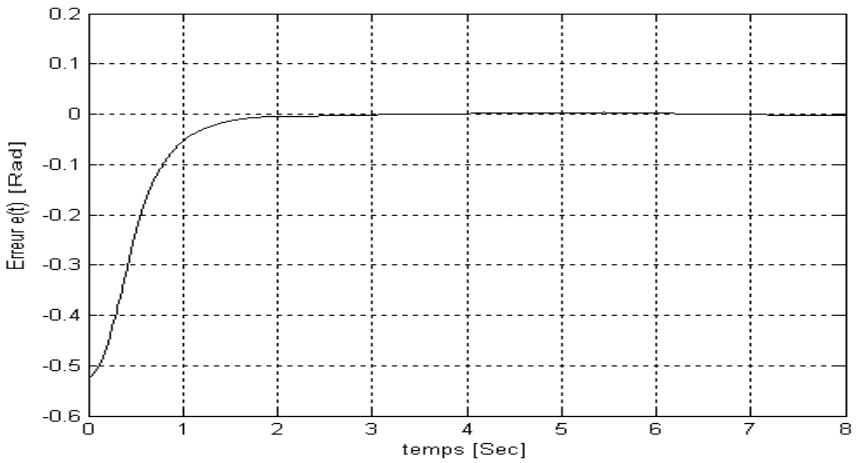


Figure (II.8) : Erreur e(t).

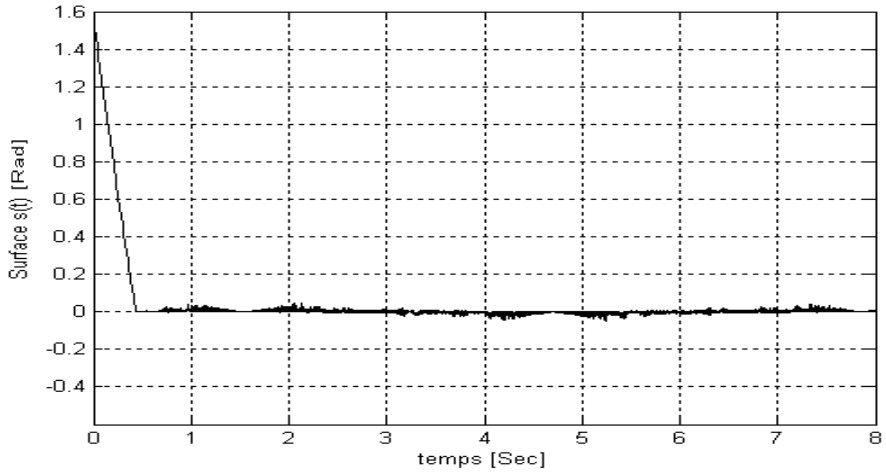


Figure (II.9) : Surface *s(t)*.

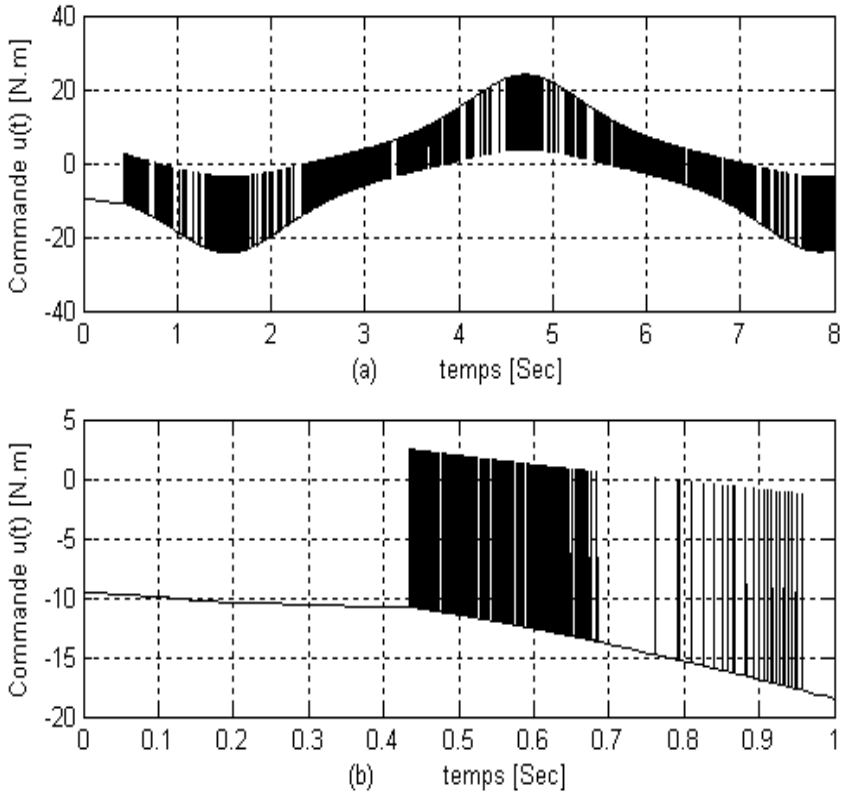


Figure (II.10) : Commande *u(t)* du système.

La commande appliquée force la sortie du système à suivre le signal de référence, cette poursuite s'effectue en minimisant l'erreur d'approximation d'une part, et en assurant la stabilité du système d'autre part.

II.4. Commande par mode glissant d'ordre supérieur

Afin d'éliminer le broutement, plusieurs techniques ont été proposées telles que la décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une commande discontinue de haute fréquence [24,15], la commande continue dans une bande autour de la surface de glissement et plus récemment les modes glissants d'ordre supérieur.
Il est proposé de modifier selon la dynamique du système dans un petit voisinage de la surface de discontinuité et en même temps de préserver, de manière générale, les propriétés importantes de la commande par mode glissant.

Vu que la condition à satisfaire est $S = 0$ et si la dynamique du système est de degré relatif égal à un, alors la commande apparaît explicitement dans la première dérivée de S. Par conséquent, le broutement dans la commande correspond au broutement dans $\dot{S}$ et vice versa.

L'idée est de satisfaire deux conditions de contrainte $S = \dot{S} = 0$ au lieu de la précédente, et simultanément garantir la continuité de $\dot{S}$. Pour cela l'espace d'état est élargi par l'addition de la variable de commande u comme nouvelle coordonnée. Dans ce but, la dérivée $\dot{u}$ de la commande, peut être traitée comme une nouvelle variable de commande.

Par le maintien de $S = \dot{S} = 0$, le problème énoncé peut être résolu par l'approche standard de SSV. Ceci mènera à la réalisation commune des deux contraintes mentionnées ci-dessus en un temps infini au moyen d'une commande continue $u(t)$.

II.4.1. Mode glissant d'ordre supérieur (HOSM)

L'ordre r du mode glissant, est le nombre de dérivées totales continues de la variable S (incluant l'ordre zéro) au voisinage de la structure de glissement. [9,24,15]

Il est déterminé par les équations :

$$S = \dot{S} = ... = S^{(r-1)} = 0 \qquad \text{(II.18)}$$

où, $S = \dot{S} = ... = S^{(r-1)} = 0$ continue et $S^{(r)}$ discontinue (ou indéfinie).

