



**UNIVERSITE DE REIMS
CHAMPAGNE-ARDENNE**

Thèse

Présentée pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Reims Champagne Ardenne

Spécialité

**GENIE INFORMATIQUE, AUTOMATIQUE ET
TRAITEMENT DU SIGNAL**

par

Ayman HUSSAIN

**CONTRIBUTION A LA COMMANDE
ADAPTATIVE ROBUSTE PAR MODES GLISSANTS**

Soutenue le 02 décembre 2009 devant le jury

A. EL HAJJAJI	Professeur à l'Université de Picardie, Amiens	Rapporteur
M. M'SAAD	Professeur à l'ENSI, Caen	Rapporteur
T.-M GUERRA	Professeur à l'UVHC, Valenciennes	Examineur
A. HAMZAOUI	Professeur à l'IUT de Troyes	Co-Directeur de Thèse
N. ESSOUNBOULI	Maître de conférences à l'IUT de Troyes	Examineur
J. ZAYTOON	Professeur à l'URCA, Reims	Directeur de Thèse

A

La mémoire de mon père, il aurait été si fière

Ma mère, ma source de bénédiction

Mes frères et sœurs

Mes amis et collègues

Mes professeurs

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué, à l'Institut Universitaire de Technologie de Troyes (IUT), au sein du laboratoire du Centre de Recherche en Sciences et Techniques de l'Information et de la Communication (CReSTIC), de l'université de Reims Champagne Ardenne (URCA).

Je tiens à exprimer d'abord ma reconnaissance au Professeur Janan ZAYTOON, en tant que directeur du CReSTIC de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire, et en tant que directeur de thèse pour son soutien scientifique et humain ainsi que la confiance qu'il m'a témoigné tout au long de ce travail de recherche.

Je remercie sincèrement Monsieur Abdelaziz HAMZAOU, Directeur et Professeur à l'IUT de Troyes et Monsieur Najib ESSOUNBOULI, Maître de conférences à l'IUT de Troyes, pour avoir co-dirigé ce travail et pour leurs nombreux conseils ainsi que leur soutien tout au long de cette thèse.

Mes profonds remerciements à Monsieur Ahmed El HAJJAJI, Professeur à l'Université de Picardie, et à Monsieur Mohammed M'SAAD, Professeur à l'Université de Caen Basse-Normandie, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger mon travail et d'être les rapporteurs de cette thèse.

Je tiens également à remercier Monsieur Thierry-marie GUERRA, Professeur à l'Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis (UVHC), pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de l'examiner.

Je remercie très chaleureusement Monsieur Frédéric NOLLET, Maître de conférences à l'IUT de Troyes, pour ses conseils et toute l'aide qu'il a pu m'apporter durant cette thèse.

Enfin, je ne saurais terminer ces remerciements sans oublier toute ma famille, sans exception, ainsi que tous mes amis et collègues du laboratoire.

Le sommaire

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Approximateurs Intelligents	
I.1. Introduction	4
I.2. Généralités sur la logique floue type-1	7
I.2.1. Fuzzification.....	8
I.2.2. Inférence	9
I.2.3. Défuzzification	10
I.3. Généralités sur la logique floue type-2	10
I.3.1. Fuzzification	12
I.3.2. Inférence	14
I.3.3. Défuzzification	15
I.4. Généralités sur les Réseaux de Neurones et les Réseaux d'ondelettes.	17
I.4.1. Réseaux d'ondelettes.....	18
I.4.2. Réseaux Issus de la Transformée Continue en Ondelettes.....	18
I.4.3. La structure de Réseaux d'ondelettes utilisée.	19
I.5. Conclusion	20
Chapitre 2 : Commandes Adaptatives Robustes par Modes Glissants	
II.1. Introduction.....	22
II.2. Contexte et formulation	24
II.3. Commande par modes glissants	26

II.4.	Commande adaptative robuste	28
II.4.1.	Commande adaptative avec un réseau d'ondelettes.....	28
II.4.2.	Simulation et résultats	34
II.5.	Commande adaptative avec un réseau d'ondelettes flou.....	38
II.5.1.	Cas d'un système mono-entrée mono-sortie d'ordre 2.....	38
II.5.2.	Cas d'un système mono-entrée mono-sortie d'ordre n	42
II.5.3.	Cas d'un système multi-entrées multi-sorties d'ordre n.....	44
II.5.4.	Procédure de mise en oeuvre :.....	54
II.6.	Simulation et résultats.....	55
II.6.1.	Cas d'un système mono-entrée mono-sortie d'ordre n	55
II.6.2.	Cas d'un système multi-entrées multi-sorties d'ordre n	61
II.7.	Conclusion.....	67
 Chapitre 3 : Commande Adaptative Floue Type-2		
III.1.	Introduction	69
III.2.	contexte et formulation du problème	70
III.3.	Mise en œuvre de la loi de commande	73
III.4.	Simulations et résultats.....	76
III.4.1.	Exemple 1 : système masse ressort :.....	76
III.4.2.	Exemple 2 : bars de robot	79
III.5.	Conclusion	81
 Chapitre 4 : Validation Expérimentale		
IV.1.	Introduction.....	82
IV.2.	Banc d'essais	82
IV.3.	Résultats expérimentaux.....	84
IV.3.1.	Résultats expérimentaux de la commande (2-43)	84
IV.3.1.1.	Essai à vide.	85

IV.3.1.2. Essai avec une charge.	87
IV.3.2. Résultats expérimentaux de la commande (3-22)	89
IV.3.2.1. Essai avec une charge.	89
IV.3.2.2. Position initiale $y(0) = -2.4$ rad.....	92
IV.3.2.3. Position initiale $y(0) = 9.4$ rad.....	93
IV.3.2.4. Test de robustesse.....	94
IV.4. Conclusion.....	95
Conclusion générale.....	96
Annexe : Banc d'Essais	
A.1. Module dSPACE DS1104	98
A.2. Amplificateur de tension.....	99
A.3. Capteur de position.....	99
A.4. Motoréducteur	100
A.4.1. Mise en équations du système	102
A.4.2. Modélisation du motoréducteur sous Simulink.....	104
A.5. MATLAB Simulink.....	105
A.6. ControlDesk.....	107

INTRODUCTION GENERALE

La linéarisation entrée-sortie a été très utilisée en automatique non linéaire pour trouver une relation directe entre la sortie du système et son entrée afin de mettre œuvre une loi de commande [Kha, 96], [Iso, 99], [Haj, 01]. 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, soit par un réseau de neurones ou un réseau d'ondelettes [Tak, 85], [Wan, 94], [Nar, 90], [Nor, 98], [Del, 95], [Che, 98], [Gue, 01], [Ham, 03b], [Haj, 05], [Lab, 05], [Ess, 06], [Liu, 07], [Bou, 08]. 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 [Utk, 77], [Slo, 84], [Per, 02]. 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 [Slo, 91], [Bar, 98], [Lin-02], [Wan, 97], [Yoo,98], [Bou, 00], [Man, 03], [Nol, 06]. 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) [Wan, 97], [Yoo,98], [Man, 03], [Hsu, 04]. Cependant quelques problèmes sur la convergence de l'algorithme adaptatif et les conditions de stabilité 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 [Slo, 91]. 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 [Lin, 02].

Cette thèse contribue à l'élaboration d'une famille de lois de commande adaptative robuste basée sur le mode glissant pour une classe de systèmes non linéaires incertains et perturbés. Ainsi, nous allons d'abord proposer une commande où une connaissance partielle de la dynamique du système est disponible. Les non linéarités inconnues sont approximées par un réseau d'ondelettes. Ensuite, nous allons utiliser un réseau d'ondelettes flou, combinant les avantages des ondelettes et de la logique floue, comme approximateur pour traiter le cas où aucune connaissance n'est disponible. Pour les deux approches, la robustification est assurée à l'aide du mode glissant où nous avons proposé une surface non linéaire. Ce choix permet d'avoir un compromis entre les sollicitations au démarrage et le temps de réponse. Pour les deux approches, les lois d'adaptation sont déduites de l'étude de stabilité. Pour améliorer l'approximation et la robustesse, nous proposons une nouvelle loi de commande. Il s'agit d'utiliser un système flou de type-2 afin de prendre en compte les différentes incertitudes négligées dans le cas d'un système flou classique, et ainsi d'obtenir une meilleure approximation. Au niveau de la robustesse, nous proposons une nouvelle surface de glissement permettant de supprimer la phase d'approche. Les trois approches sont validées d'abord par simulation puis sur un banc d'essais.

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 quatre chapitres :

Dans **le chapitre 1**, nous présentons un aperçu sur deux approximateurs utilisés en automatique : système flou (type-1 et type-2) et le réseau d'ondelettes. Nous abordons quelques concepts de base ainsi que leurs structures générales.

Dans **le chapitre 2**, nous synthétisons deux commandes adaptatives par modes glissants. On utilisera d'abord un réseau d'ondelettes comme approximateur [Hus, 08a] puis un réseau d'ondelettes flou [Hus, 07b]. 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. Dans les deux cas, des résultats de simulation avec une étude comparative sont présentés pour illustrer les performances des approches proposées. L'extension aux systèmes mono-entrée mono-sortie et multi-entrées multi-sorties d'ordre n est également présentée [Hus, 08b].

Dans **le chapitre 3**, nous allons présenter une nouvelle loi de commande adaptative floue par mode glissant utilisant un système flou de type-2 [Hus, 08c]. Ce dernier est utilisé pour prendre en compte les incertitudes qu'un système flou de type-1 ne peut exploiter. De plus, nous avons utilisé une nouvelle surface de glissement afin de supprimer la phase d'approche et d'entamer la phase de glissement dès l'instant initial. Ceci nous permet d'augmenter l'insensibilité du système bouclé vis-à-vis des perturbations externes et d'améliorer son comportement dynamique. La stabilité globale du système bouclé est étudiée à l'aide de la théorie de Lyapunov. Des simulations ainsi qu'une comparaison sont présentées pour illustrer l'apport de cette approche.

Enfin, **le chapitre 4** sera consacré à la validation en temps réel des commandes proposées dans les chapitres précédents sur un banc d'essais. Plusieurs tests ont été effectués pour mettre en évidence les performances de poursuite assurées par les approches proposées.

Chapitre 1

Approximateurs Intelligents

I.1. Introduction

Contrairement à l'automatique linéaire, l'automatique non linéaire ne dispose pas de solutions universelles ni pour l'analyse des systèmes ni pour la conception de leurs contrôleurs. L'analyse et la commande de ces systèmes ne sont pas toujours des tâches faciles. La plupart des travaux dans la littérature proposent des approches qui sont, généralement, limitées à des formes bien particulières de systèmes [Slo, 91], [Kha, 96], [Cha, 00], [Cha, 01], [Han, 04]. De plus, les performances assurées sont, souvent, au prix de la complexité du schéma de commande et du développement théorique utilisé.

L'expression qui représente, par des équations, les relations entre les entrées et les sorties du processus est appelée modèle mathématique. Si ces équations sont algébriques, le modèle est dit statique et si elles sont différentielles ou aux différences récurrentes, le modèle est dit dynamique, respectivement à temps continu ou à temps discret. Généralement, un modèle peut être utilisé pour :

1. simuler un processus : à des fins pédagogiques, de détection d'anomalies de fonctionnement, de diagnostic de pannes, de conception assistée par ordinateur, etc.
2. effectuer la synthèse d'une loi de commande ou pour être incorporé dans un dispositif de commande.

Il est clair que la plupart des processus que l'on peut rencontrer nécessiteraient des modèles non linéaires s'il fallait les décrire de manière précise dans la totalité de leur domaine de fonctionnement : la majorité des modèles linéaires constitue des approximations valables dans un domaine plus ou moins restreint. Il est donc important de pouvoir élaborer un modèle non linéaire pour rendre compte du comportement d'un processus, non seulement autour de ses points de fonctionnement habituels, mais également lors des passages d'un point de fonctionnement à un autre.

En automatique, la majorité des approches de la commande non linéaire exige la disponibilité d'un modèle mathématique du système et ceci n'est pas toujours réalisable à cause de l'imprécision et l'incertitude liées aux paramètres mal connus, difficilement identifiables et des dynamiques négligées. D'autre part, les performances assurées seront directement liées à l'exactitude du modèle utilisé. Par conséquent, les automaticiens sont confrontés au problème de définir un modèle mathématique précis sachant que les systèmes deviennent de plus en plus complexes, les méthodes de modélisation traditionnelles s'avèrent souvent incapables de

représenter le comportement global d'un système. L'utilisation des contrôleurs basés sur l'expertise humaine peut être une alternative à la commande de ce type de systèmes. Ils présentent l'avantage de tolérer l'incertitude du modèle et compensent son effet. Parmi ces approches, nous distinguons celles utilisant la logique floue qui permet la commande des systèmes en exploitant les informations linguistiques pour la modélisation ainsi que la loi de commande [Haj, 05], [Pag, 05]. Les incertitudes, les non linéarités négligées et les différentes contraintes imposées sur la modélisation du processus peuvent être aussi compensées par les contrôleurs flous avec l'obtention de meilleures performances [Kol, 04], [Gue, 05], [Hus, 06]. Ces contrôleurs ont connu beaucoup de succès et devenus un sujet principal dans le domaine de la recherche des systèmes intelligents [Li, 96], [Car, 00], [Dio, 03], [Gue, 04], [Li, 05], [Eke, 06], [Hus, 07a], [Sal, 08].

Les paramètres mal connus ou les dynamiques négligées par une modélisation simplifiée peuvent influencer sur la stabilité du système, alors que l'effet de celles-ci peut être compensé par un contrôleur basé sur l'intelligence artificielle comme le réseau d'ondelettes ou la logique floue (type-1 et type-2).

Un contrôleur flou peut avoir plusieurs structures, parmi lesquelles celles qui sont similaires aux contrôleurs classiques. L'existence de cette analogie entre les deux structures permet d'exploiter le support théorique des approches classiques, et de trouver des méthodes, plus ou moins, systématiques pour la conception du contrôleur flou et le réglage de ses paramètres. En effet, l'analogie avec le contrôle adaptatif (direct ou indirect) peut être utilisée pour la synthèse du contrôleur flou [Wah, 07], [Wan, 07], [Qi, 08], [Pha, 08]. En exploitant la robustesse de la commande à structure variable, il a été prouvé dans [Hus, 07b], que le contrôleur flou peut être intégré avec la commande par modes glissants et que le critère de Lyapunov peut être utilisé pour l'analyse de stabilité du système.

Parmi les approches alternatives aux méthodes de modélisation traditionnelles, on trouve les réseaux de neurones et les réseaux d'ondelettes. Les réseaux de neurones ont été représentés mathématiquement pour la première fois grâce à des travaux à connotation biologique dans les années 40. Ils sont devenus maintenant comme des outils mathématiques, indépendamment de toute référence à la biologie. Parmi leurs domaines d'utilisation, on peut citer : la modélisation, la

commande de processus non linéaires et la classification, notamment pour la reconnaissance des formes.

Les principales étapes dans l'évolution de la théorie des réseaux de neurones étaient : de développer un algorithme, pour l'évaluation du gradient de la fonction de coût, appelé algorithme de rétropropagation [Rum, 86], de prouver ses propriétés d'approximateur universel [Hor,89], [Bar, 93], [Hor, 94]. L'une des premières applications dans le domaine de la modélisation non linéaire de processus a été présentée par Narendra [Nar, 90].

Cependant, la représentation d'un modèle d'un système n'est pas unique, ce qui ne permet pas de construire le meilleur réseau. Ceci représente un inconvénient majeur et ne facilite pas l'implémentation des réseaux de neurones dans les commandes en temps réel.

Récemment, les réseaux d'ondelettes ont fait l'objet de plusieurs travaux [Xu, 07], [Bas, 08], [Zek, 08], [Kar, 08]. Cet intérêt est dû au fait que ces réseaux regroupent la capacité des réseaux de neurones dans l'apprentissage à partir du système étudié et ceux des ondelettes dans la décomposition des signaux. Les réseaux d'ondelettes ne permettent pas seulement d'assurer la convergence de l'algorithme mais d'augmenter également sa vitesse [Hsu, 06].

Les fonctions ondelettes trouvent leur origine dans des travaux de mathématiciens depuis les années 1930. L'idée de départ était de construire une transformation, pour l'étude des signaux, plus commode que la transformation de Fourier, notamment pour des signaux de durée finie. Les fonctions ondelettes ont subi une évolution au cours des années : celles dont nous disposons aujourd'hui sont plus complexes que leurs aînées, et possèdent des propriétés intéressantes pour l'approximation de fonctions. En particulier, elles possèdent la propriété d'approximateurs universels, ce qui suggère leur utilisation pour la construction de modèles « boîte noire »¹, la modélisation et la commande non linéaire. La notion de réseaux d'ondelettes existe depuis Pati [Pat, 93] et l'étude de la propriété de parcimonie n'a pas été abordée. L'un des objectifs de ce

¹ Les modèles "boîte noire" sont construits essentiellement sur la base de mesures effectuées sur les entrées et les sorties du processus à modéliser. La modélisation consiste alors à utiliser, pour représenter les relations entre les entrées et les sorties, des équations (algébriques, différentielles, ou récurrentes) paramétrées, et à estimer les paramètres, à partir des mesures disponibles, de manière à obtenir la meilleure précision possible avec le plus petit nombre possible de paramètres ajustables.

mémoire est l'étude de la mise en oeuvre de cette classe de réseaux pour modéliser des processus non linéaires afin de déduire une loi de commande adaptative et non linéaire.

Dans ce qui suit, nous présenterons quelques aspects théoriques de la logique floue de type-1 et de type-2 ainsi que les réseaux d'ondelettes en insistant sur leur utilisation dans l'automatique.

I.2. Généralités sur la logique floue type-1

L'introduction en commande de nouvelles techniques telles que la logique floue, a suscité un intérêt sans cesse croissant depuis quelques décennies. Il suffit de voir les nombreuses applications industrielles qui en découlent et de consulter l'abondante littérature sur le sujet pour s'en convaincre.

L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécision et l'incertitude. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir d'une façon pertinente malgré la nature floue des connaissances disponibles.

Cette logique a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Aussi, le succès de la commande floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques « si ... alors » facilement interprétables.

L'utilisation de la commande floue est particulièrement intéressante lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions.

Les systèmes flous permettent d'exploiter et de manipuler efficacement les informations linguistiques émanant de l'expert humain grâce à un fondement théorique important [Ibr, 04], [Jan, 07]. En plus, le système mis en oeuvre peut être intégré facilement dans une boucle de commande ou d'identification. La structure de base d'un système flou se divise en trois parties principales comme le montre la figure (1-1).

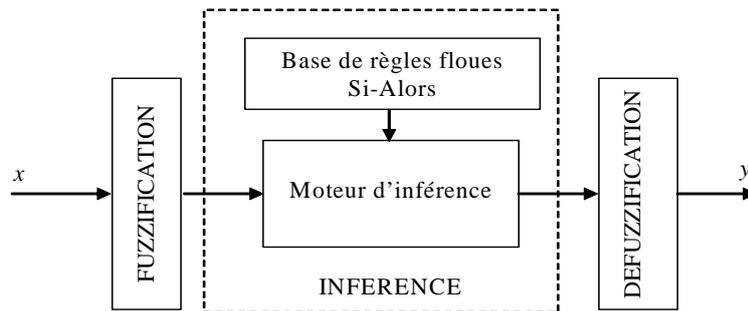


Figure (1-1) : Système flou type-1

I.2.1. Fuzzification

L'entrée x varie dans un domaine appelé univers de discours X , divisé en un nombre fini d'ensembles flous¹ de telle sorte que dans chaque zone il y a une situation dominante. Afin de faciliter le traitement numérique et l'utilisation de ces ensembles, on les décrit par des fonctions convexes dite d'appartenance. Elles admettent comme argument la position de x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction.

Il est à noter qu'il existe une autre forme de fonctions d'appartenance appelée singleton qui est largement utilisée dans les systèmes flous de type Takagi-Sugeno (TS). Cette fonction est définie par : $\mu(x) = 1$ si $x = x_0$ et $\mu(x) = 0, \forall x \neq x_0$ où l'ensemble se limite à un seul élément $E = \{x_0\}$.

La fuzzification proprement dite consiste à définir des fonctions d'appartenances pour les différentes variables linguistiques. Le but est la conversion d'une grandeur physique en une linguistique. Il s'agit d'une projection de la variable physique sur les ensembles flous caractérisant cette variable. Cette opération permet d'avoir une mesure précise sur le degré d'appartenance de la variable d'entrée à chaque ensemble flou. Afin de garantir la couverture uniforme de l'univers de discours et d'éviter les indécisions ou les confusions entre les règles, on doit vérifier les propriétés suivantes :

¹ Un ensemble $E \subset X$ est dit flou, si on peut associer à un élément $x \in X$ un degré de vérité entre « il appartient 100% à E » et « il n'appartient pas à E ».

1. Complémentarité : des ensembles flous E_1, \dots, E_N sont dits complémentaires, si pour tout élément x de l'univers de discours, il existe au moins un ensemble flou $E_{i, 1 \leq i \leq N}$, tel que le degré d'appartenance de x à E_i est non nul.
2. Consistance : des ensembles flous E_1, \dots, E_N sont dits consistants si un élément x vérifie $\mu_{E_i}(x) = 1$ alors, $\mu_{E_j}(x) < 1$ pour tout $j \neq i$.

I.2.2. Inférence

Les connaissances de l'opérateur humain sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles floues de la forme suivante :

$$\text{Si prémisses Alors conclusion} \quad (1-1)$$

où la prémisses est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous.

La partie conclusion peut être une description d'évolution dans le cas d'identification ou une action dans le cas de commande. Les opérateurs flous utilisés dans la partie prémisses sont les conjonctions : "ET", "OU".

L'interprétation de ces conjonctions dépend directement du type du moteur d'inférence adopté [Buh, 94], [Yin, 00]. La relation entre la prémisses et la conclusion "Alors" peut être traduite par le produit ou le minimum.

Dans ce travail, on s'intéressera aux systèmes flous de type Takagi-Sugeno à conclusion constante dont la $j^{\text{ème}}$ règle floue est donnée par :

$$\text{SI } x_1 \text{ est } E_1^j \text{ ET } x_2 \text{ est } E_2^j \text{ ET... ET } x_n \text{ est } E_n^j \text{ ALORS } u_j = c^j \quad (1-2)$$

où x_i ($i = 1, \dots, n$) sont les entrées du système flou, E_i^j est l'ensemble flou correspondant à l'entrée x_i , c^j est un singleton et u_j est la sortie de la $j^{\text{ème}}$ règle. L'opérateur "ET" est interprété par le produit algébrique et "Alors" par le produit.

La sortie du système flou fait intervenir, généralement, plusieurs règles floues. La liaison entre ces règles se fait par l'opérateur "OU", ainsi la conclusion finale u sera :

$$u \text{ est : } u_1 \text{ OU } u_2 \text{ OU } \dots \text{ OU } u_m. \quad (1-3)$$

L'agrégation des règles définie par "OU" est obtenue par la somme algébrique.

I.2.3. Défuzzification

La commande nécessitant un signal précis, il faudra donc transformer la fonction d'appartenance résultante obtenue à la sortie du moteur d'inférence en une valeur précise. Cette opération est appelée défuzzification. Parmi les méthodes utilisées dans la littérature [Buh, 94], [Pas, 98], [Yin, 00], on peut citer :

1. Le centre de gravité
2. La méthode de la hauteur
3. La méthode de la hauteur modifiée
4. La méthode de la valeur maximum
5. La méthode de la moyenne des centres

Dans ce travail, on utilisera le centre de gravité [Pas, 98] qui permet d'exprimer analytiquement la sortie du système flou, de simplifier sa mise en œuvre et de réduire le temps de calcul. Dans ce cas, la sortie du système flou de type Takagi-Sugeno est donnée par :

$$u = \frac{\sum_{j=1}^m c^j \prod_{i=1}^n \mu_i^j}{\sum_{j=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_i^j} \quad (1-4)$$

où n et m sont respectivement le nombre d'entrées et celui de règles floues utilisées.

I.3. Généralités sur la logique floue type-2

Comme il est connu dans la littérature, les systèmes flous sont constitués par des règles. La connaissance utilisée pour construire ces règles est d'une nature incertaine. Cette incertitude mène alors à obtenir des règles dont les prémisses ou les conséquences soient incertaines, ce qui donne des fonctions d'appartenance incertaines. Les systèmes flous type-1 dont les fonctions

d'appartenance sont des ensembles flous type-1, sont incapables de prendre en compte de telles incertitudes de règles. Nous introduisons dans ce qui suit une nouvelle classe de systèmes flous appelée système flou type-2 dans laquelle les valeurs d'appartenance des prémisses ou des conséquences sont elles-mêmes des ensembles flous type-1. Les ensembles flous type-2 sont très efficaces dans les circonstances où il nous est difficile de déterminer exactement les fonctions d'appartenance pour les ensembles flous ; par conséquent, ils sont très efficaces pour l'incorporation des incertitudes.

La théorie des probabilités est utilisée pour modéliser l'incertitude aléatoire, dans laquelle la fonction de distribution de probabilité (fdp) incarne la totalité des informations concernant les incertitudes aléatoires. Dans la plupart des applications pratiques, il est impossible de connaître ou de déterminer la fdp. Ainsi, on est obligé d'admettre le fait qu'une fdp serait complètement caractérisée par l'ensemble de ses moments.

On considère que la sortie d'un système flou type-1 correspond à la valeur moyenne d'une densité de probabilité fdp. Donc, nous devons considérer que le calcul de la défuzzification pour un système flou de type-1 est équivalent au calcul de la moyenne d'une fdp. La variance nous fournit une mesure de dispersion autour de la valeur moyenne, et elle est généralement utilisée pour considérer plus d'informations concernant les incertitudes statistiques. Par conséquent, les systèmes flous ont aussi besoin d'une certaine mesure de dispersion pour leur permettre de tenir compte des incertitudes de règles. La logique floue de type-2 permet d'introduire ces mesures de dispersion.

Dans ce qui suit, nous allons introduire la logique floue type-2, et présenter tous les points clefs de cette technique.

Le concept des ensembles flous type-2 a été introduit par Zadeh [Zad, 75], [Joh, 07] comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelé ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est à dire, la valeur d'appartenance (degré d'appartenance) de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans $[0, 1]$. De tels ensembles peuvent être utilisés dans les situations où nous avons de l'incertitude sur les valeurs d'appartenance elles mêmes. L'incertitude peut être soit dans la forme de la fonction d'appartenance ou dans l'un de ses paramètres.

Considérons la transition des ensembles ordinaires vers les ensembles flous. Lorsque nous ne pouvons pas déterminer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1, on utilise les ensembles flous type-1. Du même, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les

fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans $[0, 1]$, on utilise alors les ensembles flous type-2. Donc, idéalement, nous aurons besoin d'utiliser des ensembles flous type- ∞ pour compléter la représentation de l'incertitude. Bien sur, nous ne pouvons pas réaliser cela pratiquement, parce que nous devons utiliser des ensembles flous de type fini. De ce fait, les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude, alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre.

La structure d'un système flou type-2 est représentée dans la figure (1-2) [Hag, 07]. Nous allons supposer dans cette section que les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences sont de type-2.

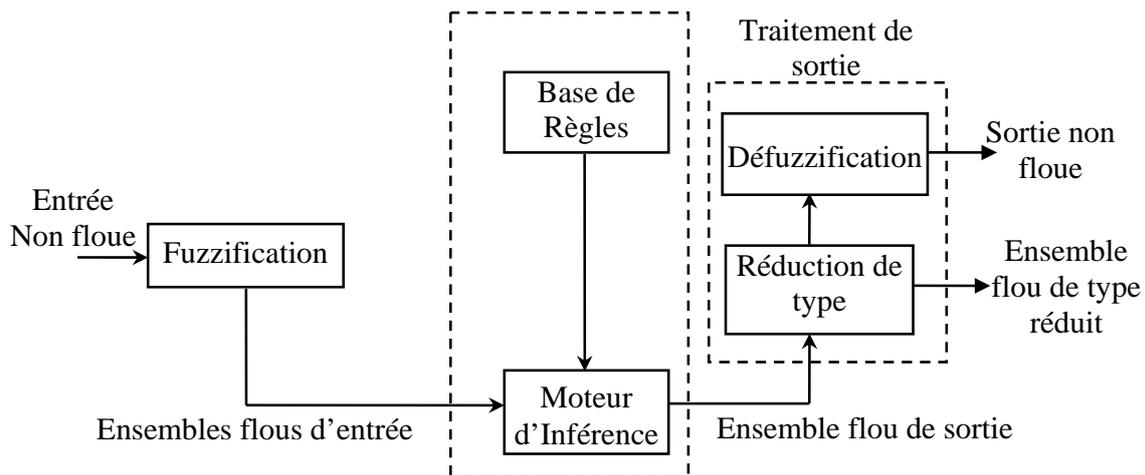


Figure (1-2) : Structure d'un système flou type-2, avec ses deux sorties :

(a) l'ensemble de type réduit (b) la sortie défuzzifiée.

I.3.1. Fuzzification

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, La fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1.

Pour illustrer cet aspect, nous allons considérer une fonction gaussienne avec

1. une incertitude de variance (figure (1-3)).

2. une incertitude de moyenne (figure (1-4)).

Dans notre thèse, seule la fuzzification de type singleton sera utilisée [Ess, 08], en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire. Malgré cela, la fuzzification produit des degrés d'appartenance nombreux.

Afin de faciliter le calcul, nous ne prenons que deux degrés ; le plus grand et le plus petit. Mathématiquement, pour une entrée x nous aurons $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ tel que, $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ sont respectivement la valeur minimale et maximale de l'intervalle d'activation correspondant à l'entrée x . Si nous avons $x = 4$ comme entrée, donc nous aurons $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.05$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.45$ (selon la figure (1-3)) ou $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.29$ et $\overline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = 0.69$ (selon la figure (1-4)).

Les figures (1-3) et (1-4) montrent aussi la construction d'un ensemble flou type-2 à partir d'un ensemble flou type-1.

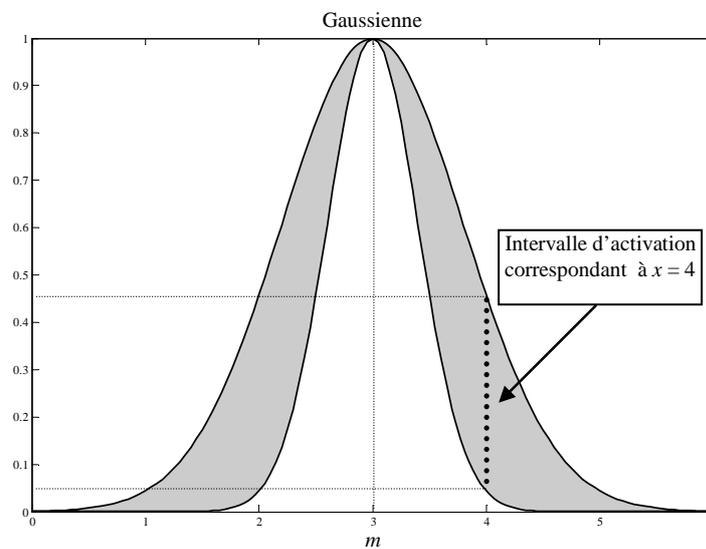


Figure (1-3) : Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de variance appartenant à l'intervalle $[0.05 ; 0.45]$ pour $x=4$.

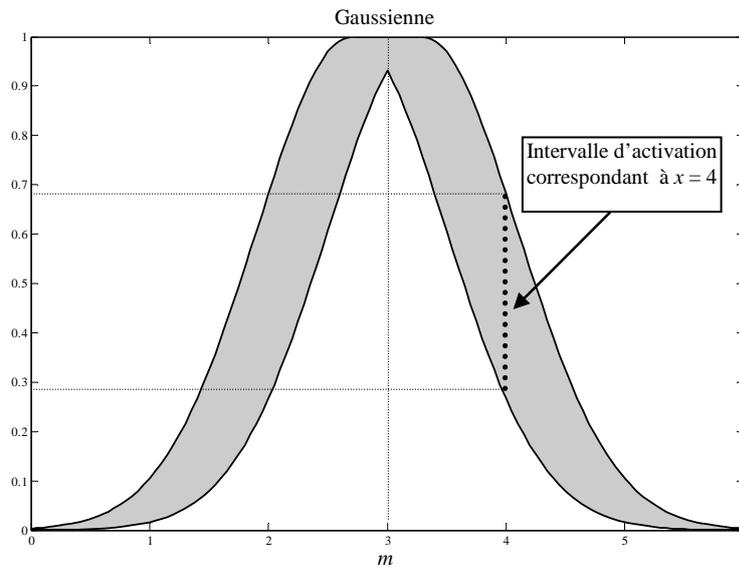


Figure (1-4) : Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de valeur moyenne appartenant à l'intervalle $[0.29 ; 0.69]$ pour $x=4$.

I.3.2. Inférence

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même. La seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, la $j^{\text{ème}}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme [Men, 02], [Cha, 06]:

$$\text{SI } x_1 \text{ est } \tilde{E}_1^j \text{ ET } x_2 \text{ est } \tilde{E}_2^j \text{ ET... ET } x_n \text{ est } \tilde{E}_n^j \text{ ALORS } u_j = \tilde{c}^j \quad (1-5)$$

où x_i ($i=1, \dots, n$) sont les entrées du système flou, \tilde{E}_i^j est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée x_i , \tilde{c}^j est un singleton de type-2 et u_j est la sortie de la $j^{\text{ème}}$ règle. L'opérateur "ET" est interprété par le produit algébrique et "Alors" par le produit.

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système le soit aussi.

Le degré d'activation correspondant à la $j^{\text{ème}}$ règle est alors :

$$E^j(x^\circ) = [\underline{e}^j(x^\circ), \bar{e}^j(x^\circ)] \equiv [\underline{e}^j, \bar{e}^j] \quad (1-6)$$

où $\underline{e}^j(x^\circ)$ et $\bar{e}^j(x^\circ)$ peuvent être écrits sous la forme :

$$\underline{e}^j(x^\circ) = \underline{\mu}_{\tilde{A}_1^j}(x_1^\circ) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{A}_n^j}(x_n^\circ) = \prod_{i=1}^n \underline{\mu}_{\tilde{A}_i^j}(x_i^\circ) \quad (1-7)$$

$\underline{\mu}_{\tilde{A}_i^j}(x_i^\circ)$ est la valeur minimale de l'intervalle d'activation correspondant à $x = x_i^\circ$.

$$\bar{e}^j(x^\circ) = \bar{\mu}_{\tilde{A}_1^j}(x_1^\circ) * \dots * \bar{\mu}_{\tilde{A}_n^j}(x_n^\circ) = \prod_{i=1}^n \bar{\mu}_{\tilde{A}_i^j}(x_i^\circ) \quad (1-8)$$

$\bar{\mu}_{\tilde{A}_i^j}(x_i^\circ)$ est la valeur maximale de l'intervalle d'activation correspondant à $x = x_i^\circ$.

tel que * représente l'opérateur de multiplication.

I.3.3. Défuzzification

Pour obtenir la sortie non floue, nous allons transformer l'ensemble flou type-2 en ensemble flou type-1 utilisant la méthode des centres d'ensembles [Men, 07]. Karnik et Mendel ont proposé l'équation (1-9) pour faire cette réduction [Kar, 99]:

$$Y(C^1, \dots, C^M, E^1, \dots, E^M) = \int_{C^1} \dots \int_{C^M} \int_{E^1} \dots \int_{E^M} 1 / \frac{\sum_{j=1}^M \tilde{c}^j e^j}{\sum_{j=1}^M e^j} = [c_L, c_R] \quad (1-9)$$

où Y est l'ensemble de type réduit caractérisé par ses deux points : à gauche y_l et à droite y_r .

\tilde{c}^j est un élément de l'intervalle type-2 $C^j = [c_L^j, c_R^j]$.

e^j est un élément de l'intervalle d'activation $E^j = [\underline{e}^j, \bar{e}^j]$.

Le type réduit par (1-9) sera déterminé par le point le plus à droite et celui le plus à gauche, y_l et y_r respectivement.

En appliquant le centre de gravité au type réduit, la sortie non floue sera donnée par [Cha, 06] :

$$Y = \frac{y_l + y_r}{2} \quad (1-10)$$

y_l peut être écrit comme un vecteur de fonctions à base floue (FBF) :

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^M c_l^j e_l^j}{\sum_{j=1}^M e_l^j} = \sum_{j=1}^M c_l^j \xi_l^j = \underline{c}_l^T \underline{\xi}_l(\mathbf{x}) \quad (1-11)$$

où

e_l^j est le degré d'activation (soit \underline{e}^j ou \bar{e}^j),

$\underline{\xi}_l(\mathbf{x}) = [\xi_l^1, \dots, \xi_l^M]$, et

$\underline{c}_l^T = [c_l^1, \dots, c_l^M]$ est la conclusion de système floue type-2.

$$\xi_l^j = \frac{e_l^j}{\sum_{j=1}^M e_l^j} \quad (1-12)$$

De la même façon,

$$y_r = \frac{\sum_{j=1}^M c_r^j e_r^j}{\sum_{j=1}^M e_r^j} = \sum_{j=1}^M c_r^j \xi_r^j = \underline{c}_r^T \underline{\xi}_r(\mathbf{x}) \quad (1-13)$$

$$\xi_r^j = \frac{e_r^j}{\sum_{j=1}^M e_r^j} \quad (1-14)$$

Finalement, (1-10) peut être réécrite:

$$Y = \frac{\underline{c}_l^T \underline{\xi}_l + \underline{c}_r^T \underline{\xi}_r}{2} \quad (1-15)$$

I.4. Généralités sur les Réseaux de Neurones et les Réseaux d'ondelettes.