Si S *et* $\dot{S}$ sont des fonctions continues de l'état de système en boucle fermée, le mouvement en mode $S = \dot{S} = 0$ est appelé, le mouvement en mode glissant d'ordre deux (2-sliding mode).

Il convient de noter que la fonction $\dot{S}(t, x, u)$ est considérée en tant qu'inconnue, et que seulement ses valeurs courantes $\dot{S}(t, x(t), u(t))$ sont disponibles en temps réel par la manipulation des données ou des mesures observées.

II.4.2. Mode glissant d'ordre deux

Une explication a été présentée, les points principaux seulement sont clarifiés ci-dessous.

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & si \quad |u| > 1, \\ -\alpha_M \operatorname{sgn}(S) & si \quad S.\dot{S} > 0, \ |u| \le 1, \\ -\alpha_m \operatorname{sgn}(S) & si \quad S.\dot{S} \le 0, \ |u| \le 1, \end{cases} \tag{II.19}$$

avec : $\alpha_M > \alpha_m > 0$.

Soit

$$\begin{aligned} &\Lambda_u(\cdot) = \frac{\partial}{\partial t}(\cdot) + \frac{\partial}{\partial x}(\cdot) f(t, x, u) \\ &\dot{S}(t, x, u) = \Lambda_u(S(t, x)), \quad \left|\Lambda_u \Lambda_u S\right| < C \end{aligned} \tag{II.20}$$

où, $C > 0$

Le calcul de $\ddot{S}$ pour les lois de commande (19), en supposant que $|u| < 1, S < S_0$ donne :

$$\ddot{S} = \Lambda_u \Lambda_u S + \frac{\partial \dot{S}}{\partial u}\dot{u} = \Lambda_u \Lambda_u S - \tilde{\alpha}\frac{\partial \dot{S}}{\partial u} \tag{II.21}$$

où,

$$\tilde{\alpha} = \begin{cases} -\alpha_M \operatorname{sgn}(S), & S.\dot{S} > 0 \\ -\alpha_m \operatorname{sgn}(S), & S.\dot{S} \le 0 \end{cases}$$

Ce qui suit est l'ensemble des principes qui sont employés dans la construction de contrôleur (2-sliding) mentionné ci-dessus :

1. $\frac{\partial \dot{S}}{\partial u}$ est une quantité bornée définie positive et différente de zéro.
2. la commande équivalente $u_{eq}(t,x)$ demeure dans un certain intervalle $[-u_0, u_0] \subset [-1,1]$.
3. la dérivée $\dot{u}$ de la commande doit dominer dans l'expression (II.19) de $\ddot{S}$.

Clairement, cela signifie que l'inégalité $\inf\left(\tilde{\alpha}\frac{\partial \dot{S}}{\partial S}\right) > \sup\left|\Lambda_u \Lambda_u S\right|$ donnée par $S.\ddot{S} < 0$ est vérifiée (il est suffisant que $\inf\left(\tilde{\alpha}\frac{\partial \dot{S}}{\partial S}\right) > C$). Cela conduit à la vérification de $|\dot{u}| > \sup|\dot{u}_{eq}|$.

L'algorithme conduit également à la rotation de la projection de la trajectoire sur le plan $S\dot{S}$ autour de l'origine (Fig. II.11).

4. l'idée est de quitter la région $S.\ddot{S} < 0$ aussi rapidement que possible et de rester dans le voisinage de la région $S\ddot{S} < 0$ aussi longtemps que possible. Dans ce cas $\tilde{\alpha}|_{S.\dot{S}>0}$ doit être suffisamment grand par rapport à $\tilde{\alpha}|_{S.\dot{S}<0}$.

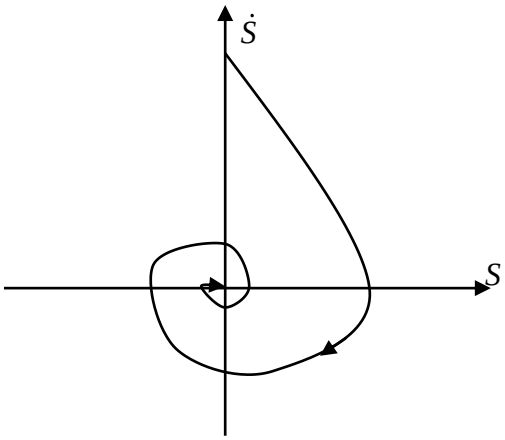


Figure (II.11) : Portrait de phase $(S, \dot{S})$**.**

II.4.3.1 Application a la commande d'un pendule inversé

Reprenons le système introduit dans la section (II.3.4) du quatrième chapitre.

Les résultats de simulation pour $((\alpha_m, \alpha_M) = (20,80)\ et\ \lambda = 2)$ pour les conditions initiales $x_0 = \left(-\frac{\pi}{60}, 0\right)^T$ sont illustrés par les figures suivantes :

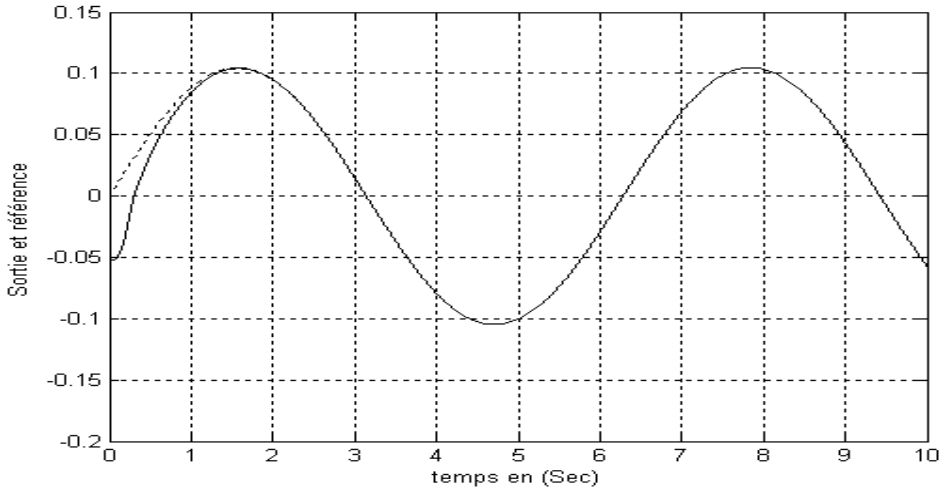


Figure (II.12) : Sortie et référence

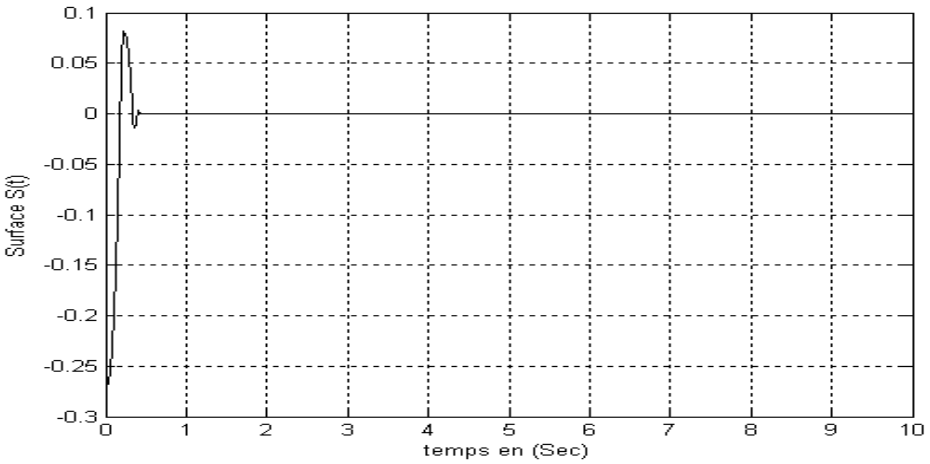


Figure (II.13) : Surface S(t).