Grâce aux résultats théoriques et pratiques obtenus au cours des dernières années, les réseaux de neurones sont devenus un outil de plus en plus utilisé dans divers domaines notamment en automatique. Ils demeurent toutefois un sujet d'un grand intérêt pour les chercheurs qui désirent améliorer les performances de ces réseaux et étendre leur champ d'application.

La propriété fondamentale des réseaux de neurones, l'approximation universelle, fait de ceux-ci une représentation mathématique très avantageuse pour la modélisation statique et dynamique non linéaire de processus. L'utilisation de neurones sigmoïdaux était initialement justifiée par une analogie biologique ; mais celle-ci est devenue caduque pour la conception de systèmes de traitement de signaux ou de modélisation de processus. Il est donc légitime d'explorer les possibilités d'utiliser d'autres types de neurones [Son, 93].

Cet effort de recherche d'une alternative aux réseaux de neurones classiques s'est tout d'abord dirigé vers les réseaux de fonctions radiales, en particulier gaussiennes. Ils ont notamment été mis en oeuvre en automatique non linéaire : modélisation et commande de processus. Les techniques de construction de ces réseaux aboutissent généralement à des modèles peu précis. En revanche, ils possèdent des propriétés plus intéressantes que les réseaux de neurones pour la synthèse de lois de commandes stables [Car, 00].

Des familles de fonctions, issues du traitement du signal et de l'image, appelées ondelettes ont été utilisées pour résoudre des problèmes d'approximation de fonctions [Bin, 00], [Lin, 09]. Les ondelettes sont plus compliquées que les fonctions utilisées pour les réseaux de neurones classiques mais, elles possèdent quelques propriétés prometteuses pour la modélisation de processus.

Dans ce travail, l'étude et la mise en oeuvre des fonctions ondelettes pour la modélisation dynamique de processus sera considérée. Parmi les résultats théoriques concernant les bases de fonctions ondelettes, il a été prouvé que cette famille de fonctions possède la propriété d'approximation universelle [Hus, 07c].

I.4.1. Réseaux d'ondelettes

Le terme ondelette désigne une fonction qui oscille sur un intervalle de longueur finie. Au delà, la fonction décroît très vite vers zéro.

Historiquement, les premières ondelettes introduites par Haar [Haa, 10] constituaient une base de fonctions orthogonales. Les ondelettes de Haar présentent la particularité de ne pas être dérivables. Plus tard, de nouvelles fonctions ondelettes orthogonales ont été introduites [Mey, 90]. La mise en oeuvre de ces fonctions est reconnue dans le cadre de l'analyse multi-résolution de signaux [Mal, 99]. Puisque ces ondelettes ne peuvent s'exprimer sous une forme analytique simple, elles sont peu adaptées pour l'approximation de fonctions et nous n'utiliserons donc pas les ondelettes orthogonales dans ce mémoire. Les structures obliques (frames en anglais) ont été introduites par Morlet [Gou, 84] dans le but de trouver des bases de fonctions (non nécessairement orthogonales) pour représenter des signaux. Ces structures obliques ont fait l'objet des travaux de Daubechies [Dau, 92] qui a développé un support théorique aux résultats de Morlet. Les structures obliques ont des expressions analytiques simples, et toute fonction de carrés sommables peut être approchée, avec la précision voulue, par une somme finie d'ondelettes issues d'une structure oblique. Cette propriété est équivalente à celle de l'approximation universelle pour les réseaux de neurones.

I.4.2. Réseaux Issus de la Transformée Continue en Ondelettes.

De manière analogue à la théorie des séries de Fourier, les ondelettes sont principalement utilisées pour la décomposition de fonctions. La décomposition d'une fonction en ondelettes consiste à l'écrire comme une somme pondérée de fonctions obtenues à partir des opérations simples effectuées sur une fonction principale appelée ondelette-mère. Ces opérations consistent en des translations et dilatations de la variable. Selon que ces translations et dilatations sont choisies de manière continue ou discrète, on parlera d'une transformée en ondelettes continue ou discrète. Nous nous sommes intéressés uniquement, dans notre travail, à la transformation en ondelettes continue.

Soit ψ une ondelette-mère, x la variable, t_j le paramètre de translation et d_j le paramètre de dilatation. L'ondelette ψ_j de la famille de ψ ayant pour paramètres t_j et d_j a pour expression :

$$\psi_j(z_j) = \psi\left(\frac{x_j - t_j}{d_j}\right) \quad (1-16)$$

où i et j représentent les indices des couche d'entrée et cachée respectivement.

I.4.3. La structure de Réseaux d'ondelettes utilisés.

Les réseaux d'ondelettes sont des cas spéciaux de réseaux de neurones. Les dynamiques non linéaires sont approximées par la superposition des fonctions sigmoïdes dans les réseaux de neurones. Cependant, ces dynamiques non linéaires sont approximées par des fonctions ondelettes dans les réseaux d'ondelettes [Ous, 98]. Les deux réseaux ont la propriété d'agir comme approximateur universel.

Le réseau d'ondelettes considéré constitué de trois couches. Une première couche avec N entrées, une couche cachée constituée par J ondelettes et un sommateur (ou neurone linéaire) de sortie recevant les sorties pondérées des ondelettes, des parties linéaires et un biais. Ce réseau est illustré par la figure (1-6).

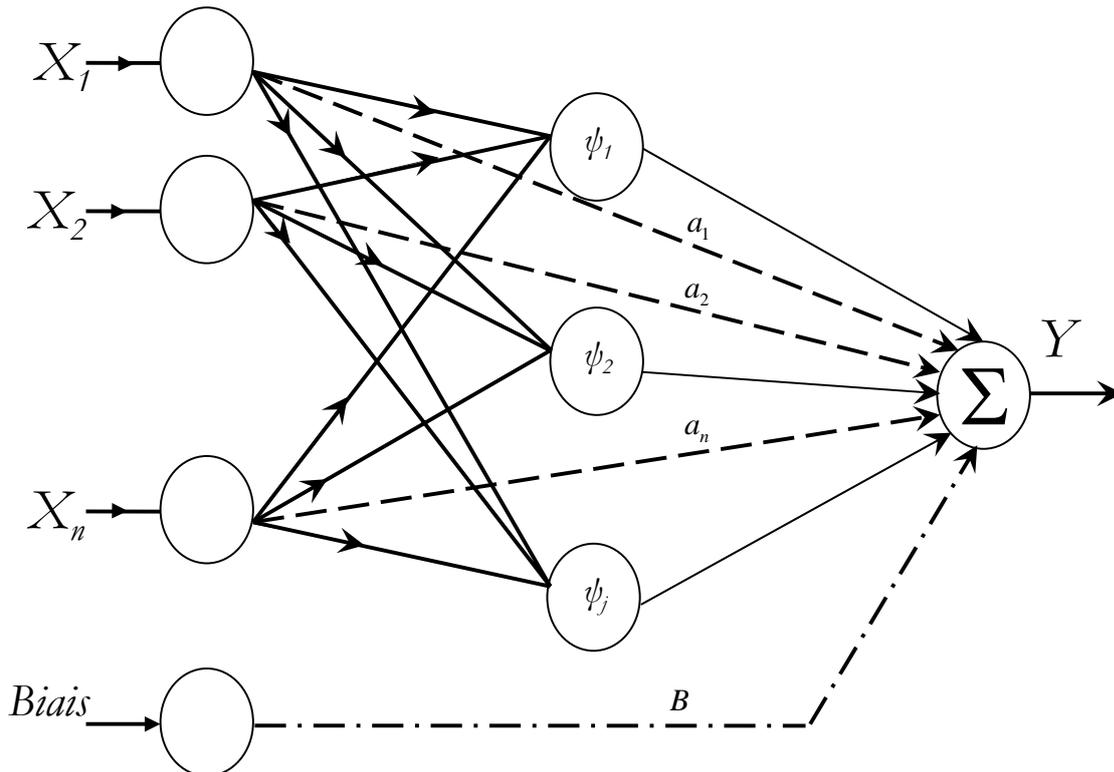


Figure (1-6) : Représentation graphique d'un réseau d'ondelettes.

Dans cette thèse, nous considérons des réseaux d'ondelettes de la forme suivante :

1. La sortie de chaque élément dans la couche cachée est décrite par l'équation (1-16).
2. La valeur de ψ sera calculée selon l'équation (1-17).
3. La sortie de sommateur Y sera obtenue comme le montre l'équation (1-18).

$$\psi(x) = (1 - x^2) \exp(-0.5x^2) \quad (1-17)$$

$$Y = \underline{C}^T \Psi + \underline{A}^T X + B \quad (1-18)$$

où $\underline{C}^T = [c_1 \ \dots \ c_j]^T$, $\underline{A}^T = [a_1 \ \dots \ a_n]$ et B représentent les variables de pondération.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé principalement trois approximateurs intelligents : la logique floue type-1, la logique floue type-2 et les réseaux d'ondelettes. Nous avons donné la représentation mathématique ainsi que la structure décrivant chaque approximateur.

La logique floue, établie par Zadeh en 1965 [Zad, 65], permet la représentation et le traitement de connaissances imprécises ou approximatives. Le nombre d'applications basées sur la théorie de la logique floue a augmenté considérablement ces dernières années [Ess, 04] car cette logique est exprimée usuellement par des règles linguistiques de la forme Si –Alors. Elle est utilisée pour résoudre les problèmes de décision en contrôle ou pour décrire le comportement dynamique d'un système inconnu ou mal défini. La première génération de la logique floue est appelée la logique floue type-1. Une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2 est introduite pour mieux représenter l'imprécision et l'incertitude. Les fonctions d'appartenance floues type-1 sont bidimensionnelles, par contre, les fonctions d'appartenance floues type-2 sont tridimensionnelles. La nouvelle (troisième) dimension des ensembles flous type-2 fournit un degré de liberté supplémentaire permettant de prendre en charge la modélisation des incertitudes. De ce fait, les ensembles flous type-2 ont la capacité de modéliser les incertitudes parce que leurs fonctions d'appartenance sont eux-mêmes floues.

En raison de leurs propriétés d'approximation universelle et de parcimonie, les réseaux de neurones ainsi que les réseaux d'ondelettes sont bien adaptés à la modélisation non linéaire de processus. Ils peuvent constituer des outils de modélisation non linéaire, statique ou dynamique, très efficaces.

Cependant, les réseaux d'ondelettes disposent une meilleure performance concernant la qualité d'approximation ainsi que la capacité d'éviter les minima locaux de la fonction de coût.

La forme de chaque ondelette monodimensionnelle est déterminée par deux paramètres (translation et dilatation) qui sont des paramètres structurels de l'ondelette. Ainsi, les ondelettes sont des fonctions qui décroissent rapidement, et tendent vers zéro dans toutes les directions de l'espace.

Chapitre 2

Commandes Adaptatives

Robustes Par Modes Glissants

II.1. Introduction

La commande non linéaire a connu une expansion ainsi qu'une diversification importante depuis les années 50, due à la multiplication des procédés industriels et des applications robotiques. L'étude du contrôle non linéaire est d'un grand intérêt, puisque la majorité des systèmes réels sont essentiellement non linéaires. Les méthodes linéaires conventionnelles sont satisfaisantes mais pour des plages de fonctionnement restreintes. Dès que le système sort de ce domaine de fonctionnement, le contrôleur linéaire n'est plus valable et ne garantit plus la stabilité du système. D'où l'intérêt d'étudier plus profondément les méthodes de commande non linéaire.

Depuis quelques décennies, il a été prouvé que la théorie de la géométrie différentielle est un outil efficace pour l'analyse et l'implémentation de commandes des systèmes non linéaires [Iso, 99]. Ses concepts mathématiques qui sont, dans la plupart des cas, faciles à maîtriser et puissants permettent de traiter le découplage des perturbations, la régulation de la sortie, la représentation entrée-sortie des systèmes non linéaires, ...etc.

L'une des méthodes de commande non linéaire les plus connues, utilisant la géométrie différentielle, est la commande par linéarisation exacte. Cette commande consiste à linéariser le système par compensation et à appliquer à ce nouveau système une commande linéaire classique telle que la commande par retour d'état [Sas, 89], [Ast, 89].

Néanmoins, la commande par linéarisation exacte est sensible aux variations paramétriques. Il est toutefois possible de la stabiliser en ajoutant un processus adaptatif au contrôleur non linéaire. La commande adaptative est un ensemble de techniques permettant de fournir une approche systématique pour l'ajustement automatique d'un régulateur en temps réel, en but d'achever ou de maintenir des performances désirées. Elle est très utile pour le système de commande lorsque la dynamique du procédé est inconnue et/ou change au cours du temps. Ce type de commande est aussi caractérisé par la présence d'une boucle d'identification en temps réel [Slo, 91], [Kha, 96].

Cependant, les approches développées ne peuvent être appliquées qu'autour d'un point de fonctionnement pour obtenir un modèle linéaire. Pour résoudre ce problème, plusieurs travaux se sont focalisés sur la combinaison de la commande adaptative classique et les approximateurs universels comme les systèmes flous, les réseaux de neurones et les réseaux d'ondelettes [Kos, 92], [Nor, 98], [Hwa, 01], [Kim, 00], [Tua, 01], [Haj, 03], [Lin, 03], [Spo, 03], [Shu, 04], [Chi, 05], [Sal, 05], [Lab, 07], [Sou, 07], [Far, 07].

De ce fait, deux types ont été proposés. Le type direct qui implique l'approximation de la commande de rétroaction optimale. Cependant, dans ce type le gain de commande du système doit être constant ou sa dérivée par rapport au temps doit satisfaire quelques contraintes

restrictives. Dans le cas indirect, deux approximateurs sont employés pour estimer la dynamique du système à commander, qui seront employés dans la loi de commande afin de résoudre le problème de poursuite [Che, 96], [Wan, 94], [Par, 98], [Fis, 99], [Bou, 08]. Néanmoins, un choix arbitraire de la valeur initiale des paramètres ajustables ne peut pas toujours assurer la convergence de l'algorithme adaptatif dû au problème de singularité. Plusieurs solutions ont été présentées dans ce contexte [Ess, 02], [Lab, 05], [Par, 06] pour surmonter ces problèmes. Cependant, les lois de commande améliorées deviennent complexes à réaliser dans le cas de mise en œuvre en temps réel. De plus, la poursuite avec la plupart de ces méthodes ne peut pas être garantie en présence de perturbation externes ou des variations structurelles élevées. D'où, la nécessité de prendre en compte dans notre commande la notion de robustesse.

La commande par mode glissant (CMG), en raison de sa robustesse vis-à-vis des incertitudes et des perturbations externes, peut être appliquée aux systèmes non linéaires incertains et perturbés [Slo, 91], [Utk, 77]. 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 d'approcher jusqu'à cette surface, le second permet le maintien et le glissement le long de celle-ci. Ainsi, plusieurs travaux de robustification de la commande adaptative floue par mode glissant ont été élaborés [Wan, 97], [Yoo, 98], [Bou, 00], [Man, 03]. Ces travaux s'appuient sur l'utilisation de deux systèmes adaptatifs flous pour approximer le processus, et construire ainsi la commande équivalente. Les lois d'adaptation des paramètres ajustables ont été synthétisées à partir de l'étude de stabilité. La commande globale ainsi construite permet d'assurer de bonnes performances de poursuite. Cependant, la présence de la fonction signe, dans la commande par mode glissant, provoque un 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. Plusieurs solutions ont été présentées dans la littérature. Slotine et Lie [Slo, 91] ont introduit une bande de transition autour de la surface de glissement permettant de transformer la fonction signe en saturation, et ainsi éliminer le broutement. Néanmoins, une erreur statique subsiste, et un compromis entre la largeur de la bande et les variations de la commande s'impose. En utilisant le même principe, Lin et Chen ont utilisé la logique floue pour construire la bande de transition [Lin, 02]. Un système flou de type Mamdani ayant la surface de glissement comme entrée et la commande globale comme sortie est considéré. La bande de transition ainsi construite est non linéaire. Les trois règles floues utilisées correspondent à la valeur de la fonction signe. Le phénomène de broutement est certes éliminé néanmoins la commande permettant la phase d'approche reste difficile à calculer, car les bornes des incertitudes et des perturbations sont généralement inconnues. Les auteurs de [Haj, 96] ont

proposé de varier le gain de glissement à l'aide d'un système flou. Ainsi, sa valeur diminue au fur et à mesure que le système s'approche de la surface de glissement.

Dans ce chapitre, nous allons présenter dans un premier temps une nouvelle structure variable et adaptative pour les systèmes non linéaires mono entrée mono sortie (SISO) utilisant le réseau d'ondelettes (RO). La commande proposée combine les avantages de RO et ceux de commande par mode glissant. Grâce à sa capacité à approximer les fonctions non linéaires et sa convergence rapide, le RO est utilisé comme approximateur afin de générer le signal de commande. Pour minimiser la valeur élevée de la commande appliquée induite par une large erreur de poursuite notamment au début du régime transitoire, une surface de glissement variable a été adoptée. Cette commande proposée permet de garantir des bonnes performances (précision et rapidité de poursuite). La robustesse du système en boucle fermée a été démontrée mathématiquement en utilisant la méthode de Lyapunov.

Dans un deuxième temps, nous allons utiliser la commande par mode glissant cette fois-ci avec un réseau flou d'ondelettes (ROF) pour commander un système SISO non linéaire, incertain et perturbé. Cette approche sera aussi validée théoriquement et par la simulation.

Enfin, nous allons présenter la synthèse d'une commande basée sur ROF pour des systèmes non linéaires d'ordre n présentant des entrées et des sorties multiples (MIMO) soumis aux variations paramétriques et à des perturbations externes. La différence la plus évidente entre un système de type MIMO et un autre de type SISO, se trouve dans l'interaction complexe entre les paramètres, ce qui rend l'estimation et l'adaptation du premier plus compliquées. Cette complexité explique pourquoi certaines des approches traditionnelles du contrôle pour un système SISO ne sont pas appropriées à être exécutées directement pour le cas de MIMO. Dans cette partie, nous allons construire analytiquement une commande robuste et adaptative à base ROF en utilisant le théorème de stabilité de Lyapunov afin de résoudre le problème de poursuite dans les systèmes MIMO non linéaires.

II.2. Contexte et formulation

La modélisation du processus est une étape primordiale dans la mise en œuvre d'un contrôleur dans les systèmes industriels. La nature non linéaire et la complexité de ces systèmes rendent leur description analytique avec des équations différentielles très difficile. En général, un système industriel ayant pour entrée (commande ou consigne) u et comme sortie y , peut être décrit par :

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = F(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, u) \\ y = H(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) \end{cases} \quad (2-1)$$

où $F(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}, u)$ et $H(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})$ sont deux fonctions non linéaires continues, généralement partiellement ou totalement inconnues. $(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})$ représente les états du système. Cette description ne permet pas la mise en œuvre de contrôleurs pour assurer la régulation ou l'asservissement. Afin de contourner ce problème, la linéarisation entrée-sortie a été largement utilisée. Il s'agit de trouver, à l'aide des techniques de la géométrie différentielle, une relation explicite entre l'entrée du système et sa sortie [Slo, 91], [Iso, 99]. Dans ce cas, un système d'ordre n affine dans la commande peut être décrit par les équations différentielles suivantes :

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

où $f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})$ et $g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})$ sont deux fonctions non linéaires continues.

Cette nouvelle description permet d'utiliser facilement les différentes approches basées sur la rétroaction pour résoudre les problèmes de poursuite de trajectoire ou de régulation. Dans ce chapitre, on s'intéressera aux systèmes d'ordre 2 car ils représentent une large classe de systèmes rencontrés dans les applications industrielles. L'extension des résultats obtenus aux systèmes d'ordre supérieur sera présentée sommairement à la fin de ce chapitre.

Dans la suite de ce chapitre, on considère le système suivant :

$$\begin{cases} \ddot{x} = f(x, \dot{x}) + g(x, \dot{x})u \\ y = x \end{cases} \quad (2-3)$$

De plus, on supposera que les états x et \dot{x} sont mesurables à l'aide de capteurs adéquats. Par ailleurs, pour garantir la contrôlabilité du système, on considère que le gain de commande $g(x, \dot{x})$ ne s'annule pas sur le domaine de fonctionnement ($g(x, \dot{x}) \neq 0$).

Dans le cas où la dynamique du système est parfaitement connue et ce dernier ne subit aucune perturbation externe, la poursuite d'une trajectoire de référence y_d peut être assurée par une loi de commande de la forme suivante :

$$u = g^{-1}(x, \dot{x}) \left[-f(x, \dot{x}) + \ddot{y}_d + k_1 \dot{e} + k_2 e \right] \quad (2-4)$$

où \ddot{y}_d est la dérivée seconde de la trajectoire de référence y_d . k_1 et k_2 représentent les coefficients de rétroaction choisis afin d'obtenir une convergence asymptotique de l'erreur de

poursuite $e = y_d - y$. Pour cela, on doit s'assurer que les racines de l'équation $\ddot{e} + k_2\dot{e} + k_1e = 0$ ont une partie réelle strictement négative.

Néanmoins, la loi de commande (2-4) présente quelques inconvénients : (i) elle ne peut pas être implémentée dans le cas où le système est partiellement ou totalement inconnu, (ii) elle ne peut pas garantir les performances de poursuite en présence de perturbations externes ou de fortes variations paramétriques.

II.3. Commande par modes glissants

Étant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par modes glissants (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure (2-1).

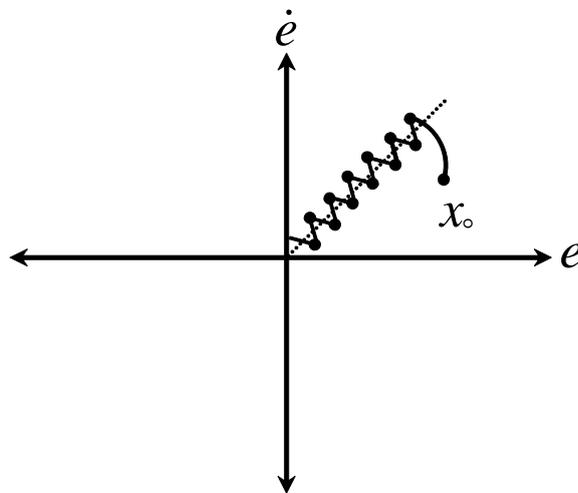


Figure (2-1) : Les deux phases de la CMG.

Si l'on considère le système donné par l'équation (2-3), la surface de glissement peut être définie par :

$$S = \dot{e} + \lambda e \quad (2-5)$$

où λ est une constante positive représentant la pente de glissement. Il est à noter qu'en général, on donne une grande valeur à λ pour assurer l'attractivité ainsi que le maintien du système sur

cette surface.

Pour $f(x, \dot{x})$ et $g(x, \dot{x})$ parfaitement connue, la C.M.G. peut être donnée par :

$$\begin{cases} u = u_{eq} + u_s \\ u_{eq} = g^{-1}(x, \dot{x})[-f(x, \dot{x}) + \ddot{y}_d + \lambda \dot{e}] \\ u_s = g^{-1}(x, \dot{x})K_s \text{sign}(S) \end{cases} \quad (2-6)$$

où u_{eq} est la commande équivalente permettant le maintien et le glissement le long de la surface

S . u_s représente le signal de commutation assurant la convergence du système vers la surface.

La loi de commande (2-6) est certes robuste vis-à-vis des perturbations paramétriques et externes mais présente quelques inconvénients majeurs :

- i) l'utilisation du terme $\text{sign}(S)$ dans le signal de commutation provoque le phénomène de broutement qui peut exciter les hautes fréquences et détériorer le système commandé. Pour résoudre ce problème, la fonction signe a été remplacée par la saturation. Néanmoins, cette substitution introduit une erreur statique qui persiste [Slo, 84]. D'autres auteurs ont proposé d'utiliser un système flou pour avoir une approximation non linéaire mais le problème de l'erreur statique n'est pas résolu [Pal, 92].
- ii) La mise en œuvre du signal de commutation nécessite la détermination de la constante K_s qui dépend des perturbations paramétriques et externes, ce qui est difficile si ce n'est pas impossible. En général, on prend une valeur très grande pour assurer la stabilité ce qui augmente les sollicitations au niveau de l'actionneur et amplifie gravement le phénomène de broutement. Parmi les solutions présentées dans la littérature, on peut citer celles proposées au sein de notre équipe [Ham, 03a], [Ham, 03b], [Ham, 03c]. Il s'agit de remplacer le signal de commutation par un système adaptatif flou ce qui a permis de résoudre à la fois le problème du gain K_s et celui du broutement. Cependant, la convergence de l'algorithme dépend du choix des valeurs initiales ce qui rend son implémentation complexe dans le cas des systèmes rapides ou assujettis à de grandes variations paramétriques.
- iii) Le troisième inconvénient concerne la nécessité de disposer d'une connaissance même partielle de la dynamique du système. Pour remédier à cet inconvénient, on peut approximer la dynamique du système pour synthétiser la loi de commande. Pour assurer de bonnes performances de poursuite, un algorithme d'adaptation a été utilisé

pour améliorer l'approximation. Celle-ci peut être effectuée à l'aide d'un système flou [Mar, 95], [Spo, 96], [Wan, 96], [Bou, 99], [Man, 03], [Hus, 06], [Ho, 07] d'un réseau de neurones [Pol, 92], [Spo, 96], [Nar, 97], [Leu, 99], [Che, 98] ou d'un réseau flou d'ondelettes [Lin, 06], [Hus, 07a], [Hus, 07b], [Zek, 08].

II.4. Commande adaptative robuste

Dans cette section, on propose deux commandes adaptatives robustes permettant de résoudre les problèmes du mode glissant classique cités précédemment et garantir de bonnes performances de poursuite même en présence de perturbations externes. Dans la première, nous considérons le cas où nous disposons d'une connaissance partielle du système. Ainsi, la partie inconnue sera approximée par un réseau d'ondelettes grâce à sa convergence rapide. Dans la seconde commande, on utilisera un réseau d'ondelettes flou pour approximer la dynamique supposée totalement inconnue, ce qui nous permet d'allier les performances de convergence des ondelettes et celles d'approximation du flou. Dans les deux cas, on utilisera une surface de glissement variable pour réduire les sollicitations au démarrage sans pour autant détériorer les performances de poursuite.

II.4.1. Commande adaptative avec un réseau d'ondelettes

Dans cette section, s'intéressera à la mise en œuvre d'une loi de commande robuste d'un système non linéaire, incertain et perturbé de la forme :

$$\begin{cases} \ddot{x} = f(x, \dot{x}) + g(x, \dot{x})u + d \\ y = x \end{cases} \quad (2-7)$$

Supposons que la fonction $g(x, \dot{x})$ peut être écrite sous la forme d'une somme d'un terme nominal et un autre incertain :

$$g(x, \dot{x}) = g_0(x, \dot{x}) + \delta_g(x, \dot{x})$$

Cette hypothèse reste plausible car dans plusieurs applications, comme dans le cas des systèmes mécaniques, on peut disposer de la partie nominale $g_0(x, \dot{x})$.

Donc, l'équation (2-7) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\ddot{y} = f(x, \dot{x}) + g_0(x, \dot{x})u + \delta_d \quad (2-8)$$

où $\delta_d = \delta_g u + d$.

L'objectif de ce travail est de synthétiser un contrôleur robuste, basé sur le CMG, capable de forcer la sortie du système y à poursuivre une trajectoire de référence bornée y_d avec la contrainte que tous les signaux impliqués soient bornés. Pour cela, on doit choisir la valeur de la constante λ pour la définition de la surface de glissement donnée par l'équation (2-5).

En fait, les grandes valeurs de λ impliquent une réponse rapide pour la sortie du système à commander mais pouvant causer un grand dépassement ou même rendre le système instable. En revanche, les petites valeurs de λ induisent une réponse lente du système. Pour surmonter ce problème, cette valeur peut être adaptée en fonction de la valeur d'erreur de poursuite [Liu, 05]. Ainsi, la surface peut être donnée par l'expression suivante :

$$S = \dot{e} + \lambda(e)e \quad (2-9)$$

où $\lambda(e) = \frac{k_\lambda}{|e| + \varepsilon_\lambda}$; k_λ est un scalaire positif donné et ε_λ est constante positive de valeur très faible. Il est à noter que $\frac{k_\lambda}{\varepsilon_\lambda}$ représente la pente de glissement le long de la surface quand elle est atteinte par le système.

En dérivant l'équation (2-9), on obtient :

$$\dot{S}(t) = \ddot{e}(t) + \lambda\dot{e}(t) + \dot{\lambda}e(t) = \ddot{y}_d - \ddot{y} + \lambda\dot{e}(t) + \dot{\lambda}e(t) \quad (2-10)$$

En utilisant (2-7), l'équation (2-10) devient

$$\dot{S}(t) = \ddot{y}_d - f - g_0u - \delta_d + \lambda\dot{e}(t) + \dot{\lambda}e(t) \quad (2-11)$$

$$\dot{S}(t) = -f - \delta_d + \dot{\lambda}e(t) - g_0u + \ddot{y}_d + \lambda\dot{e}(t) \quad (2-12)$$

$$\dot{S}(t) = -F(y, \dot{y}, y_d) - g_0u + \ddot{y}_d + \lambda\dot{e}(t) \quad (2-13)$$

$$F(y, \dot{y}, y_d) = f + \delta_d - \dot{\lambda}e(t) \quad (2-14)$$

Pour synthétiser la loi de commande, on propose d'approximer la fonction inconnue $F(y, \dot{y}, y_d)$ par un réseau d'ondelettes (RO) représenté par la figure (1-6) et défini par l'équation (1-18). En fait, le RO est choisi car il a été prouvé que les réseaux d'ondelettes sont des « approximateurs universels » qui permettent d'assurer une meilleure convergence par rapport aux réseaux de neurones [Del, 95], [Yoo, 05], [Hsu, 06], [Fan, 06]. Dans la mesure où la sortie du

système et sa dérivée convergent vers leurs signaux de référence respectifs, la fonction inconnue $F(y, \dot{y}, y_d)$ convergera vers $F(y_d, \dot{y}_d)$ [Cha, 05].

Ainsi, pour estimer $F(y, \dot{y}, y_d)$, on utilisera un RO dont les entrées sont y_d et \dot{y}_d .

L'expression analytique de cet approximateur est donnée par :

$$\hat{F}(y_d, \dot{y}_d) = \underline{C}^T \psi + \underline{A}^T [y_d, \dot{y}_d]^T + B$$

qui peut être réécrite sous la forme :

$$\hat{F}(Y_d) = \underline{C}^T \psi + \underline{A}^T Y_d + B \quad (2-15)$$

où $Y_d = [y_d, \dot{y}_d]^T$.

On considère les régions de contrainte de \underline{C} , \underline{A} et B définies respectivement par :

Selon le théorème d'approximation, il existe une valeur optimale finie de $\hat{F}(Y_d)$ qui vérifie que :

$$\delta_F = F(Y_d) - \hat{F}^*(Y_d) \quad (2-16)$$

où $\hat{F}^*(Y_d) = \hat{\underline{C}}^{*T} \psi + \hat{\underline{A}}^{*T} Y_d + \hat{B}^*$.

Par conséquent, l'équation (2-14) peut être réécrite sous la forme :

$$\dot{S}(t) = -\hat{F}^*(Y_d) - \delta_F - g_0 u + \ddot{y}_d + \lambda \dot{e}(t) \quad (2-17)$$

Proposition 1 cas SISO d'ordre 2 : [Hus, 08a]

La loi de commande suivante garantit la stabilité globale du système en boucle fermée et la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro.

$$u = g_0^{-1} \left[-\hat{F}(Y_d) + \ddot{y}_d + \lambda \dot{e} + \frac{S}{\rho^2} \right] \quad (2-18)$$

Démonstration 1 cas SISO d'ordre 2 :

En prenant en compte la loi de commande (2-18), la dérivée de S peut être réécrite sous la forme :

$$\dot{S}(t) = -\hat{F}^*(Y_d) + \hat{F}(Y_d) - \ddot{y}_d - \lambda \dot{e} + \ddot{y}_d + \lambda \dot{e} - \delta_F - \frac{S}{\rho^2} \quad (2-19)$$

où $\tilde{\underline{C}} = \underline{C} - \hat{\underline{C}}^*$, $\tilde{\underline{A}} = \underline{A} - \hat{\underline{A}}^*$ et $\tilde{B} = B - \hat{B}^*$.

Ce qui permet d'écrire :

$$\dot{S}(t) = \underline{\tilde{C}}^T \psi + \underline{\tilde{A}}^T Y_d + \tilde{B} - \delta_F - \frac{S}{\rho^2} \quad (2-20)$$

Pour étudier la stabilité du système bouclé et pour trouver les lois d'adaptation pour les paramètres du réseau d'ondelettes, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2\gamma_C} \underline{\tilde{C}}^T \underline{\tilde{C}} + \frac{1}{2\gamma_A} \underline{\tilde{A}}^T \underline{\tilde{A}} + \frac{1}{2\gamma_B} \tilde{B}^2 \quad (2-21)$$

où γ_A , γ_B et γ_C sont des constantes positives représentant les taux d'apprentissage.

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V} = S\dot{S} + \frac{1}{\gamma_C} \underline{\tilde{C}}^T \dot{\underline{\tilde{C}}} + \frac{1}{\gamma_A} \underline{\tilde{A}}^T \dot{\underline{\tilde{A}}} + \frac{1}{\gamma_B} \tilde{B} \dot{\tilde{B}} \quad (2-22)$$

La substitution de (2-20) dans (2-22) donne :

$$\dot{V} = S \left(\underline{\tilde{C}}^T \psi + \underline{\tilde{A}}^T Y_d + \tilde{B} - \delta_F - \frac{S}{\rho^2} \right) + \frac{1}{\gamma_C} \underline{\tilde{C}}^T \dot{\underline{\tilde{C}}} + \frac{1}{\gamma_A} \underline{\tilde{A}}^T \dot{\underline{\tilde{A}}} + \frac{1}{\gamma_B} \tilde{B} \dot{\tilde{B}} \quad (2-23)$$

d'où

$$\dot{V} = -S\delta_F - \frac{S^2}{\rho^2} + \frac{1}{\gamma_C} \underline{\tilde{C}}^T (\dot{\underline{\tilde{C}}} + \gamma_C S \psi) + \frac{1}{\gamma_A} \underline{\tilde{A}}^T \dot{\underline{\tilde{A}}} + \frac{1}{\gamma_B} \tilde{B} (\dot{\tilde{B}} + \gamma_B S) \quad (2-24)$$

En choisissant les lois d'adaptation suivantes,

$$\dot{\underline{\tilde{C}}} = -\gamma_C S \psi \quad (2-25)$$

$$\dot{\underline{\tilde{A}}} = -\gamma_A S Y_d \quad (2-26)$$

$$\dot{\tilde{B}} = -\gamma_B S \quad (2-27)$$

l'équation (2-24) devient :

$$\dot{V} = -S\delta_F - \frac{S^2}{\rho^2} \quad (2-28)$$

$$\dot{V} = -S\delta_F - \frac{S^2}{4\rho^2} - \frac{3S^2}{4\rho^2} \quad (2-29)$$

$$\dot{V} = \rho^2 \delta_F^2 - \rho^2 \delta_F^2 - S\delta_F - \frac{S^2}{4\rho^2} - \frac{3S^2}{4\rho^2} \quad (2-30)$$

$$\dot{V} = \rho^2 \delta_F^2 - \left(\frac{S}{2\rho} + \rho\delta_F \right)^2 - \frac{3S^2}{4\rho^2} \quad (2-31)$$

En intégrant cette inégalité entre 0 et T, nous obtenons :

$$\begin{aligned} V(T) - V(0) &\leq -\int_0^T \frac{3S^2}{4\rho^2} dt + \int_0^T \rho^2 \delta_F dt \\ \frac{3}{4} \int_0^T \frac{S^2}{\rho^2} dt &\leq V(0) - V(T) + \int_0^T \rho^2 \delta_F dt \end{aligned} \quad (2-32)$$

Comme $v(T) \geq 0$, nous aurons :

$$\begin{aligned} \frac{3}{4} \int_0^T \frac{S^2}{\rho^2} dt &\leq \int_0^T \rho^2 \delta_F dt \\ \int_0^T S^2 dt &\leq \frac{4}{3} \rho^2 \int_0^T \delta_F dt \end{aligned} \quad (2-33)$$

En utilisant le lemme de Barbalat [Wan, 94], on peut constater que la surface de glissement converge asymptotiquement vers zéro malgré la présence des perturbations externes. Etant donné que la surface de glissement est attractive, quand le système atteint la surface, il y reste et converge vers l'origine [Utk, 77]. Le schéma bloc de la commande proposée est donné par les figures (2-2) et (2-3).