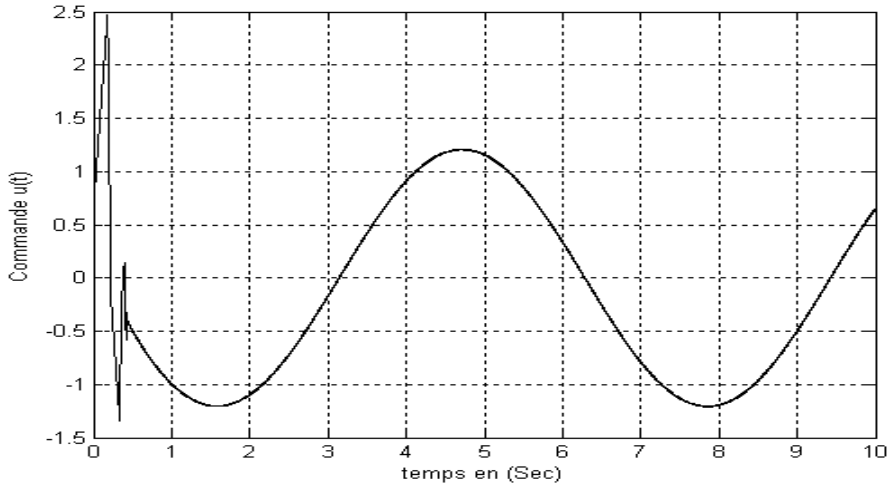


Figure (II.14) : Commande u(t).

II. 5. Conclusion

Dans ce chapitre, un problème de commande de poursuite est considéré consistant de forcer la sortie d'un système non linéaire incertain pour suivre un signal de référence avec les premières dérivées ρ_i de chaque composant connu, borné et continu.

Un tel objectif est atteint concevant un vecteur de commande approprié sur la base d'une procédure qui passe par la construction d'un système transformé caractérisé par $\rho_i - 1$ avec des équations différentielles de blocs analogues à ceux possibles via d'une conception de backstepping, couplés à un système non linéaire auxiliaire incertain. Sous des suppositions appropriées sur la matrice de commande, cette dernière est choisie pour être l'extension au cas de multi-entrées d'un algorithme SOSMC, afin d'assurer la convergence des variables d'état transformées.

Il vaut la peine de souligner que la synthèse de commande est robuste avec la présence d'incertitudes actuelles dans la matrice $\beta(x)$.

D'ailleurs, contrairement aux stratégies de commande à structure variable traditionnelle, dans ce cas, la procédure de conception de commande proposée produit une commande continue.

CH III: Commande adaptative floue des systèmes non linéaires.

III.1 Introduction

Les systèmes flous en plus de leur efficacité dans les problèmes de commande, sont capables d'approximer n'importe quelle fonction continue non linéaire sur un ensemble compact. Basé sur cette propriété importante, plusieurs schémas de commande adaptative floue ont été proposés pour les systèmes SISO non linéaires inconnus ou mal connus [19,22].

Dans ce chapitre, une commande adaptative floue est proposée où les systèmes flous sont utilisés pour approximés en ligne la dynamique du système. La commande proposée, est développé pour une classe des systèmes SISO non linéaires inconnus [14].

III.2 Commande adaptative floue avec une direction de commande connue

III.2.1 Problématique :

Considérons le système $n^{ème}$ ordre de la forme suivante [19]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_n = f(x_1, x_2, ..., x_n) + g(x_1, x_2, ..., x_n)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

Ou de façon équivalente, de la forme

$$\begin{cases} x^{(n)} = f(x, \dot{x}, ..., x^{n-1}) + g(x, \dot{x}, ..., x^{n-1})u, \\ y = x. \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

Où, $\underline{x} = \left[x_1, x_2, ..., x_n\right]^T = \left[x, \dot{x}, ..., x^{(n-1)}\right]^T \in R^n$ est le vecteur d'état de ce système, $u \in R$ et $y \in R$ sont l'entrée et la sortie du système, respectivement, $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$ sont des fonctions non linéaires continues incertaines.

L'objectif de la commande est de forcer y de suivre un signal de référence borné $y_r(t)$, sous la contrainte que tous les signaux doivent être bornés.

Comme dans [13], on propose que :

- Le gain de commande $g(\underline{x})$ est différent de zéro pour tout *x* et de signe connu. Sans perte de généralité, il est supposé que $g(\underline{x}) > 0$.
- Le vecteur d'état $\underline{x}$ est mesurable.
- La trajectoire désirée $y_r(t)$ et ses dérivées jusqu'à l'ordre n sont connues et bornées.

Le vecteur d'erreur de poursuite est défini comme suite [24] :

$$\underline{e} = \underline{y}_r - \underline{x} = \left[e, \dot{e}, ..., e^{(n-1)}\right] \tag{III.3}$$

Où $\underline{y}_r = \left[\underline{y}_r, \underline{\dot{y}}_r, ..., y_r^{(n-1)}\right]^T$ et $k = \left[k_n, ..., k_1\right]^T \in R^n$ telles que toutes les racines du polynôme $h(S) = S^n + k_1 S^{n-1} + ... + k_n$ sont dans le demi-plan gauche, avec S variable de Laplace.

Si les fonctions $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$ sont connues, la loi de commande est,

$$u^* = \frac{1}{g(\underline{x})}\left[-f(\underline{x}) + y_r^{(n)} + k^T \underline{e}\right] \tag{III.4}$$

La commande (III.4) appliqué à (III.2), résulte que

$$e^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + ... + k_n e = 0 \tag{III.5}$$

Ce qui donne $\lim_{t \to 0} e(t) = 0$, qui est l'objectif principal de la commande.

La loi de commande idéale (III.4) du système (III.1) peut être facilement implantée si $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$ sont parfaitement connues. Ces fonctions étant généralement incertaines, Dans le reste de ce chapitre, une commande adaptative floue a été proposée pour réaliser les objectifs de la commande.

III.2.2 Conception de la commande adaptative floue

Les systèmes flous (1.20) sont utilisés pour identifier en ligne les fonctions $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$. Ces systèmes sont définis comme suit [8,10,17]:

$$\hat{f}(\underline{x},\theta_f) = \theta_f^T \xi(\underline{x}) \tag{III.6}$$

$$\hat{g}(\underline{x},\theta_g) = \theta_g^T \xi(\underline{x}) \tag{III.7}$$

Avec $\xi(\underline{x})$ est un vecteur de fonctions floues de base supposé convenablement fixé en avance par l'utilisateur, θ_f et θ_g sont les vecteurs de paramètres ajustés.