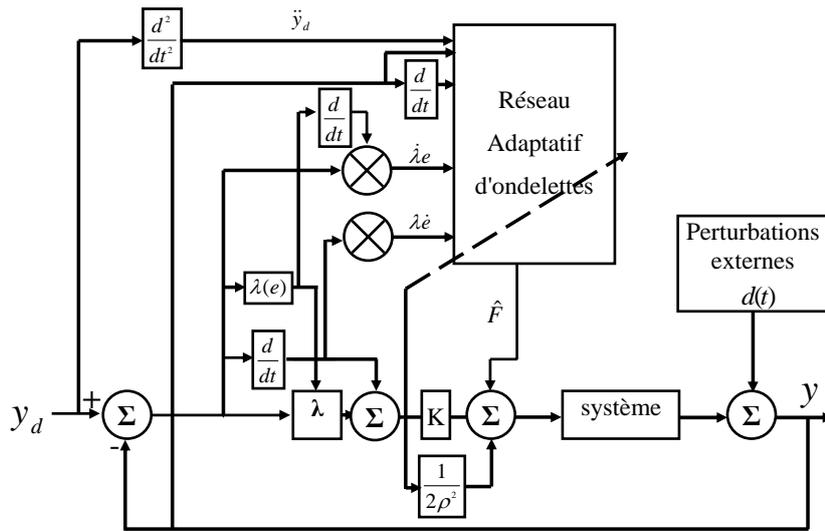


Figure (2-2) : Le schéma bloc de l'approche proposée

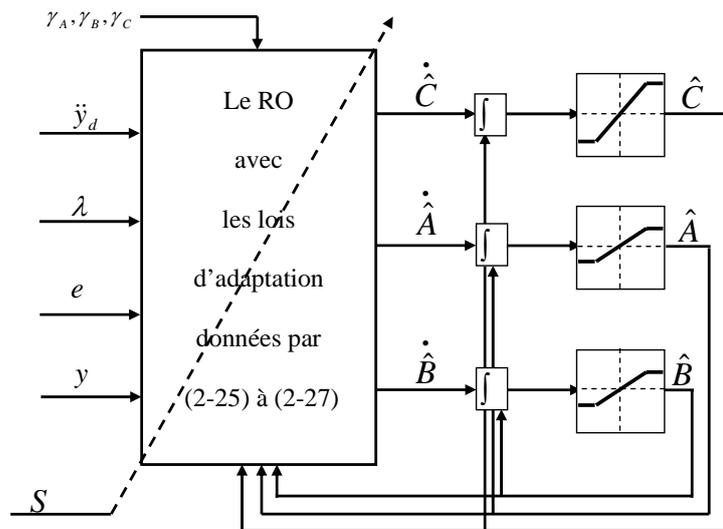


Figure (2-3) : Illustration de réseau adaptatif d'ondelettes

II.4.2. Simulation et résultats

Pour montrer l'efficacité et la performance de la méthode proposée, on considère le système amortisseur donné par la figure (2-4).

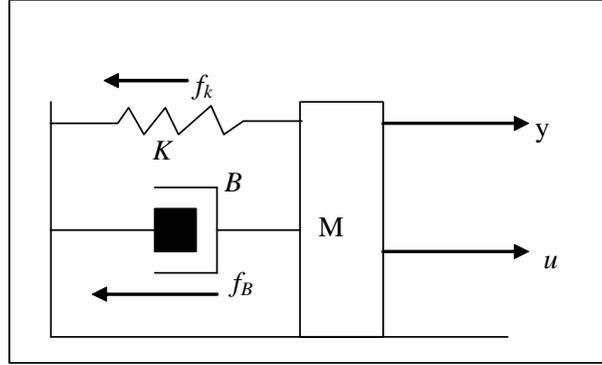


Figure (2-4) : Le système amortisseur

On note par M la masse, K la raideur du ressort, B le coefficient des frottement visqueux, et u l'effort appliqué. L'équation dynamique du système peut être donnée par :

$$M\ddot{y} = u - f_k(\mathbf{x}) - f_B(\mathbf{x}) - f_c(\mathbf{x}) + d \quad (2-34)$$

où y désigne la position, $\mathbf{x} = [y, \dot{y}]^T$, $f_k(\mathbf{x})$ la force du ressort due à K , $f_B(\mathbf{x})$ la force du frottement due à B , $f_c(\mathbf{x})$ la force des frottements de Coulomb, et d la perturbation externe.

On suppose que la trajectoire désirée est donnée par $y_d = 0.5\sin(t)$. Le tableau (2-1) donne les valeurs et les définitions des paramètres nominaux, et les forces du ressort et des frottements de Coulomb.

Paramètres nominaux	$M = 1, K = 2, B = 2$
Les forces du ressort et des frottements de Coulomb	$f_c = 0.01\text{sign}(\dot{y}),$ $f_B(\mathbf{x}) = 2\dot{y},$ $f_k(\mathbf{x}) = 2y$

Tableau (2-1) : Paramètres de simulation

Pour construire l'approximateur, on a défini les fonctions d'ondelettes sur l'intervalle $[-1.5, 1.5]$ pour les deux entrées. On considère que $\gamma_C = 200\gamma_A$ au moins, ainsi que $\gamma_A = \gamma_B$. Ce choix garantit la non-linéarité de l'approximateur. Donc, ce réseau sera mis à jour en choisissant

$\gamma_A = \gamma_B = 0.05$ et $\gamma_C = 10$. Concernant les paramètres ajustables, leurs valeurs initiales ont été choisies nulles. En fait, le terme $\frac{S}{\rho^2}$ dans l'équation (2-18) maintient la stabilité du système et

permet aux valeurs de paramètres ajustables d'être initialisées à zéro. Le terme $\frac{S}{\rho^2}$ dans (2-18) ne nous a pas permis d'avoir une commande nulle au début de régime transitoire même si les variables ajustables de notre approximateur sont initialisés à zéro.

Pour avoir un bon compromis entre le temps de réponse et l'amplitude de l'effort appliqué, nous avons choisi la pente de la surface de glissement $\lambda(e)$ comme suit : $\lambda(e) = \frac{5}{|e| + 0.2}$.

Pour tester la robustesse de la commande proposée, nous avons introduit des variations paramétriques et des perturbation externes données par :

$$\Delta M = 0.1 \sin(y), \quad \Delta K = 0.5, \quad \Delta B = 0.5, \quad d = 0.125 \sin(2t).$$

Plusieurs simulations ont été effectuées sur ce système. Les figures (2-5)-(2-7) donnent les résultats pour un taux d'atténuation d'une valeur de $\rho = 4.5$. Nous remarquons que la sortie du système et sa dérivée rejoignent rapidement leurs signaux de référence correspondants. La figure (2-7) montre l'absence du phénomène de broutement dans la commande appliquée au système. Si nous comparons les résultats obtenus avec ceux qui sont dans le cas de surface de glissement fixe (une valeur constante de λ), l'approche proposée garantit les mêmes performances de poursuite en économisant 65% de la valeur initiale de contrôle (figure (2-8)).

En comparant les performances de RO classique avec notre RO proposé, comme le montre la figure (2-9), nous remarquons que le RO proposé est bien meilleur dans la poursuite de la trajectoire désirée.

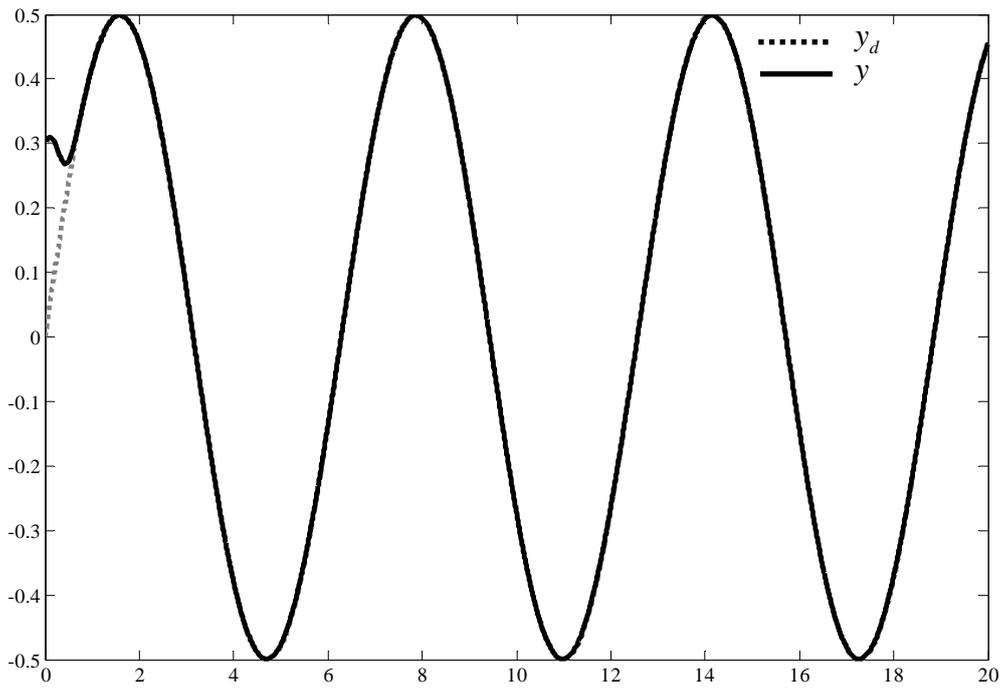


Figure (2-5) : La position du système « amortisseur » et sa trajectoire de référence

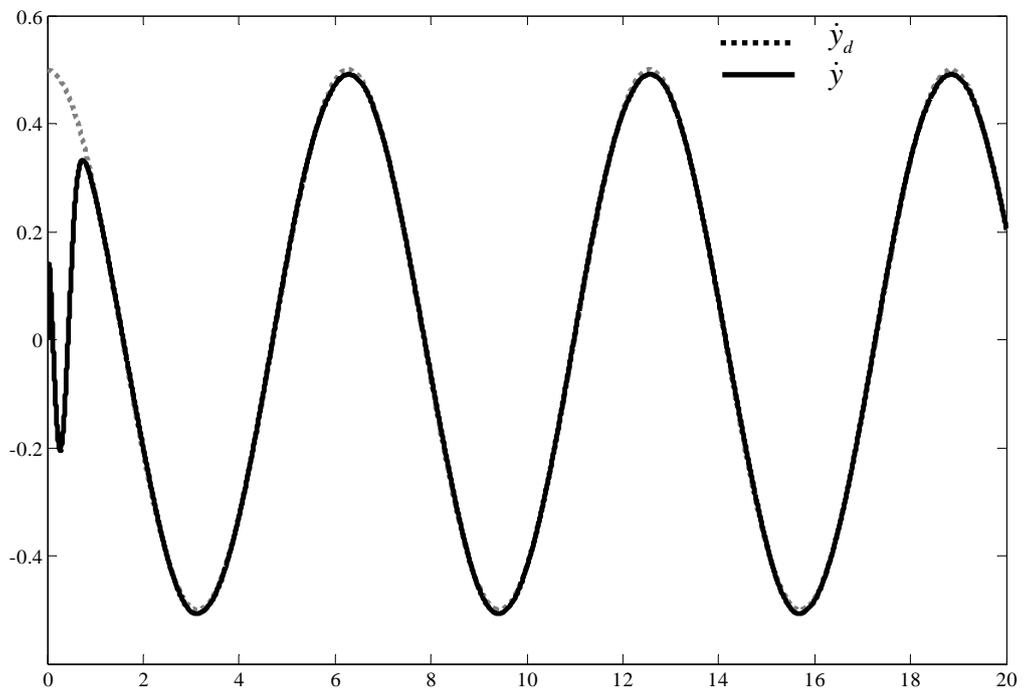


Figure (2-6) : La vitesse du système «amortisseur » et sa trajectoire de référence

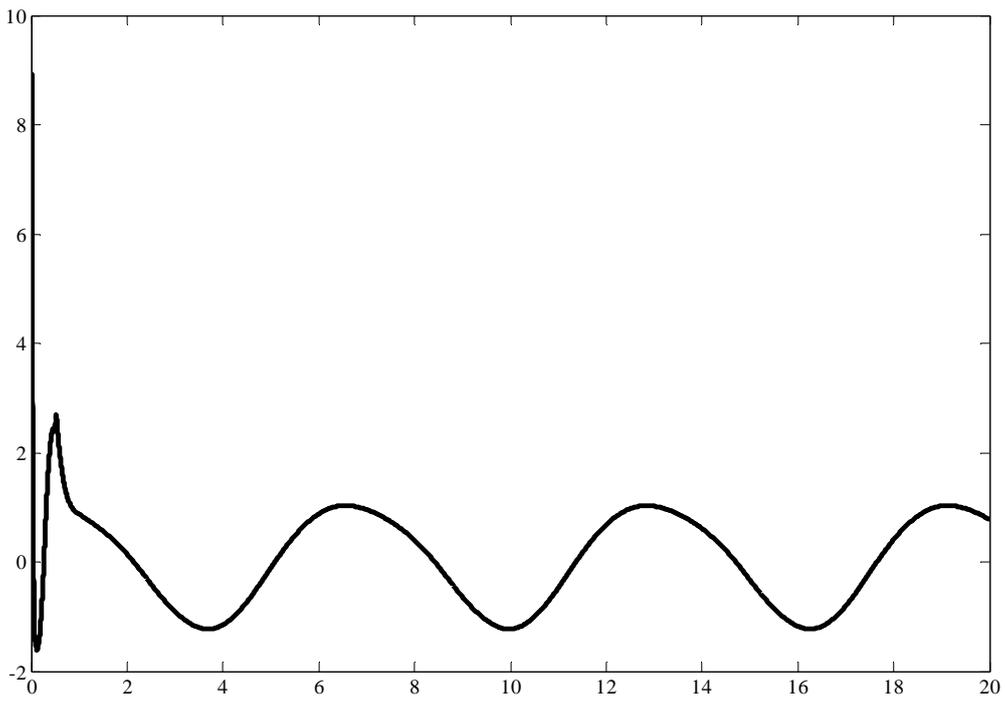


Figure (2-7) : La commande appliquée au système « amortisseur »

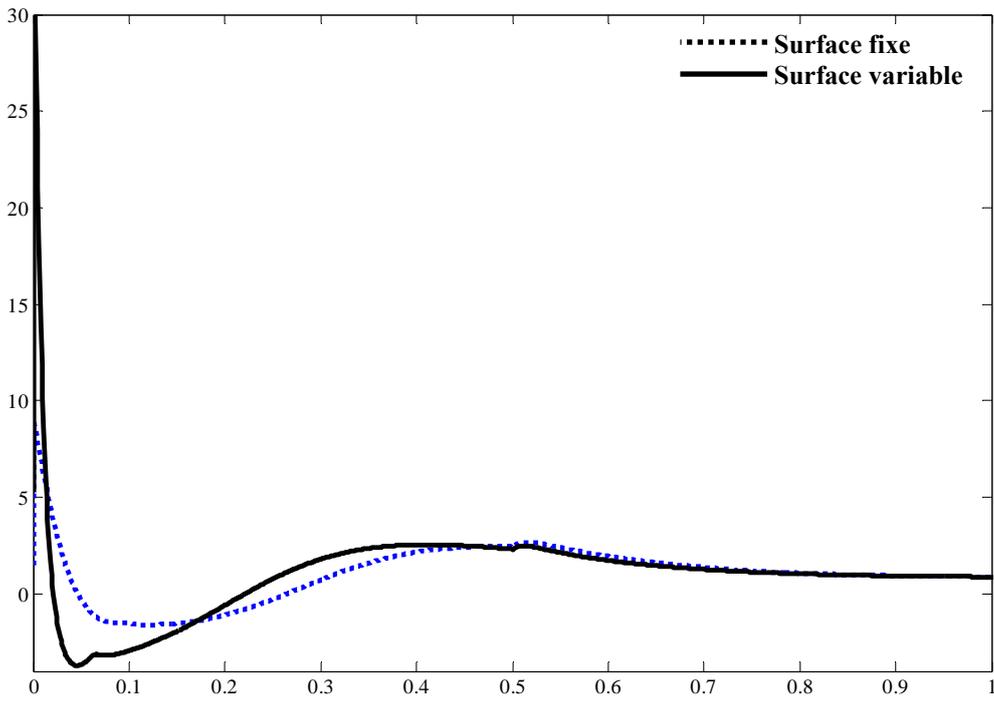


Figure (2-8) : Comparaison entre la commande avec une surface fixe et une autre variable

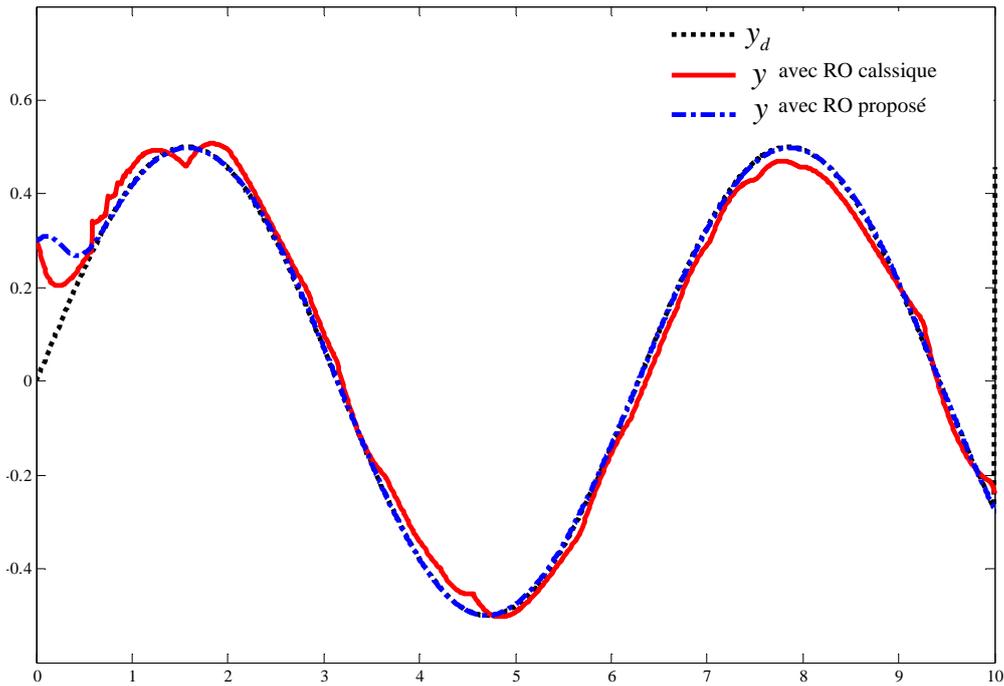


Figure (2-9) : Comparaison entre l'approximation utilisant RO classique et Proposé

II.5. Commande adaptative avec un réseau d'ondelettes flou

II.5.1. Cas d'un système mono-entrée mono-sortie d'ordre 2

Dans cette section, on s'intéressera au développement d'une nouvelle loi de commande pour un système non linéaire et incertain dont la dynamique est complètement inconnue. Pour cela, on utilisera un nouvel approximateur qui est le réseau d'ondelettes flou.

Le réseau d'ondelettes flou (ROF) peut être considéré comme un cas particulier des systèmes flous. L'intérêt principal de ce type de système est l'approximation de non linéarité par la superposition de fonction d'ondelettes [Lin, 06]. De plus, il a été démontré dans [Del, 95] que ce type de systèmes est un approximateur universel.

On suppose que l'on ne dispose de la partie nominale $g_0(x, \dot{x})$. Dans ce cas, la loi de commande développée précédemment ne peut pas être utilisée.

Pour remédier ce problème, on propose d'effectuer d'abord une manipulation mathématique de telle sorte qu'un seul approximateur soit requis pour mettre une loi de commande. Ensuite, on regroupera toutes les fonctions inconnues en une seule fonction en vue de son approximation.