La loi de commande résultante est

$$u_c = \frac{1}{\hat{g}(\underline{x},\theta_g)}\left[-\hat{f}(\underline{x},\theta_f) + y_r^{(n)} + k^T e\right] \tag{III.8}$$

En appliquant (III.8) à (III.2), l'équation de l'erreur suivante est obtenue,

$$e^{(n)} = -k^T e + \left[\hat{f}(\underline{x},\theta_f) - f(\underline{x})\right] + \left[\hat{g}(\underline{x},\theta_g) - g(\underline{x})\right]u_c \tag{III.9}$$

Qui est équivalente à,

$$\dot{e} = A_c e + B_c\left[\left(\hat{f}(\underline{x},\theta_f) - f(\underline{x})\right) + \left(\hat{g}(\underline{x},\theta_g) - g(\underline{x})\right)u_c\right] \tag{III.10}$$

où

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & \cdots & \cdots & \cdots & -k_1 \end{bmatrix}, \qquad B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \tag{III.11}$$

A_c est une matrice stable ($\left|SI - A_c\right| = S^{(n)} + k_1 S^{(n-1)} + \ldots + k_n$ est stable).

Il existe une matrice unique symétrique définie positive $P(n \times n)$ qui satisfait l'équation de Lyapunov suivante :

$$A_c^T P + PA_c = -Q \tag{III.12}$$

Où Q est une matrice symétrique arbitraire définie positive de dimensions $(n \times n)$.

Soitla fonction de Lyapunov suivante :

$$V_e = \frac{1}{2} e^T Pe \tag{III.13}$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov (III.13) est :

$$\dot{V_e} = \frac{1}{2} \dot{e}^T Pe + \frac{1}{2} e^T P\dot{e} \tag{III.14}$$

En utilisant (III.10) et (III.12) dans (III.14)

$$\dot{V_e} = \frac{1}{2} e^T Qe + e^T PB_c \left[\left(\hat{f}(\underline{x}, \theta_f) - f(\underline{x}) \right) + \left(\hat{g}(\underline{x}, \theta_g) - g(\underline{x}) \right) u_c \right] \tag{III.15}$$

Pour que $x_i = y_r^{(i-1)} - e^{(i-1)}$ soit borné, V_e doit être limité, ce qui signifie que $\dot{V}_e \leq 0$ lorsque V_e est supérieur à une constante $\bar{V}$. Cependant, de (III.15) il est très difficile de concevoir u_c tel que le dernier terme de (III.15) soit négatif. Pour résoudre ce problème, un autre terme de commande u_s a été rajoute à u_c [22,23].

La commande finale sera,

$$u = u_c + u_s \tag{III.16}$$

Le terme de commande u_s est appelé la commande de superviseur déterminé de tel sorte que $\dot{V}_e \leq 0$ quand $V_e > \bar{V}$.

En remplaçant (III.16) dans (III.2), la nouvelle équation de l'erreur est,

$$\dot{e} = A_c e + B_c \left[\left(\hat{f}(\underline{x}, \theta_f) - f(\underline{x}) \right) + \left(\hat{g}(\underline{x}, \theta_g) - g(\underline{x}) \right) u_c - g(\underline{x}) u_s \right] \tag{III.17}$$

Utilisant (III.17) et (III.12) dans (III.14), il est obtenu que

$$\dot{V}_e = -\frac{1}{2}e^T Qe + e^T PB_c\left[\left(\hat{f}(\underline{x},\theta_f) - f(\underline{x})\right) + \left(\hat{g}(\underline{x},\theta_g) - g(\underline{x})\right)u_c - g(\underline{x})u_s\right]$$

$$\leq -\frac{1}{2}e^T Qe + \left|e^T Pb_c\right|\left[\left(\left|\hat{f}(\underline{x},\theta_f)\right| + \left|f(\underline{x})\right|\right) + \left|\hat{g}(\underline{x},\theta_g)u_c\right| + \left|g(\underline{x})u_c\right|\right] - e^T PB_c g(\underline{x})u_s \quad \text{(III.18)}$$

Pour concevoir u_s tel que le dernier terme de (III.18) soit négatif, il faut connaître les limites des fonctions f et g, alors, l'hypothèse suivante est considérée [13]:

Hypothèse III.3 : $f^U(\underline{x}), g^U(\underline{x})$ et $g_L(\underline{x})$ sont des fonctions déterminées de telle sorte que $|f(\underline{x})| \leq f^U(\underline{x})$ et $g_L(\underline{x}) \leq g(\underline{x}) \leq g^U(\underline{x})$ pour $x \in U_c$, où $f^U(\underline{x}) < \infty$, $g^U(\underline{x}) < \infty$ et $g_L(\underline{x}) > 0$ pour $x \in U_c$.

De (III.18) et basé sur les bornes $f^U(\underline{x}), g^U(\underline{x})$ et $g_L(\underline{x})$, la commande de supervision u_s est choisie comme suit :

$$u_s = I_1^* sign(e^T Pb_c)\frac{1}{g_L(\underline{x})}\left[\left|\hat{f}(\underline{x},\theta_f)\right| + f^U(\underline{x}) + \left|\hat{g}(\underline{x},\theta_g)u_c\right| + \left|g^U(\underline{x})u_c\right|\right] \quad \text{(III.19)}$$

où

$$\begin{cases} I_1^* = 1 & si \quad V_e > \bar{V} \\ I_1^* = 0 & si \quad V_e \leq \bar{V} \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} sign\left(e^T Pb_c\right) = 1 & si \quad e^T Pb_c > 0 \\ sign\left(e^T Pb_c\right) = -1 & si \quad e^T Pb_c < 0 \end{cases}$$

Avec $\bar{V}$ constant indiqué par le concepteur,

En remplaçant (III.19) dans (III.18), avec le cas où $V_e > \bar{V}$, l'inégalité suivante est obtenue

$$\dot{V_e} \le \frac{1}{2}e^T Qe + \left|e^T Pb_c\right|\left[\left|\hat{f}\right| + \left|f\right| + \left|\hat{g}u_c\right| + \left|gu_c\right| - \frac{g}{g_L}\left(\left|\hat{f}\right| + \left|f^U\right| + \left|\hat{g}u_c\right| + \left|g^U u_c\right|\right)\right]$$

$$\le -\frac{1}{2}e^T Qe \le 0 \qquad \text{(III.20)}$$

Alors, en utilisant la commande (III.16) avec u_c donnée en (III.8) et u_s donnée en (2.19),$V_e \le \bar{V} < \infty$ est garanti.

Puisque P est définie positive, la bornitude de V_e implique la bornitude de *e* qui à son tour implique que *x* est bornée.

La tâche suivante, consiste à développer une loi d'adaptation pour ajuster les paramètres θ_f et θ_g dans le but de forcer l'erreur de poursuite de convergé vers zéro.

Soient les paramètres optimaux suivants,

$$\theta_f^* = \arg\min_{\theta_f \in \Omega_f}\left[\sup_{x \in U_c}\left|\hat{f}(\underline{x}, \theta_f) - f(\underline{x})\right|\right] \qquad \text{(III.21)}$$

$$\theta_g^* = \arg\min_{\theta_g \in \Omega_g}\left[\sup_{x \in U_c}\left|\hat{g}(\underline{x}, \theta_g) - g(\underline{x})\right|\right] \qquad \text{(III.22)}$$

Où Ω_f et Ω_g sont des ensembles de contraintes pour θ_f et θ_g respectivement, spécifiés par le concepteur.

Pour Ω_f, il est exigé que θ_f soit borné comme suivant :

$$\Omega_f = \left\{\theta_f : \left|\theta_f\right| \le M_f\right\} \qquad \text{(III.23)}$$

Pour Ω_g, en plus des contrainte semblable à (III.23), il est exigé aussi que $\hat{g}(\underline{x}, \theta_g)$ soit positive (car $g(\underline{x})$ est positive) :

$$\Omega_g = \left\{\theta_g : \left|\theta_g\right| \le M_g\right\} \qquad \text{(III.24)}$$

Où M_g et M_f sont des constantes positives spécifiées par le concepteur.

L'erreur d'approximation minimale est définie comme suit,

$$\omega = \left(\hat{f}(\underline{x}, \theta_f^*) - f(\underline{x})\right) + \left(\hat{g}(\underline{x}, \theta_g^*) - g(\underline{x})\right) u_c \tag{III.25}$$

L'équation de l'erreur (III.16) peut être réécrite comme,

$$\dot{e} = A_c e - B_c g(\underline{x}) u_s + B_c \left[\left(\hat{f}(\underline{x}, \theta_f) - \hat{f}(\underline{x}, \theta_f^*)\right) + \left(\hat{g}(\underline{x}, \theta_g) - \hat{g}(\underline{x}, \theta_g^*)\right) u_c + \omega\right] \tag{III.26}$$

Si $\hat{f}$ et $\hat{g}$ sont remplacés par(III.6) et (III.7), respectivement, (III.26) peut être réécrite de la façon suivante :

$$\dot{e} = A_c e - B_c g(\underline{x}) u_s + B_c \omega + B_c \left[\phi_f^T \xi(\underline{x}) + \phi_g^T \xi(\underline{x}) u_c\right] \tag{III.27}$$

avec, $\phi_f = \theta_f - \theta_f^*$, $\phi_g = \theta_g - \theta_g^*$ et $\xi(\underline{x})$ est la fonction floue de base.

Soit la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} e^T P e + \frac{1}{2\gamma_1} \phi_f^T \phi_f + \frac{1}{2\gamma_2} \phi_g^T \phi_g \tag{III.28}$$

Où, γ_1 et γ_2 sont des constantes positives.

En utilisant (III.27) et (III.12), la dérivée de V par rapport au temps est:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e^T Q e - g(\underline{x}) e^T P B_c u_s + e^T P B_c \omega + \frac{1}{\gamma_1} \phi_f^T \left(\dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T P B_c \xi(\underline{x})\right)$$
$$+ \frac{1}{\gamma_2} \phi_g^T \left(\dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T P B_c \xi(\underline{x}) u_c\right) \tag{III.29}$$

Où $\dot{\phi}_f = \dot{\theta}_f$, $\dot{\phi}_g = \dot{\theta}_g$.

De (III.19) et $g(\underline{x}) > 0$,implique que $g(\underline{x}) e^T P B_c u_s \geq 0$, les lois d'adaptation sont choisi comme suite :

$$\dot{\theta}_f = -\gamma_1 e^T P B_c \xi(\underline{x}) \tag{III.30}$$

$$\dot{\theta}_g = -\gamma_2 e^T P B_c \xi(\underline{x}) u_c \tag{III.31}$$

De (III.29) il est obtenu que :

$$\dot{V} \le -\frac{1}{2}e^T Qe + e^T PB_c\omega \qquad \text{(III.32)}$$

Le terme $e^T PB_c\omega$ est d'ordre de l'erreur minimale de l'approximation. Puisque les systèmes flous sont des approximations universelles, ω est petit, sinon égale à zéro. Ce qui permet de conclure que la loi de commande synthétisée garantit la stabilité du système au sens de Lyapunov ($\dot{V} \le 0$).

Le problème final est de savoir comment contraindre θ_f et θ_g dans les ensembles Ω_f (III.23) et Ω_g (III.24) respectivement. Si $\theta_f \in \Omega_f$ et $\theta_g \in \Omega_g$ sont gardés, alors u_c (III.8) et u_s (III.19) seront bornées parce que dans ce cas $\hat{f}$ est bornée et $\hat{g} > 0$, et rappelant que e est bornée grâce à la commande de supervision u_s.

Le schéma de la commande proposée est donné dans la figure (III.1).

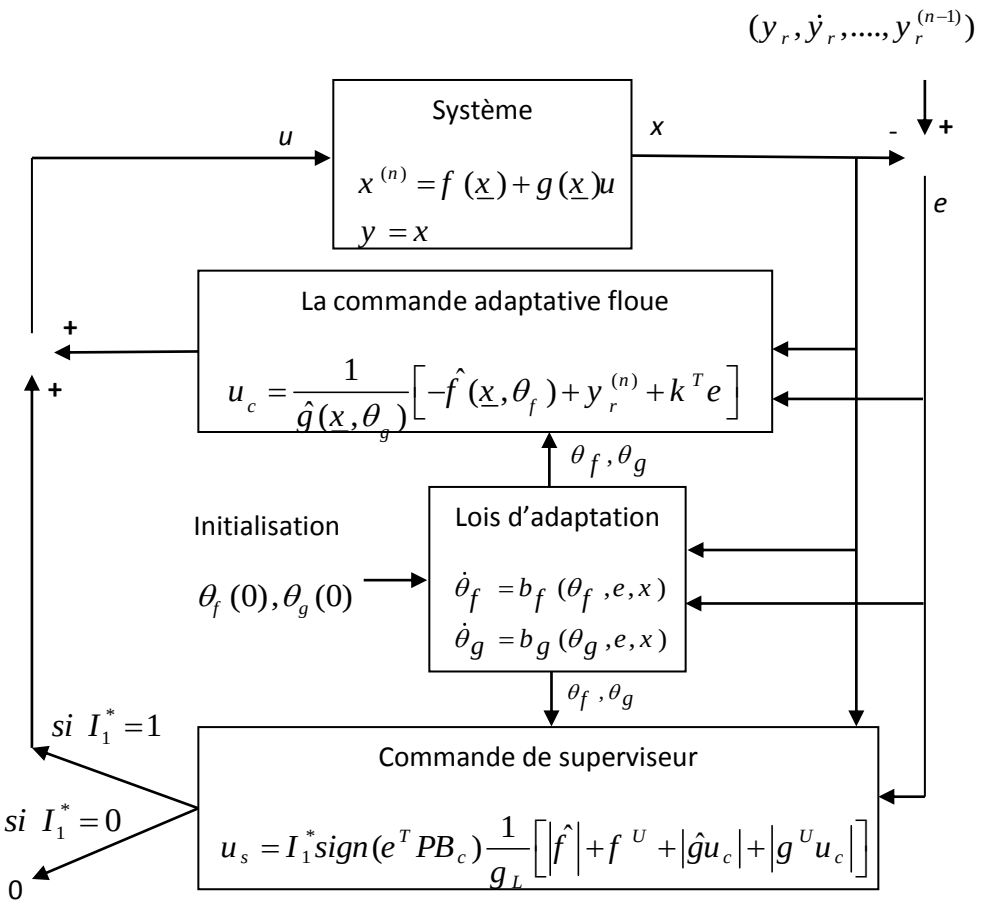


Figure (III.1) : Schéma général de la commande proposée.