Ainsi, le système étudié (2-7) également décrit par :

$$0 = -g^{-1}(x, \dot{x})\ddot{x} + g^{-1}(x, \dot{x})f(x, \dot{x}) + u + g^{-1}(x, \dot{x})d \quad (2-35)$$

En ajoutant \ddot{x} aux deux cotés nous obtenons :

$$\ddot{x} = +\ddot{x} - g^{-1}(x, \dot{x})\ddot{x} + g^{-1}(x, \dot{x})f(x, \dot{x}) + u + g^{-1}(x, \dot{x})d \quad (2-36)$$

qui peut être réécrit sous la forme :

$$\ddot{x} = f_d + u + d_d \quad (2-37)$$

où, $f_d = (1 - g^{-1}(x, \dot{x}))\ddot{x} + g^{-1}(x, \dot{x})f(x, \dot{x})$ et $d_d = g^{-1}(x, \dot{x})d$.

Si l'on considère la surface de glissement non linéaire (2-9), sa dérivée peut être donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \ddot{e} + \lambda\dot{e} + \dot{\lambda}e \\ &= \ddot{y}_d - f_d - u - d_d + \lambda\dot{e} + \dot{\lambda}e \end{aligned} \quad (2-38)$$

d'où,

$$\dot{S} = F(x, \dot{x}, y_d) + \ddot{y}_d - u - d_d \quad (2-39)$$

où $F(x, \dot{x}, y_d) = \lambda\dot{e} + \dot{\lambda}e - f_d$

Puisque la fonction $F(x, \dot{x}, y_d)$ contient des termes inconnus et non linéaires, nous proposons de l'approximer à l'aide de ROF en utilisant l'équation suivante :

$$\hat{F}(y_d, \dot{y}_d) = \underline{C}^T \underline{\psi} + \underline{A}^T \underline{y}_d + B \quad (2-40)$$

où

$$\underline{C}^T = [c_1 \cdots \cdots c_n], \quad \underline{\psi}^T = [\psi_1 \cdots \cdots \psi_n], \quad \underline{A}^T = [a_1 \cdots \cdots a_n].$$

On voit bien que nous avons utilisé y_d et \dot{y}_d en tant qu'entrée pour le ROF en se basant sur le fait que si le système converge vers la trajectoire de référence alors, $F(x, \dot{x}, y_d)$ convergera vers $F(y_d, \dot{y}_d)$.

Nous pouvons considérer \underline{y}_d tel que $\underline{y}_d = [y_d, \dot{y}_d]^T$.

La prochaine tâche est de développer une commande robuste en mesure d'assurer une bonne performance de poursuite malgré la présence de l'erreur d'approximation et de la perturbation externe.

Selon le théorème d'approximation, il existe une valeur optimale de $\hat{F}(\underline{y}_d)$, donnée par

$$\hat{F}^*(\underline{y}_d) = \underline{C}^{*T} \underline{\psi} + \underline{A}^{*T} \underline{y}_d + B^*, \text{ de telle sorte que :}$$

$$F(\underline{x}, \underline{y}_d) = \hat{F}^*(\underline{y}_d) + \delta \quad (2-41)$$

où δ désigne l'erreur minimale d'approximation; $\delta = F(\underline{y}_d) - \hat{F}^*(\underline{y}_d)$.

Dans ce cas, la dérivée de la surface de glissement par rapport au temps devient :

$$\dot{S} = \hat{F}^*(\underline{y}_d) + \ddot{y}_d - u - d_d + \delta \quad (2-42)$$

Proposition 2 cas SISO d'ordre 2 :

La loi de commande suivante garantit la stabilité et la robustesse du système (2-7) en boucle fermée.

$$u = \hat{F}(\underline{y}_d) + \ddot{y}_d - k_d S \quad (2-43)$$

où k_d est une constante positive donnée par le concepteur.

Démonstration 2 cas SISO d'ordre 2 :

En substituant (2-43) dans (2-42), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{S} &= -k_d S + \hat{F}^*(\underline{y}_d) - \hat{F}(\underline{y}_d) - d_d + \delta \\ &= -k_d S + \tilde{F}(\underline{y}_d) - d_d + \delta \end{aligned} \quad (2-44)$$

où $\tilde{F}(\underline{y}_d) = \hat{F}^*(\underline{y}_d) - \hat{F}(\underline{y}_d) = \underline{\tilde{C}}^T \underline{\psi} + \underline{\tilde{A}}^T \underline{y}_d + \tilde{B}$.

Pour étudier la stabilité du système en boucle fermée et trouver les lois d'adaptation, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2\gamma_c} \underline{\tilde{C}}^T \underline{\tilde{C}} + \frac{1}{2\gamma_a} \underline{\tilde{A}}^T \underline{\tilde{A}} + \frac{1}{2\gamma_b} \tilde{B}^2 \quad (2-45)$$

où γ_c , γ_a et γ_b sont les taux d'adaptation pour les paramètres ajustables respectivement \underline{A} , B et \underline{C} .

La dérivée par rapport au temps de (2-45) devient alors :

$$\dot{V} = S\dot{S} + \frac{1}{\gamma_c} \tilde{\underline{C}}^T \dot{\underline{C}} - \frac{1}{\gamma_a} \tilde{\underline{A}}^T \dot{\underline{A}} + \frac{1}{\gamma_b} \tilde{\underline{B}} \dot{\underline{B}} \quad (2-46)$$

Sachant que $\underline{\hat{C}}^*$ représente la valeur optimale de $\underline{\hat{C}}$, et que $\tilde{\underline{C}} = \underline{\hat{C}}^* - \underline{\hat{C}}$, alors $\dot{\tilde{\underline{C}}} = \dot{\underline{\hat{C}}^*} - \dot{\underline{\hat{C}}} = -\dot{\underline{\hat{C}}}$.

De même, $\dot{\tilde{\underline{A}}} = \dot{\underline{\hat{A}}^*} - \dot{\underline{\hat{A}}} = -\dot{\underline{\hat{A}}}$ et $\dot{\tilde{\underline{B}}} = \dot{\underline{\hat{B}}^*} - \dot{\underline{\hat{B}}} = -\dot{\underline{\hat{B}}}$.

Par conséquent, l'équation (2-46) sera :

$$\dot{V} = S\dot{S} - \frac{1}{\gamma_c} \tilde{\underline{C}}^T \dot{\underline{\hat{C}}} - \frac{1}{\gamma_a} \tilde{\underline{A}}^T \dot{\underline{\hat{A}}} - \frac{1}{\gamma_b} \tilde{\underline{B}} \dot{\underline{\hat{B}}} \quad (2-47)$$

En substituant (2-44) dans (2-47), et supposant que $\tilde{\underline{F}}(\underline{y}_d) = \tilde{\underline{C}}^T \underline{\psi} + \tilde{\underline{A}}^T \underline{y}_d + \tilde{\underline{B}}$, la dérivée de Lyapunov deviendra :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -k_d S^2 + S[-d_d + \delta] - \frac{1}{\gamma_c} \tilde{\underline{C}}^T \left[\dot{\underline{\hat{C}}} - \gamma_c S \underline{\psi} \right] \\ & - \frac{1}{\gamma_a} \tilde{\underline{A}}^T \left[\dot{\underline{\hat{A}}} - \gamma_a S \underline{y}_d \right] - \frac{1}{\gamma_b} \tilde{\underline{B}} \left[\dot{\underline{\hat{B}}} - \gamma_b S \right] \end{aligned} \quad (2-48)$$

Si nous choisissons maintenant les trois lois d'adaptation suivantes :

$$\dot{\underline{\hat{A}}} = \gamma_a S \underline{y}_d \quad (2-49)$$

$$\dot{\underline{\hat{B}}} = \gamma_b S \quad (2-50)$$

$$\dot{\underline{\hat{C}}} = \gamma_c S \underline{\psi} \quad (2-51)$$

Nous obtenons

$$\dot{V} = -k_d S^2 + S[-d_d + \delta] \quad (2-52)$$

Qui peut être écrite

$$\dot{V} = -\frac{k_d}{2} S^2 - \left[\frac{k_d}{4} S^2 + S d_d \right] - \left[\frac{k_d}{4} S^2 - S \delta \right] \quad (2-53)$$

Après quelques manipulations, nous obtenons

$$\dot{V} = -\frac{k_d}{2} S^2 - \left[\frac{\sqrt{k_d}}{2} S + \frac{d_d}{\sqrt{k_d}} \right]^2 + \frac{d_d^2}{k_d} - \left[\frac{\sqrt{k_d}}{2} S - \frac{\delta}{\sqrt{k_d}} \right]^2 + \frac{\delta^2}{k_d} \quad (2-54)$$

De la même manière,

$$\dot{V} \leq -\frac{k_d}{2} S^2 + \frac{d_d^2}{k_d} + \frac{\delta^2}{k_d} \quad (2-55)$$

En intégrant l'inégalité dans (2-55) entre 0 et T , nous aurons

$$\int_0^T \frac{k_d}{2} S^2 dt \leq V(0) + \int_0^T \frac{d_d^2}{k_d} dt + \int_0^T \frac{\delta^2}{k_d} dt \quad (2-56)$$

En se basant sur le fait que tous les éléments dans la partie droite de cette inégalité sont bornés, le terme $\int_0^T \frac{k_d}{2} S^2 dt$ devient également borné. Selon le lemme de Barbalat, nous avons

$$\lim_{t \rightarrow \infty} S(t) = 0.$$

A partir du moment où la surface de glissement est conçue et construite pour être attractive, nous aurons alors $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$.

II.5.3. Cas d'un système mono-entrée mono-sortie d'ordre n

Considérons le système SISO non linéaire d'ordre n suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = f(\underline{x}) + g(\underline{x})u + d \\ y = x \end{cases} \quad (2-57)$$

tel que ;

$f(\underline{x})$ et $g(\underline{x})$ sont deux fonctions continues mais inconnues,
 u et y représentent l'entrée et la sortie du système respectivement,
 $\underline{x} = [\dot{x}, \ddot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$ représente le vecteur d'état et

d représente la perturbation externe considérée inconnue mais bornée.
 Selon (2-39), l'équation (2-57) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$x^{(n)} = f_d + u + d_d \quad (2-58)$$

tels que, $f_d = (1 - g^{-1}(\underline{x}))y^{(n)} + g^{-1}(\underline{x})f(\underline{x})$ et $d_d = g^{-1}(\underline{x})d$.

La surface de glissement sera définie par :

$$S = \lambda_{n-1}e + \dots + \lambda_1 e^{(n-2)} + e^{(n-1)} \quad (2-59)$$

où λ_i est une constante positive choisie afin que les polynômes de (2-59) aient des racines à partie réelle négative. Alors, nous proposons de choisir λ_i comme suit :

$$\lambda_i = \frac{k_i}{|e^{(n-1-i)}| + \varepsilon_i}; \quad i = 1, \dots, n-1 \quad (2-60)$$

où k_i et ε_i sont deux scalaires donnés par le concepteur afin que le coefficient λ_i appartienne

au domaine $\left[\frac{k_i}{|e^{(n-1-i)}|}; \frac{k_i}{\varepsilon_i} \right]$.

En conséquence, la dérivée par rapport au temps de (2-60) sera donnée par :

$$\dot{S} = \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_{n-i} e^{(i)} + \sum_{i=1}^{n-1} \dot{\lambda}_{n-i} e^{(i-1)} + e^{(n)} \quad (2-61)$$

En utilisant l'erreur de poursuite définie par $e^{(n)} = y_d^{(n)} - y^{(n)}$ avec équation (2-58), la dérivée par rapport au temps de la surface de glissement devient :

$$\dot{S} = F(\underline{x}, \underline{y}_d) + y_d^{(n)} - u - d_d \quad (2-62)$$

où $F(\underline{x}, \underline{y}_d) = \sum_{i=1}^{n-1} [\lambda_{n-i} e^{(i)} + \dot{\lambda}_{n-i} e^{(i-1)}] - f_d$ et $\underline{y}_d = [y_d, \dots, y_d^{(n-1)}]^T$.

Puisque la fonction $F(\underline{x}, \underline{y}_d)$ contient des termes inconnus et non linéaires, nous proposons de l'approximer à l'aide de ROF donné par l'équation (2-40).

Proposition 3 cas SISO d'ordre n [Hus, 07a], [Hus, 07b] :

La loi de commande suivante garantit la stabilité et la robustesse du système (2-57) en boucle fermée.

$$\underline{u} = \hat{F}(\underline{y}_d) + \underline{y}_d^{(n)} - k_d S \quad (2-63)$$

où k_d est une constante positive donnée par le concepteur.

Démonstration 3 cas SISO d'ordre n :

La stabilité du système bouclé peut être prouvé en suivant le même raisonnement dans le cas précédent.

II.5.4. Cas d'un système multi-entrées multi-sorties d'ordre n

Cette section décrit mathématiquement le système à commander, définit l'équation de la surface de glissement et présente la partie de commande qui sera compensée par le réseau ROF proposé pour résoudre le problème de poursuite.

Au début, nous allons considérer un système MIMO non linéaire d'ordre n décrit par l'équation différentielle suivant :

$$\begin{cases} \underline{\dot{x}}^{(n)} = F(X) + G(X)\underline{u} + \underline{d} \\ \underline{y} = \underline{x} \end{cases} \quad (2-64)$$

où $F(X) \in \mathfrak{R}^n$ et $G(X) \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ sont deux fonctions non linéaires continues et inconnues,

$\underline{y} \in \mathfrak{R}^n$ et $\underline{u} \in \mathfrak{R}^n$ représentent respectivement la sortie et l'entrée du système,

\underline{d} représente le vecteur des perturbations externes supposées inconnues mais bornées vérifiant

$\int \|\underline{d}\|^2 \leq \alpha$ où α est une constante positive.

On note par $X = [X_i]_{1 \leq i \leq n-1}$, avec $X_i = \underline{x}^{(i)}$, le vecteur d'état dont les éléments sont supposés mesurables, autrement dit $X^T = [\underline{x}^T, \dot{\underline{x}}^T, \dots, (\underline{x}^{(n-1)})^T] = [\underline{x}_1^T, \underline{x}_2^T, \dots, \underline{x}_n^T]$. En supposant que le

système est toujours contrôlable tel que $G^{-1}(X) \neq 0$.

L'équation (2-64) peut être réécrite comme suit :

$$G^{-1}(X)\underline{\dot{x}}^{(n)} = G^{-1}(X)F(X) + \underline{u} + G^{-1}(X)\underline{d} \quad (2-65)$$

$$0 = -G^{-1}(X)\underline{\dot{x}}^{(n)} + G^{-1}(X)F(X) + \underline{u} + G^{-1}(X)\underline{d} \quad (2-66)$$

En ajoutant aux deux cotés de l'égalité $\underline{\dot{x}}^{(n)}$, nous aurons :

$$\underline{\dot{x}}^{(n)} = \underline{\dot{x}}^{(n)} - G^{-1}(X)\underline{\dot{x}}^{(n)} + G^{-1}(X)F(X) + \underline{u} + G^{-1}(X)\underline{d} \quad (2-67)$$

$$\underline{\dot{x}}^{(n)} = (1 - G^{-1}(X))\underline{\dot{x}}^{(n)} + G^{-1}(X)F(X) + \underline{u} + G^{-1}(X)\underline{d} \quad (2-68)$$

et si nous supposons que,

$$\begin{cases} \underline{F}_d = (1 - G^{-1}(X))\underline{\dot{x}}^{(n)} + G^{-1}(X)F(X) \\ \underline{d}_G = G^{-1}(X)\underline{d} \end{cases} \quad (2-69)$$

la substitution de (2-68) dans (2-69) donne :

$$\underline{\dot{x}}^{(n)} = \underline{F}_d + \underline{u} + \underline{d}_G \quad (2-70)$$

Notre objectif est de forcer la sortie du système à suivre une trajectoire de référence, tel que le système décrit par (2-64) soit stable en boucle fermée malgré la présence de perturbations externes et les incertitudes paramétriques. En conséquence, nous devons garantir que $\underline{y} \rightarrow \underline{y}_d^{(n)}$ ou bien que $\underline{e} \rightarrow 0 \Big|_{t \rightarrow \infty}$ où \underline{e} est un vecteur colonne donné par: $\underline{e} = \underline{y}_d - \underline{y}$

Pour atteindre cet objectif, nous proposons l'élaboration d'une commande par mode glissant. Par conséquent, nous définissons d'abord la surface de glissement suivante :

$$\underline{S} = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T \in \mathfrak{R}^n \quad (2-71)$$

qui vérifie

$$\underline{S} = \Lambda_{n-1}\underline{e} + \Lambda_{n-2}\dot{\underline{e}} + \dots + \Lambda_1 e^{(n-2)} + e^{(n-1)} \quad (2-72)$$

où Λ_i ($i=1, \dots, n-1$) est une matrice diagonale d'ordre m (sachant que m est le numéro de sortie). On peut écrire Λ_i sous la forme suivant :

$$\Lambda_i = \text{diag}[\lambda_i^j] \quad (2-73)$$

Les éléments de la matrice Λ_i peuvent être choisis de telle sorte que toutes les racines du polynôme $P^{n-1} + \lambda_1^j P^{n-2} + \dots + \lambda_{n-2}^j P + \lambda_{n-1}^j$; ($j=1, \dots, n$), où P signifie l'opérateur de Laplace, soient à partie réelle négative.

En fait, les grandes valeurs de λ_i impliquent une réponse rapide pour la sortie du système à commander mais pouvant causer un grand dépassement ou même rendre le système instable. En revanche, les petites valeurs de λ_i induisent une réponse lente du système. Pour surmonter ce problème, cette valeur peut être adaptée en fonction de la valeur d'erreur de poursuite. De même que (2-43), nous proposons de choisir λ_i comme suit [Liu, 05]:

$$\lambda_i^j = \frac{k_i^j}{|e_i^{(n-1-i)}| + \varepsilon_i^j} \quad (i=1, \dots, n-1, j=1, \dots, n) \quad (2-74)$$

où k_i^j est une constante choisie de telle sorte que toutes les racines du polynôme $P^{n-1} + k_1^j P^{n-2} + \dots + k_{n-2}^j P + k_{n-1}^j$; ($j=1, \dots, n$) aient des racines à partie réelle négative. Le terme ε_i^j est une petite constante positive ajoutée pour éviter la division par zéro lorsque la sortie du système est égale à la trajectoire désirée. Pour la $i^{\text{ème}}$ élément, selon (2-74), λ_i^j est inversement proportionnelle à la valeur absolue de $e_i^{(n-1-i)}$.