III.3.1 Résultats de simulation

Pour illustrer les performances de cette approche de commande proposée, nous considérons la commande en poursuite d'un pendule inversé présenté dans la figure(III.2).

Soit $x_1 = \theta$ est la position angulaire du pendule inversé et $x_2 = \dot{\theta}$ sa vitesse angulaire.Son modèle dynamique est donné par [4,13]:

$$\begin{cases} \dot{x_1} = x_2 \\ \dot{x_2} = \dfrac{mlx_2 \sin x_1 \cos x_1 - (M+m) g_a \sin x_1}{ml\cos^2 x_1 - \frac{4}{3} l(M+m)} + \dfrac{-\cos x_1}{ml\cos^2 x_1 - \frac{4}{3} l(M+m)} u \\ y = x_1 \end{cases} \quad \text{(III.33)}$$

Où g_a est l'accélération due à la pesanteur, M est la masse du chariot, m est la masse du pendule, l est la demi-longueur du pendule et u est la force appliquée.

Les valeurs numériques de pendule sont choisissons comme suite: $M = 1kg$, $m = 0.1kg$, $l = 0.5m$ et $g_a = 9.8 m/s^2$.

L'équation (III.33) peut être réécrite comme suit:

$$\begin{bmatrix} \dot{x_1} \\ \dot{x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \left(f(\underline{x}) + g(\underline{x}) u + d(t) \right),$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad \text{(III.34)}$$

Où

$$f(\underline{x}) = \frac{mlx_2 \sin x_1 \cos x_1 - (M+m) g_a \sin x_1}{ml \cos^2 x_1 - \frac{4}{3} l (M+m)},$$

$$g(\underline{x}) = \frac{-\cos x_1}{ml \cos^2 x_1 - \frac{4}{3} l (M+m)}.$$

et *d(t)*représente des perturbations externes.

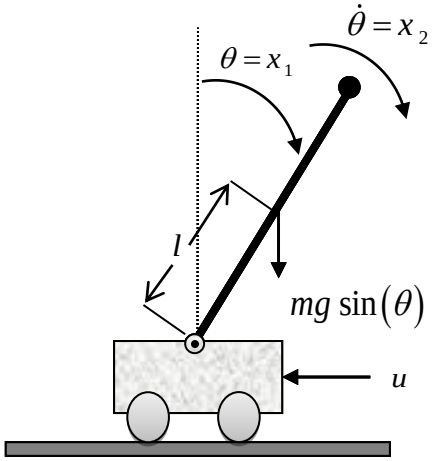


Figure (III.2) : Système du pendule inversé.

L'objectif de la commande est de forcer la sortie du système à suivre la référence $y_r = (\pi/30)\sin(t)$ (autres choix sont possibles).les fonctions f et g sont totalement inconnues.

Le vecteur de gain par retour d'état est choisi comme suit : $k = [2,1]$ (de telle sorte que $s^2 + k_1 s + k_2$ soit stable) et $Q = diag(10,10)$, alors la solution de l'équation de Lyapunov est $P = [15\ 5; 5\ 5]$.

Pour appliquer la commande proposée à ce système, il faut déterminer les limites f^U, g^U et g_L.

$$|f(\underline{x})| = \left| \frac{g\sin(x_1) - \frac{mlx_2^2\cos(x_1)\sin(x_1)}{M+m}}{l(\frac{4}{3} - \frac{m\cos^2(x_1)}{M+m})} \right|$$

$$\leq \frac{9.8 + \frac{0.025}{1.1}x_2^2}{\frac{2}{3} - \frac{0.05}{1.1}} = 15.78 + 0.036x_2^2 = f^U(\underline{x}).$$

$$|g(\underline{x})| = \left| \frac{\cos(x_1)\frac{1}{M+m}}{l\left(\frac{4}{3} - \frac{m\cos^2(x_1)}{M+m}\right)} \right|$$

$$\leq \frac{1}{1.1\left(\frac{2}{3} - \frac{0.05}{1.1}\right)} = 1.46 = g^U(\underline{x}).$$

Si $|x_1| \leq (\pi/6)$, alors,

$$|g(\underline{x})| \geq \frac{\cos(\pi/6)}{1.1\left(\frac{2}{3} + \frac{0.05}{1.1}\cos^2(\pi/6)\right)} = 1.12 = g_L(\underline{x}).$$

Les paramètres de conception sont choisis comme suit: $M_f = 16$, $M_g = 1.6$, $\varepsilon = 0.7$, $\gamma_1 = 50$, $\gamma_2 = 1$ et $\bar{V} = 0.267$.

Chacune des fonctions $f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$ est représentée par un système flou, et chaque système flou a comme entrée x_1 et x_2.bien que $g(\underline{x})$ est fonction seulement de x_1, le système flou est utilisé avec les entrées x_1 et x_2 car la forme de la fonction est inconnue. Pour chaque variable d'entrée, on définit cinq fonctions d'appartenance de type gaussienne comme suite :

$\mu_{F_i^l}(x_i) = \exp\left[-\left(\frac{x_i - \bar{x}}{\pi/24}\right)^2\right]$, $i = 1,2$, $l = 1,..,5$, $\bar{x}$ choisi sur l'intervalle $[-\pi/4, \pi/4]$.

Où, chaque système flou a une base de règle de 25 règles.

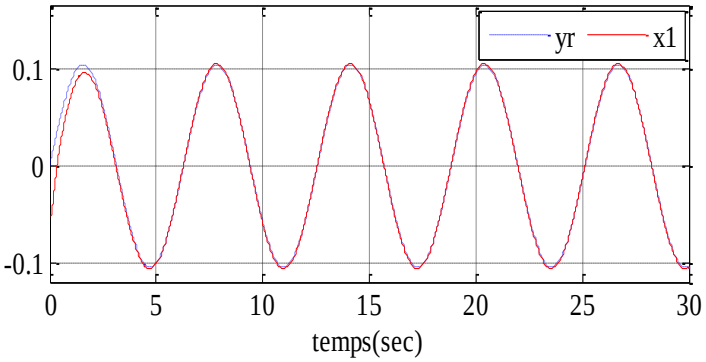
Les conditions initiales sont choisies comme suit :

$\underline{x}(0) = [x_1(0), x_2(0)]^T = [-\pi/60, 0]^T$ et $\theta_i(0), i = 1,2$, choisi dans l'intervalle $[0.5,1]$.

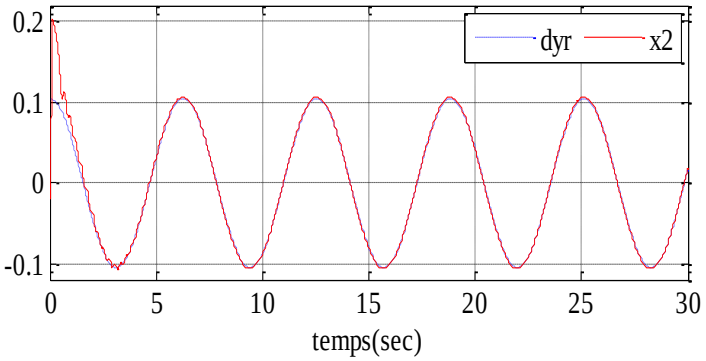
Les figures (III.3) -(III.4) illustrent respectivement les résultats de simulation de la commande adaptative floue

- Sans perturbation *d(t)*=0.

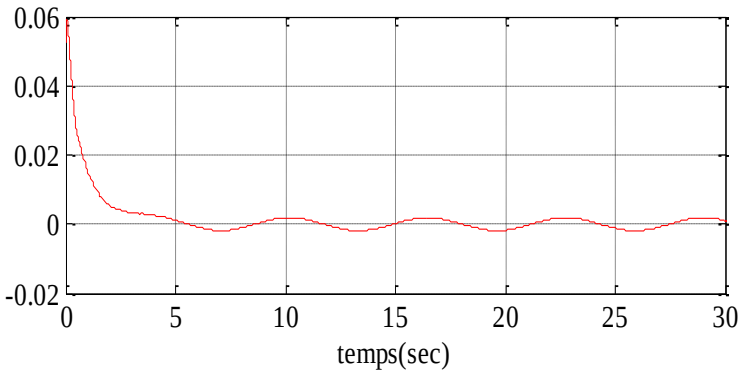
(a) la sortie du système



(b)l'état x_2



(c) l'erreur de lapoursuitee_1



(e) signal de commande

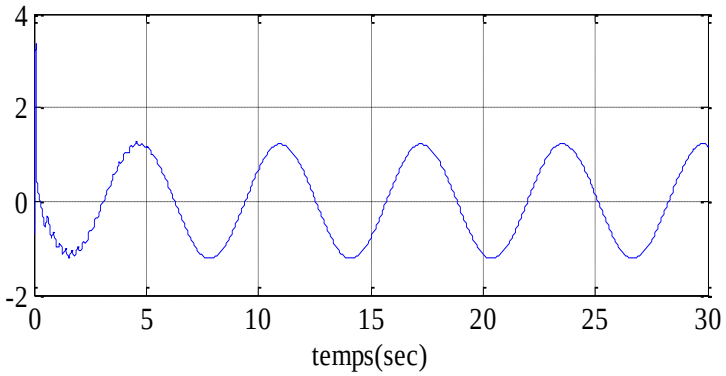
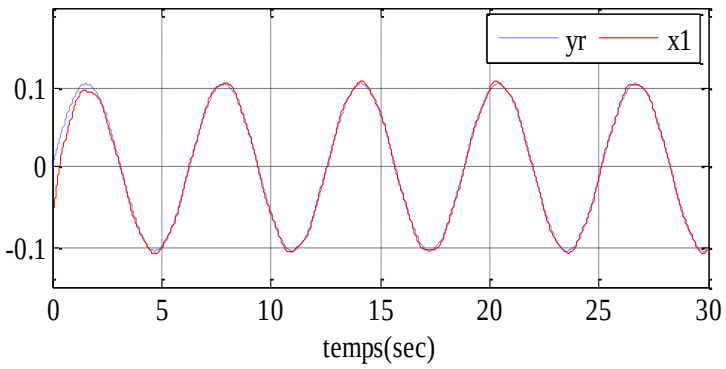


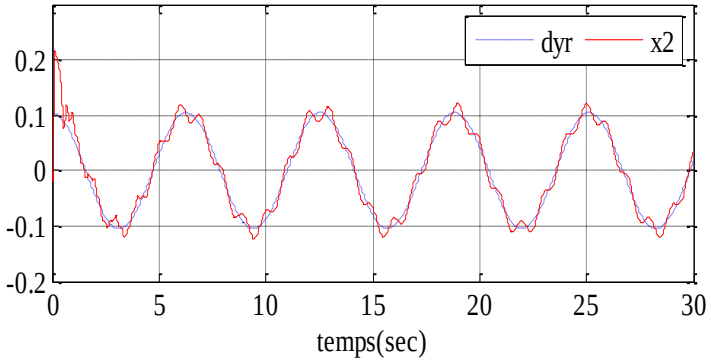
Figure (III.3) : Résultats de simulation de l'exemple 1sans perturbation.

- avec une perturbation de $d(t) = 1.5\sin(2\pi t)$.

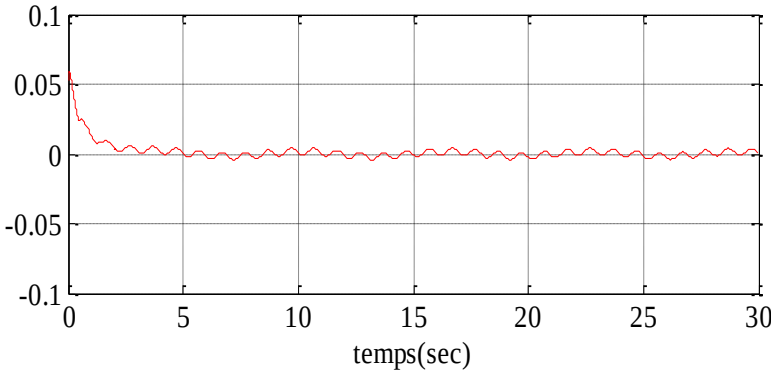
(a)la sortie du système



(b) l'état x_2



(c) l'erreur de la poursuitee_1



(e) signal de la commande

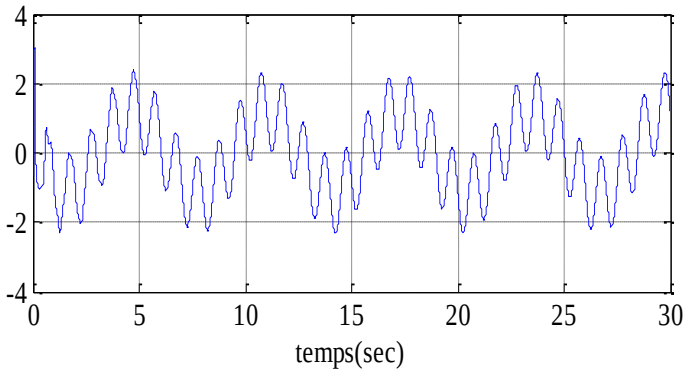


Figure (III.4) : Résultats de simulation de l'exemple 1 avec une perturbation de signal sinusoïdale.

Commentaires sur les résultats

- D'après la figure (III.3) , le résultat pour une poursuite de la consigne $y_r = (\pi/30)\sin(t)$ révèle une bonne performance.
- tous les signaux dans le système en boucle fermé sont bornés, notant que l'erreur de poursuite tend vers zéro.
- la figure (III.4) montre les résultats de simulation en présence des perturbations externes, le système continue de poursuive la trajectoire désirée avec précision.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un schéma de commande adaptative floue est proposé pour une classe de systèmes SISO non linéaires. Les systèmes flous ont été utilisés pour approcher en ligne la dynamique inconnue englobant toutes les non linéarités du système. Dans ce schéma, une loi de commande adaptative, avec ces lois d'adaptation paramétrique, augmentée d'un terme de commande robuste (superviseur) est proposée. Le terme sert à la compensation des erreurs de reconstruction. Ce schéma utilise un algorithme de projection. Ce dernier permet de forcer les paramètres estimés à rester dans une région prédéfinie par l'utilisateur. Cependant, en pratique, la détermination de telle région n'est pas une tâche facile. Notons que,la direction de commande dans ce schéma est supposée connue, cette hypothèse n'est pas réaliste dans le cas général. La commande développée garantit la bornitude de tous les signaux de la boucle fermée et la convergence de l'erreur de poursuite. Les résultats de la simulation montrent les bonnes performances de poursuite de ces méthodes.