L'équation (2-72) peut être écrite comme :

$$\underline{S} = \sum_{i=1}^{n-1} \Lambda_{n-i} \underline{e}^{(i-1)} + \underline{e}^{(n-1)} \quad (2-75)$$

La dérivée de l'équation (2-75) par rapport au temps devient :

$$\dot{\underline{S}} = \sum_{i=1}^{n-1} \Lambda_{n-i} \underline{e}^{(i)} + \sum_{i=1}^{n-1} \dot{\Lambda}_{n-i} \underline{e}^{(i-1)} + \underline{e}^{(n)} \quad (2-76)$$

Si on écrit le terme d'erreur sous la forme suivante :

$$\underline{e}^{(n)} = \underline{y}_d^{(n)} - \underline{y}^{(n)} \quad (2-77)$$

et en substituant (2-70) dans (2-77), on obtient :

$$\underline{e}^{(n)} = \underline{y}_d^{(n)} - \underline{F}_d + \underline{u} + \underline{d}_G \quad (2-78)$$

Aussi, la substitution de (2-78) dans (2-76), produit :

$$\underline{\dot{S}} = \underline{F}(X, \underline{y}_d) - \underline{u} - \underline{d}_G + \underline{y}_d^{(n)} \quad (2-79)$$

où :

$$\underline{F}(X, \underline{y}_d) = -\underline{F}_d + \sum_{i=1}^{n-1} \Lambda_{n-i} \underline{e}^{(i)} + \sum_{i=1}^{n-1} \dot{\Lambda}_{n-i} \underline{e}^{(i-1)} \quad (2-80)$$

Maintenant, nous pouvons approximer $\underline{F}(X, \underline{y}_d)$ en utilisant un réseau ROF défini par

$\hat{\underline{F}}(X, \underline{y}_d)$ tel que,

$$\hat{\underline{F}}(X, \underline{y}_d) = \begin{bmatrix} \underline{c}_1 & \mathbf{0}_{J \times 1} & \cdots & \mathbf{0}_{J \times 1} \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ \mathbf{0}_{J \times 1} & & & \mathbf{0}_{J \times 1} \\ \mathbf{0}_{J \times 1} & \cdots & \mathbf{0}_{J \times 1} & \underline{c}_n \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \underline{\psi}_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \underline{\psi}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{a}_1 & \mathbf{0}_{n \times 1} & \cdots & \mathbf{0}_{n \times 1} \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ \mathbf{0}_{n \times 1} & & & \mathbf{0}_{n \times 1} \\ \mathbf{0}_{n \times 1} & \cdots & \mathbf{0}_{n \times 1} & \underline{a}_n \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \overline{X}_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \overline{X}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ B_n \end{bmatrix}$$

Nous pouvons alors réécrire l'équation ci-dessus sous la forme :

$$\hat{\underline{F}}(X, \underline{y}_d) = \begin{bmatrix} \underline{c}_1^T \underline{\psi}_1 \\ \vdots \\ \underline{c}_n^T \underline{\psi}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{a}_1^T \overline{X}_1 \\ \vdots \\ \underline{a}_n^T \overline{X}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ \vdots \\ B_n \end{bmatrix} \quad (2-81)$$

où

\underline{c}_k^T , \underline{a}_k^T et B_k sont les paramètres ajustables pour $(k = 1, \dots, n)$,

\underline{c}_k et \underline{a}_k sont des vecteurs de taille $J \times 1$ et $n \times 1$ respectivement,

J est le nombre de règles dans le réseau ROF,

n est l'ordre du système,

B_k est un scalaire réel,

\bar{X}_k est un vecteur de taille $n \times 1$ tel que $\bar{X}_k = [\underline{x}_1(k), \underline{x}_2(k), \dots, \underline{x}_n(k)]^T$,

$\underline{\psi}_k$ est un vecteur de taille $J \times 1$ représente les fonctions à base floue d'ondelettes ;

$\underline{\psi}_k = \underline{\psi}(\bar{X}_k) = [\psi_k^1, \psi_k^2, \dots, \psi_k^J]^T$ de telle sorte que :

$$\psi_k^j(\bar{X}_k) = \frac{\left(\prod_{w=1}^n \mu_{Ajw}(X_k(w)) \right) \left(\prod_{w=1}^n \varphi_{jw}(X_k(w)) \right)}{\sum_{j=1}^J \left(\prod_{w=1}^n \mu_{Ajw}(X_k(w)) \right)} \quad (2-82)$$

En conséquence, nous pouvons mettre (2-81) dans la forme ci-dessous :

$$\hat{F}(X, \underline{y}_d) = \underline{C}^T \underline{\Psi} + \underline{A}^T \bar{X} + \underline{B}$$

où

$\underline{C} = [\underline{c}_1^T \dots \underline{c}_n^T]^T$, $\underline{\Psi} = [\underline{\psi}_1^T \dots \underline{\psi}_n^T]^T$ est la matrice régressive de réseau ROF,

$\underline{A} = [\underline{a}_1^T \dots \underline{a}_n^T]^T$, $\bar{X} = [\bar{X}_1^T \bar{X}_2^T \dots \bar{X}_n^T]^T$ et $\underline{B} = [B_1 \dots B_n]^T$.

Si le système converge à son signal de référence nous aurons $X = Y_d$ et donc, la fonction inconnue $F(X, \underline{y}_d)$ dans (2-80) converge à $F(Y_d)$ [Liu, 05].

En supposant que $\bar{Y}_d = [\underline{y}_d^T, \underline{y}_d^T, \dots, (\underline{y}_d^{(n-1)})^T]^T = [\bar{Y}_{d1}^T \bar{Y}_{d2}^T \dots \bar{Y}_{dn}^T]^T$ où \bar{Y}_{dk} est un vecteur de

taille $n \times 1$ avec $\bar{Y}_{dk} = [\underline{y}_d(k), \underline{y}_d(k), \dots, \underline{y}_d^{(n-1)}(k)]$, on peut alors approximer $\hat{F}(X, \underline{y}_d)$ dans

l'équation précédente par :

$$\hat{F}(Y_d) = \underline{C}^T \underline{\Psi}_d + \underline{A}^T \bar{Y}_d + \underline{B} \quad (2-83)$$

où

$$\bar{Y}_d = [\bar{Y}_{d1}^T \bar{Y}_{d2}^T \dots \bar{Y}_{dn}^T]^T,$$

\bar{Y}_{dk} est un vecteur de taille $n \times 1$ de telle sorte que,

$\bar{Y}_{dk} = [\underline{y}_{d1}(k), \underline{y}_{d2}(k), \dots, \underline{y}_{dn}(k)]^T$, $\underline{\Psi}_d$ est la matrice régressive à base ROF définie par

$\underline{\Psi}_d = [\underline{\psi}_{d1}^T \dots \underline{\psi}_{dn}^T]^T$; $\underline{\psi}_{dk}$ est le vecteur de fonctions à base ROF avec une taille de $J \times 1$,

$\underline{\psi}_{dk} = \underline{\psi}_k(Y_d) = [\psi_k^1, \psi_k^2, \dots, \psi_k^J]^T$ qui est similaire à l'équation (2-77) mais en remplaçant

chaque variable d'état par sa valeur désirée. Donc, la trajectoire de référence sera la seule entrée pour le réseau ROF.

Selon la théorie de l'approximation universelle, et rappelant équation (2-83), il existe une valeur optimale et fini de $\hat{\underline{F}}(Y_d)$ donnée par:

$$\hat{\underline{F}}^*(Y_d) = \underline{C}^{*T} \underline{\Psi}_d + \underline{A}^{*T} \bar{Y}_d + \underline{B}^* \quad (2-84)$$

qui vérifie

$$\underline{F}(Y_d) = \hat{\underline{F}}^*(Y_d) + \underline{\delta} \quad (2-85)$$

où $\underline{\delta}$ est un vecteur constant de taille $n \times 1$ représentant l'erreur minimal d'approximation,

\underline{C}^* , \underline{A}^* et \underline{B}^* sont respectivement les vecteurs optimaux de valeurs, \underline{C} , \underline{A} et \underline{B} .

En utilisant (2-85), l'équation (2-79) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{\underline{S}} = \hat{\underline{F}}^*(Y_d) + \underline{\delta} - \underline{u} - \underline{d}_G + \underline{y}_d^{(n)} \quad (2-86)$$

Proposition 4 cas MIMO d'ordre n [Hus, 08b] :

Pour garantir la stabilité globale en boucle fermée du système MIMO décrit par l'équation (2-64), et d'avoir une bonne poursuite, nous proposons la loi de commande suivante :

$$\underline{u}(t) = \hat{\underline{F}}(Y_d) + \underline{y}_d^{(n)} + \underline{K}_d \underline{S} \quad (2-87)$$

où $\underline{K}_d = \begin{bmatrix} k_d^1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & k_d^n \end{bmatrix}$ est une matrice diagonale $n \times n$.

Le terme \underline{K}_d maintient la stabilité du système et permet aux valeurs de paramètres ajustables d'être initialisées à zéro. Par conséquent, l'adaptation hors-ligne et l'initialisation aléatoire sont évitées.

Démonstration 4 cas MIMO d'ordre n :

En substituant équation (2-87) dans (2-86), nous obtenons :

$$\dot{\underline{S}} = \tilde{\underline{F}}(Y_d) + \underline{\delta} - \underline{K}_d \underline{S} - \underline{d}_G \quad (2-88)$$

où $\tilde{F}(Y_d) = \hat{F}^*(Y_d) - \hat{F}(Y_d) = \tilde{C}^T \underline{\Psi}_d + \tilde{A}^T \bar{Y}_d + \tilde{B}$ qui implique ;

$$\tilde{F}(Y_d) = \begin{bmatrix} \tilde{c}_1^T \underline{\Psi}_1 \\ \vdots \\ \tilde{c}_n^T \underline{\Psi}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{a}_1^T Y_{d1} \\ \vdots \\ \tilde{a}_n^T Y_{dn} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{B}_1 \\ \vdots \\ \tilde{B}_n \end{bmatrix}$$

Pour étudier la stabilité en boucle fermée et trouver les lois d'adaptation pour les paramètres ajustables, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(t) = \frac{1}{2} \underline{S}^T \underline{S} + \frac{1}{2\gamma_C} \text{trace} \left\{ \tilde{C}^T \tilde{C} \right\} + \frac{1}{2\gamma_A} \text{trace} \left\{ \tilde{A}^T \tilde{A} \right\} + \frac{1}{2\gamma_B} \tilde{B}^T \tilde{B} \quad (2-89)$$

Donc, la dérivée de l'équation précédente par rapport au temps devient :

$$\dot{V}(t) = \underline{S}^T \dot{\underline{S}} + \frac{1}{\gamma_C} \text{trace} \left\{ \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} \right\} + \frac{1}{\gamma_A} \text{trace} \left\{ \tilde{A}^T \dot{\tilde{A}} \right\} + \frac{1}{\gamma_B} \tilde{B}^T \dot{\tilde{B}} \quad (2-90)$$

où $\dot{\tilde{C}} = -\dot{\underline{C}}$, $\dot{\tilde{A}} = -\dot{\underline{A}}$ et $\dot{\tilde{B}} = -\dot{\underline{B}}$.

En substituant (2-88) dans (2-90), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \underline{S}^T \left(\tilde{F}(\underline{y}_d, \dot{\underline{y}}_d) + \underline{\delta} - \underline{K}_d \underline{S} - \underline{d}_G \right) - \frac{1}{\gamma_C} \text{trace} \left\{ \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} \right\} - \frac{1}{\gamma_A} \text{trace} \left\{ \tilde{A}^T \dot{\tilde{A}} \right\} - \frac{1}{\gamma_B} \tilde{B}^T \dot{\tilde{B}} \\ \dot{V}(t) &= \underline{S}^T \underline{\delta} - \underline{S}^T \underline{d}_G - \underline{S}^T \underline{K}_d \underline{S} - \frac{1}{\gamma_C} \left(\text{trace} \left\{ \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} \right\} - \gamma_C \underline{S}^T \tilde{C}^T \underline{\Psi}_d \right) \\ &\quad - \frac{1}{\gamma_A} \left(\text{trace} \left\{ \tilde{A}^T \dot{\tilde{A}} \right\} - \gamma_A \underline{S}^T \tilde{A}^T \underline{y}_d \right) - \frac{1}{\gamma_B} \left(\tilde{B}^T \dot{\tilde{B}} - \gamma_B \underline{S}^T \tilde{B}^T \right) \end{aligned} \quad (2-91)$$

compte tenu du fait que

$$\begin{aligned} \text{trace} \left\{ \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} \right\} &= \sum_{k=1}^n \tilde{c}_k^T \dot{\tilde{c}}_k, \\ \left(\text{trace} \left\{ \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} \right\} - \gamma_C \underline{S}^T \left(\tilde{C}^T \underline{\Psi}_d \right) \right) &= \sum_{k=1}^n \left(\tilde{c}_k^T \dot{\tilde{c}}_k - \gamma_C s_k \left(\tilde{c}_k^T \underline{\psi}_{dk} \right) \right), \end{aligned}$$

$$\text{trace} \left\{ \underline{\tilde{A}}^T \dot{\underline{\hat{A}}} \right\} = \sum_{k=1}^n \underline{\tilde{a}}_k^T \dot{\underline{\hat{a}}}_k,$$

$$\left(\text{trace} \left\{ \underline{\tilde{A}}^T \dot{\underline{\hat{A}}} \right\} - \gamma_A \underline{S}^T \left(\underline{\tilde{A}}^T \underline{\bar{Y}}_d \right) \right) = \sum_{k=1}^n \left(\underline{\tilde{a}}_k^T \dot{\underline{\hat{a}}}_k - \gamma_A s_k \left(\underline{\tilde{a}}_k^T \underline{\bar{Y}}_{dk} \right) \right),$$

ainsi, nous choisissons les lois d'adaptation suivantes :

$$\dot{\underline{\hat{c}}}_k = \gamma_C s_k \underline{\Psi}_{dk} \quad (2-92)$$

$$\dot{\underline{\hat{a}}}_k = \gamma_A s_k \underline{\bar{Y}}_{dk} \quad (2-93)$$

$$\dot{\underline{\hat{B}}}_k = \gamma_B s_k \quad (2-94)$$

L'équation (2-91) devient alors,

$$\dot{V}(t) = -\underline{S}^T K_d \underline{S} + \underline{S}^T [\underline{\delta} - \underline{d}_G] \quad (2-95)$$

Qui peut être réécrite comme suit :

$$\dot{V}(t) = -\sum_{k=1}^n k_d^k s_k^2 - \sum_{k=1}^n d_G^k s_k + \sum_{k=1}^n \delta^k s_k \quad (2-96)$$

avec quelques manipulations, nous obtenons

$$\dot{V}(t) = -\sum_{k=1}^n \frac{k_d^k}{2} s_k^2 - \left[\sum_{k=1}^n \left(\frac{k_d^k}{4} s_k^2 + d_G^k s_k \right) \right] - \left[\sum_{k=1}^n \left(\frac{k_d^k}{4} s_k^2 - \delta^k s_k \right) \right] \quad (2-97)$$

Et donc,

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & -\sum_{k=1}^n \frac{k_d^k}{2} s_k^2 - \left[\sum_{k=1}^n \left(\frac{k_d^k}{4} s_k^2 + d_G^k s_k + \left(\frac{d_G^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 \right) \right] + \sum_{k=1}^n \left(\frac{d_G^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 \\ & - \left[\sum_{k=1}^n \left(\frac{k_d^k}{4} s_k^2 - \delta^k s_k + \left(\frac{\delta^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 \right) \right] + \sum_{k=1}^n \left(\frac{\delta^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 \end{aligned} \quad (2-98)$$

qui est l'équivalent de,

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & -\sum_{k=1}^n \frac{k_d^k}{2} s_k^2 - \left[\sum_{k=1}^n \left(\frac{\sqrt{k_d^k}}{2} s_k + \frac{d_G^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 \right] + \sum_{k=1}^n \left(\frac{d_G^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 \\ & - \left[\sum_{k=1}^n \left(\frac{\sqrt{k_d^k}}{2} s_k^2 + \frac{\delta^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 \right] + \sum_{k=1}^n \left(\frac{\delta^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 \end{aligned} \quad (2-99)$$

Cela veut dire que,

$$\dot{V}(t) \leq -\sum_{k=1}^n \frac{k_d^k}{2} s_k^2 + \sum_{k=1}^n \left(\frac{d_G^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 + \sum_{k=1}^n \left(\frac{\delta^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 \quad (2-100)$$

En intégrant l'inégalité précédente entre 0 et T , nous aurons

$$V(T) - V(0) \leq -\sum_{k=1}^n \int_0^T \left[\frac{k_d^k}{2} s_k^2 \right] dt + \sum_{k=1}^n \int_0^T \left(\frac{d_G^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 dt + \sum_{k=1}^n \int_0^T \left(\frac{\delta^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 dt \quad (2-101)$$

$$\sum_{k=1}^n \int_0^T \left[\frac{k_d^k}{2} s_k^2 \right] dt \leq V(0) - V(T) + \sum_{k=1}^n \int_0^T \left(\frac{d_G^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 dt + \sum_{k=1}^n \int_0^T \left(\frac{\delta^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 dt \quad (2-102)$$

Puisque $V(T) \geq 0$, cette inégalité deviendra :

$$\sum_{k=1}^n \int_0^T \left[\frac{k_d^k}{2} s_k^2 \right] dt \leq V(0) + \sum_{k=1}^n \int_0^T \left(\frac{d_G^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 dt + \sum_{k=1}^n \int_0^T \left(\frac{\delta^k}{\sqrt{k_d^k}} \right)^2 dt \quad (2-103)$$

En se basant sur le fait que tous les éléments dans la partie droite de cette inégalité sont bornés,

le terme $\sum_{k=1}^n \int_0^T \left[\frac{k_d^k}{2} s_k^2 \right] dt$ devient également borné. Selon le lemme de Barbalat [Wan, 94], nous

avons $\lim_{t \rightarrow \infty} s_k = 0$ pour tous $k = 1, \dots, n$. A partir du moment où la surface de glissement est

conçue et construite pour être attractive, nous pouvons constater que $\lim_{t \rightarrow \infty} e_k = 0$ pour tout

$k = 1, \dots, n$.

Par conséquent, lorsque le système atteint cette surface, il y reste comme c'est démontré par Utkin [Utk, 77]. Pour cette raison, l'objectif du contrôle est satisfait et, donc, nous avons pu synthétiser un contrôleur robuste basé sur CMG, capable de forcer la sortie du système MIMO à poursuivre une trajectoire désirée sous la contrainte que tous les signaux impliqués soient bornés. En outre, la stabilité globale du système avec la loi de commande dans (2-87) est approuvée mathématiquement en utilisant la deuxième théorie de Lyapunov en stabilité.

Pour illustrer le processus d'adaptation ainsi que le réseau ROF, nous allons considérer respectivement les figures (2-10) et (2-11).