Conclusion générale

La logique floue comptée parmi les techniques modernes, cette dernière a prouvé son efficacité dans la commande de plusieurs systèmes non linéaires.
L'application de la commande floue à un système non linéaire, sans prendre en compte les perturbations, a donné de résultants satisfaisants dans plusieurs travaux, mais elle reste encore incapable d'être une commande robuste face aux perturbations, ou bien au changement des paramètres du système. Pour garantir que le système soit stable (dans un problème de régulation ou un problème poursuite) malgré le changement des paramètres du système, on a utilisé la commande adaptative par mode glissant, qui se base sur la génération des lois d'adaptation utilisant la synthèse de Lyapunov.

Ce mémoire présente d'abord une commande adaptative par modes glissants d'une classe de systèmes non linéaires dont on connait le gain nominal de la commande.

Au niveau de la robustesse, nous avons utilisé une surface de glissement non linéaire d'ordre supérieur pour réduire les sollicitations au démarrage tout en maintenant une convergence rapide vers zéro. Un exemple de simulations à été présenté pour valider l'approche et montrer son efficacité.

Pour améliorer la robustesse du système bouclé, nous avons présenté, dans le chapitre 2, une nouvelle commande adaptative floue. Nous avons utilisé un système flou pour prendre en compte les incertitudes négligées dans le cas d'un système flou classique, et ainsi améliorer l'approximation. Le deuxième aspect concerne la surface de glissement dont l'expression a été modifiée de telle sorte que le système soit sur cette surface dès l'instant initial. Ceci permet d'éliminer la phase d'approche et ainsi rendre le système insensible aux perturbations et remédier à la contrainte de connaitre leurs bornes supérieures rencontrées dans le cas du mode glissant classique. Des simulations ainsi qu'une étude comparative ont été présentées pour mieux illustrer les améliorations apportées par cette approche.

Au niveau de la loi de commande adaptative floue par modes glissants aux systèmes d'ordre n mono sera étudiée. Par ailleurs, une étude approfondie pour l'introduction d'un algorithme d'activation dynamique des règles est en cours de réalisation. Cet algorithme permettra de réduire le nombre de règles activées et ainsi le temps de calcul.

Ces approches une fois complètement validées seront appliquées à la commande d'un système de pendule inversé.

On peut citer comme perspectives :

- L'utilisation de la logique floue type-2, afin d'avoir une estimation paramétrique plus fine.
- Incorporation de la commande optimale en vue de répandre aux plusieurs indices de performance.
- Application sur les systèmes multi-variables.

Références bibliographique

[1] R. Boukezzoula, S. Galichet et L. Foulloy, Fuzzy Nonlinear Adaptive Internal Model Control, Part I: Fuzzy Model Identification, *Proc. of the European Control Conference*, (ECC'99),Germany, 1999.

[2] A. Isodori, *Nonlinear control systems II*, Springer-verlag, 1999.

[3] H.K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice Hall, 1996.

[4] Takagi T. et M. Sugeno, Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control, *IEEE Trans. on Man, and Cyber.*, pp. 116-132, 1985.

[5] L.X. Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control Design and Stability: Analysis.* Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1994.

[6] T.M. Guerra, L. Vermeiren, Control laws for Takagi-Sugeno fuzzy models, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 120, no.1, 2001.

[7] A. Hamzaoui, N. Essounbouli et J. Zaytoon, Fuzzy Sliding Mode Control for Uncertain SISO Systems, *IFAC Conf. on Intelligent Control Systems and Signal Processing (ICONS'03)*, pp. 233-238, Faro (Portugal), 2003.

[8] S. Labiod, M.S. Boucherit et T.M. Guerra, Adaptive fuzzy control of a class of MIMO nonlinear systems, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 151, no. 1, pp. 59-77, 2005.

[9] F. Liu, M. Farza, et M. M'Saad, Non-linear observers for state and unknown inputs estimation, *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 2, no. 1, pp. 33-48, 2007.

[10] A. Boulkroune, M. Tadjine, M. M'Saad et M. Farza, A unified approach for design of indirect adaptive output-feedback fuzzy controller, *International Journal of Intelligent Systems Technologies and Applications*, vol. 5, no. 1-2, pp. 83-103, 2008.

[11] V.I. Utkin, Variable structure systems with sliding modes, *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 22, pp. 212-222, 1977.

[12] J.-J. E. Slotine, Sliding controller design for nonlinear systems, *Int. J. Control*, vol. 40, no.2, pp. 421-434, 1984.

[13] W. Perruquetti et J. P. Barbot, *Sliding Mode Control in Engineering*, Marcel Dekker, 2002.

[14] J.-J. E. Slotine et W. Li, *Applied nonlinear control*, Prentice Hall, N.J., 1991.

[15] G. Bartolini, A Ferrara et E. Usai, Chattering Avoidance by Second Order Sliding Mode control. *IEEE transactions on Automatic Control*, vol. 43, no. 2, pp. 241-246, 1998.

[16] W.-S. Lin et C.-S. Chen, Robust adaptive sliding mode control using fuzzy modelling for aclass of uncertain MIMO nonlinear systems, IEE Proc. Control Theory and Applications, vol. 149, no. 3, pp. 193-201, 2002.

[17] L.-X. Wang, *A Course in Fuzzy Systems and Control*, Prentice Hall, 1997.

[18] B. Yoo et W. Ham, Adaptive fuzzy sliding mode control of nonlinear system, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 6, no. 2, pp. 315-321, 1998.

[19] R. Boukezzoula, *Commande floue d'une classe de systèmes non linéaires : application au problème de suivi de trajectoire*, Thèse de Doctorat, Université de Savoie, 2000.

[20] N. Manamanni, A. Hamzaoui et N. Essounbouli, Sliding mode control with adaptive fuzzy approximator for MIMO uncertain systems, *European Control Conference, ECC'03*, Cambridge (UK), 2003.
[21] Frédéric Nollet, *Lois de commande par modes glissants du moteur pas a pas*, Ecole centrale de Lille, 2008.
[22] L.-X. Wang, *A Course in Fuzzy Systems and Control*, Prentice Hall, 1997.
[23] C.F. Hsu, T.-T. Lee, C.-M. Lin et L.-Y. Chen, Robust neuro-fuzzy controller design via sliding-mode approach, *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, Budapest (Hongrie), vol.2, pp. 917- 922, 2004.
[24] K. Khettab. Commande adaptative floue des systèmes non linéaires par la méthode de backstepping utilisant le mode glissant. Mémoire de Magister, Université de Ferhat Abbas - Sétif, 2005.