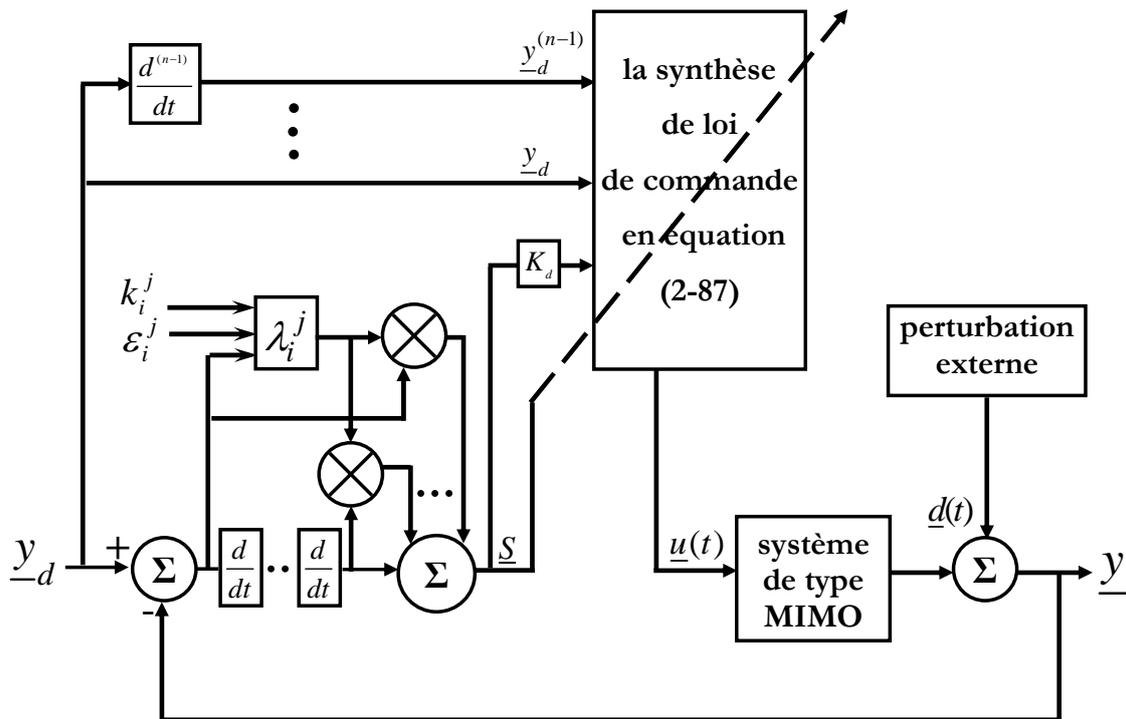


Figure (2-10) : Diagramme de l'approche proposée

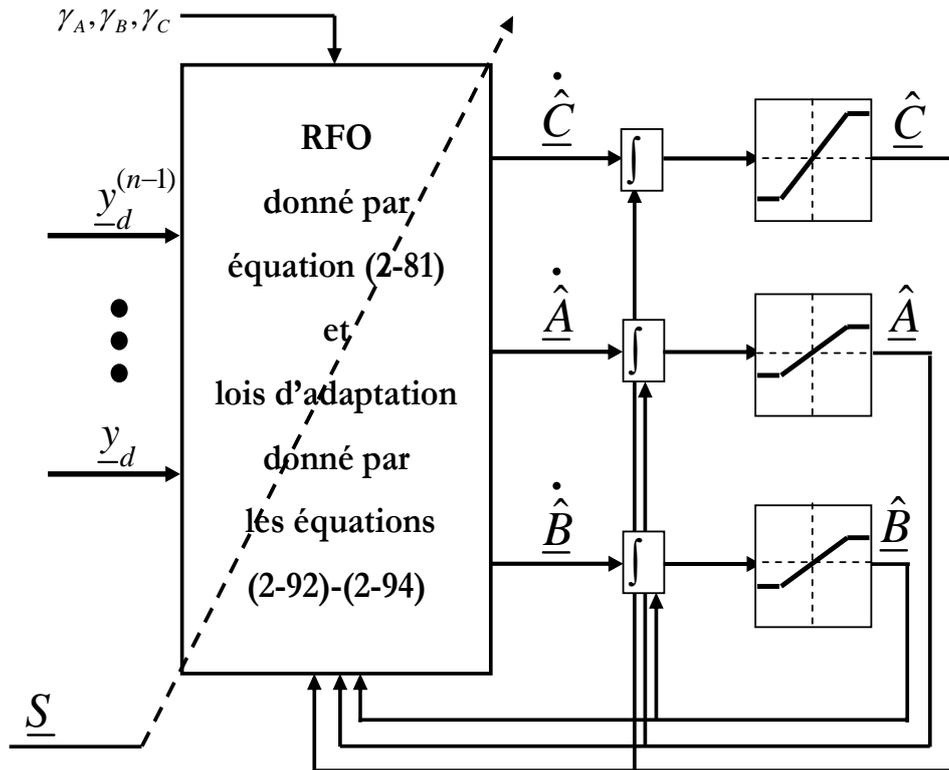


Figure (2-11) : Le réseau ROF adaptatif utilisé

II.5.4.1. Procédure de mise en oeuvre :

Selon la méthode proposée, la procédure de conception d'un contrôleur basée sur ROF pour un système décrit par l'équation (2-64) dont le modèle nominal est indisponible, comprend les deux phases suivantes :

1. La phase de conception :

- 1.1. Spécifier l'ordre du système à commander (n) et les vecteur de trajectoire désirée (\underline{y}_d).
- 1.2. Définir les fonctions d'appartenance pour l'approximateur ROF de type MIMO ainsi que les paramètres d'ondelettes (dilatation et de translation) en fonction de l'intervalle de chaque variable d'entrée. Cette définition sera de telle sorte que les fonctions d'appartenance couvrent uniformément l'univers de discours.
- 1.3. Définir les (J) règles de ROF.
- 1.4. Concernant la surface de glissement, spécifier le numérateur (k_i^j), le dénominateur (ε_i^j) pour $i = 1, \dots, n-1$ et $j = 1, \dots, n$ afin de calculer la surface donnée par l'équation

(2-74). Ensuite, spécifier la matrice diagonale (K_d) pour calculer la loi de commande dans équation (2-87).

1.5. Définir les taux d'apprentissage γ_A , γ_B et γ_C requis dans l'adaptation en temps réel respectivement \underline{A} , \underline{B} et \underline{C} . Afin de maintenir la non-linéarité de l'approximateur, nous choisissons γ_C beaucoup plus grand que γ_A et γ_B .

2. La phase de calcul en temps réel :

2.1. En utilisant l'erreur de poursuite \underline{e} , calculer λ_i^j selon l'équation (2-74) et puis, la surface de glissement dans l'équation (2-75).

2.2. Calculer la sortie du réseau ROF en utilisant uniquement le vecteur de sortie désirée (\underline{y}_d) ensuite adapter les paramètres ajustables comme l'indique l'équation (2-83).

2.3. Déduire la loi de commande à l'aide de l'équation (2-87) et appliquer cette loi au système décrit par l'équation (2-64).

2.4. Mettre à jour les paramètres ajustables \underline{A} , \underline{B} et \underline{C} du réseau ROF selon les équations (2-92), (2-93) et (2-94).

2.5. Répéter les mêmes calculs pour l'itération suivante en allant à l'étape 2.1.

II.6. Simulation et résultats

II.6.1. Cas d'un système mono-entrée mono-sortie d'ordre n

Pour approuver la commande proposée, un système SISO d'ordre trois sera considéré comme exemple de simulation. Un bras de robot avec un seul degré de liberté équipé d'un moteur à courant continu comme le montre la figure (2-12), semble être un bon exemple réel.

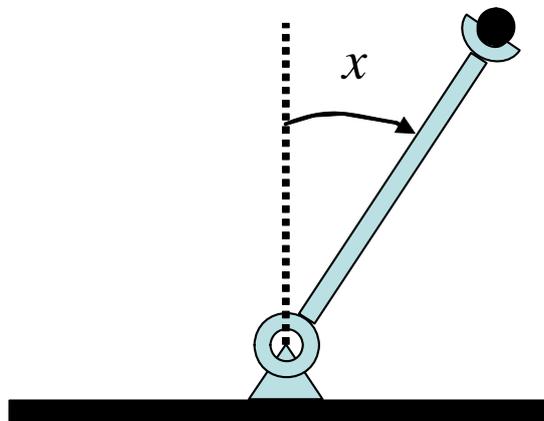


Figure (2-12) : Le bras de robot

L'équation dynamique qui décrit ce système est donnée par :

$$\begin{cases} \ddot{x}_1 = f(\underline{x}) + g(\underline{x})u(t) + d(t) \\ y = x \end{cases} \quad (2-104)$$

où

$$f(\underline{x}) = -\frac{r}{L}x_3 - \left(\frac{g}{l} \cos(x_1) + \frac{K_b N^2 K_t}{L m l^2} \right) x_2 - \frac{r g}{L l} \sin(x_1),$$

$$g(\underline{x}) = \frac{K_t N}{L m l^2}, \quad d(t) = \frac{r}{L m l^2} d'(t) + \frac{1}{m l^2} d''(t),$$

$$\underline{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [\dot{x} \ \ddot{x} \ \ddot{\ddot{x}}]^T,$$

x (rad) est la position angulaire,

$u(t)$ est la tension appliquée, et

$d(t)$ est la perturbation externe inconnu.

Le tableau (2-2) donne les valeurs et les définitions des paramètres nominaux.

Masse du bras	$m = 5 \text{ Kg}$
Longueur du bras	$l = 0.5 \text{ m}$
Gravité	$g = 9.8$
Résistance	$r = 1.5$
Inductance	$L = 0.5$
Constante de la force électromotrice	$K_b = 0.2$
Constante du couple du moteur	$K_t = 0.3$
Rapport de réduction	$N = 60$

Tableau (2-2) : Paramètres de simulation

Selon (2-59) et comme notre système est d'ordre trois, nous avons $S_1 = e_1^{(2)} + \lambda_2 e_1^{(1)} + \lambda_1 e_1$. Si nous souhaitons que λ_2 appartienne à l'intervalle]10, 20] et que λ_1 appartienne à l'intervalle]5, 10], nous choisissons $k_2 = 20$, $\varepsilon_2 = 1$, $k_1 = 10$ et $\varepsilon_1 = 1$. Ce choix sera aussi considéré pour $S_2 = e_2^{(2)} + \lambda_2 e_2^{(1)} + \lambda_1 e_2$. Le gain $k_d = 6$ sera largement suffisant car la sortie désirée est bornée par l'intervalle [-1, 1]. Si nous considérons la trajectoire désirée comme $y_d = \sin(t)$, la gamme de la sortie désirée appartiendra toujours à l'intervalle fermé [-1, 1]. Pour donner une certaine pondération à notre contrôleur, l'intervalle [-1.2, 1.2] sera considéré comme l'univers de discours pour la couche d'entrée. Cet intervalle sera suffisamment couvert par 3 fonctions d'appartenance

pour chaque position, vitesse et accélération angulaire. Par conséquent, nous aurons 27 règles. Concernant les dilatations, elles sont choisies afin que la fonction d'appartenance soit, ni très serrée, ni très étendue et donc, on a considéré $d_j = 0.8$. Les translation t_j 's sont choisies pour couvrir équitablement l'intervalle $[-1.2, 1.2]$. Les constantes γ_A , γ_B et γ_C qui représentent les taux d'adaptation respectivement pour \underline{A} , \underline{B} et \underline{C} , sont choisies comme : $\gamma_A = 0.005$, $\gamma_B = 0.005$ et $\gamma_C = 20$.

Les figures (2-13) – (2-28) montrent les résultats de simulation obtenus dans le cas où le système est soumis à une perturbation externe donnée par : $d = 0.125 \times \sin(2t)$. Les figures (2-13)-(2-15) montrent la bonne convergence du système vers le signal de référence. Un temps de réponse assez court est obtenu en raison de la bonne approximation de ROF comme illustré par la figure (2-16). En outre, le signal de commande appliqué dans la figure (2-17) ne contient pas de variations brusques ni de broutement.

Pour exprimer la réduction remarquable de l'énergie de contrôle par l'approche proposée, les mêmes simulations sont effectuées avec une surface de glissement fixe. La figure (2-18) montre que la commande proposée garantit une amélioration considérable en termes de réduction de l'effort appliqué au début de régime transitoire ou lorsque l'erreur de poursuite devient brusquement importante.

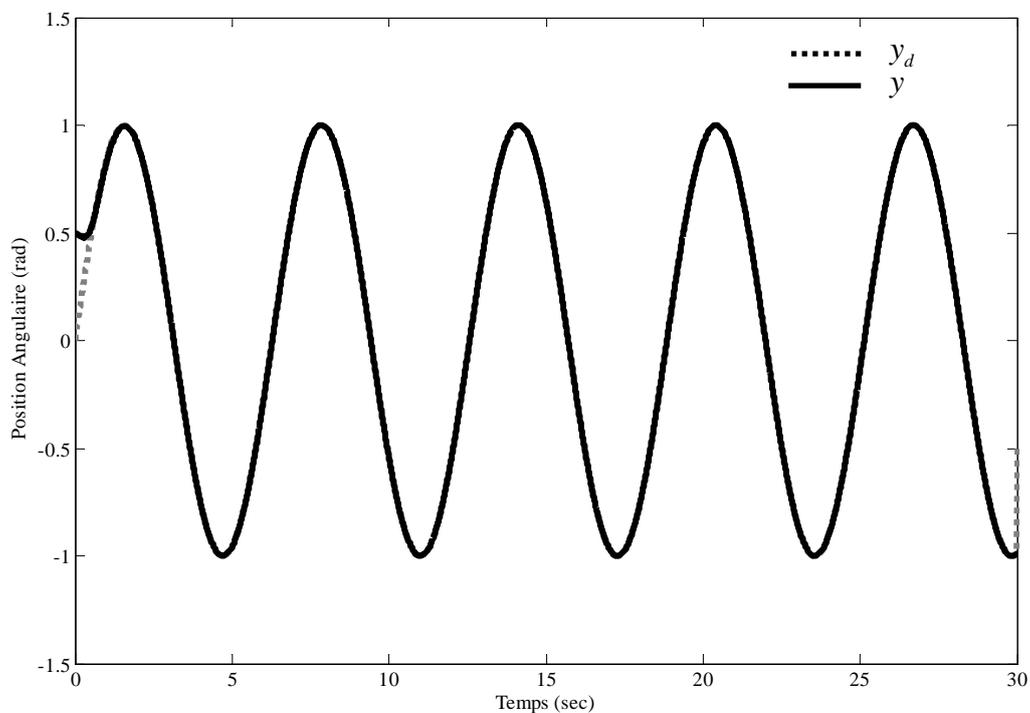


Figure (2-13) : La poursuite de position

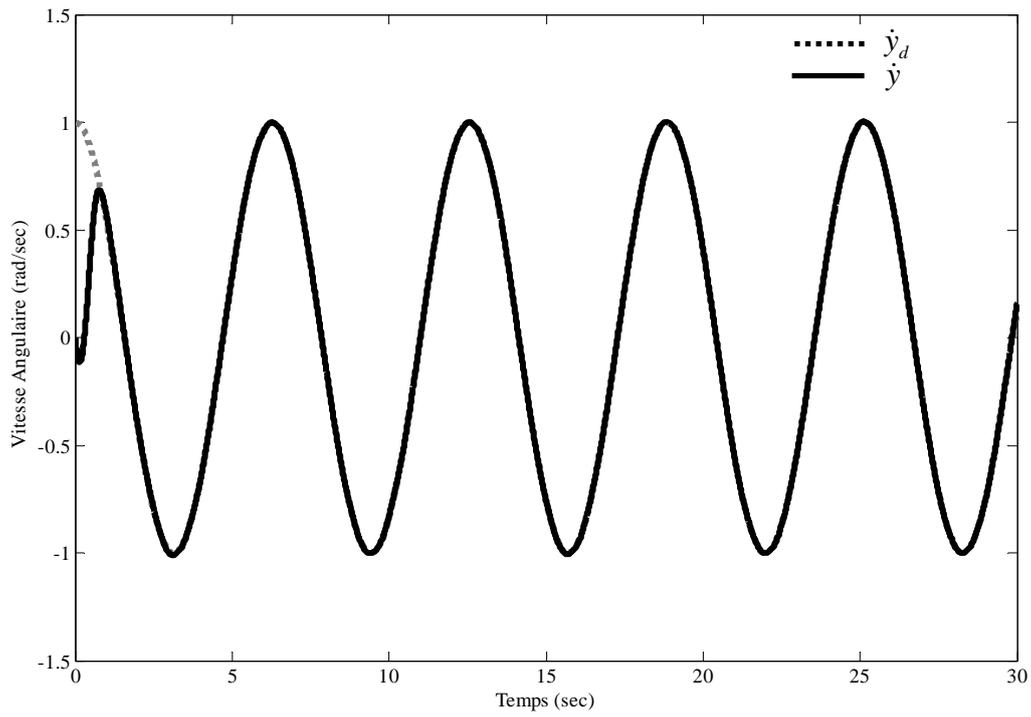


Figure (2-14) : La poursuite de vitesse

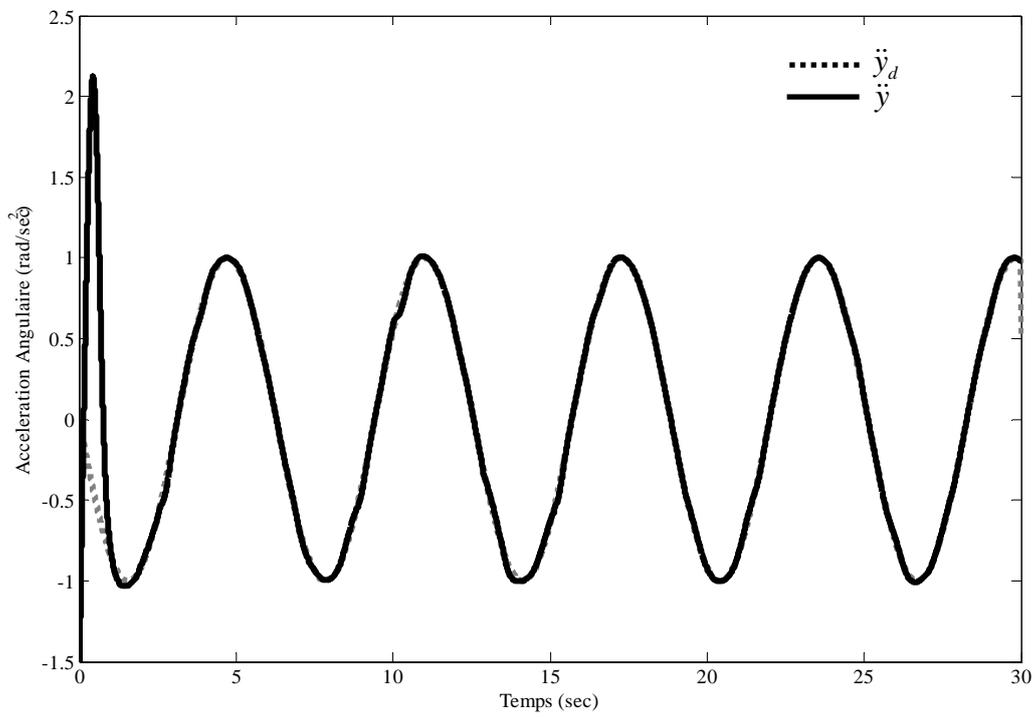


Figure (2-15) : La poursuite d'accélération

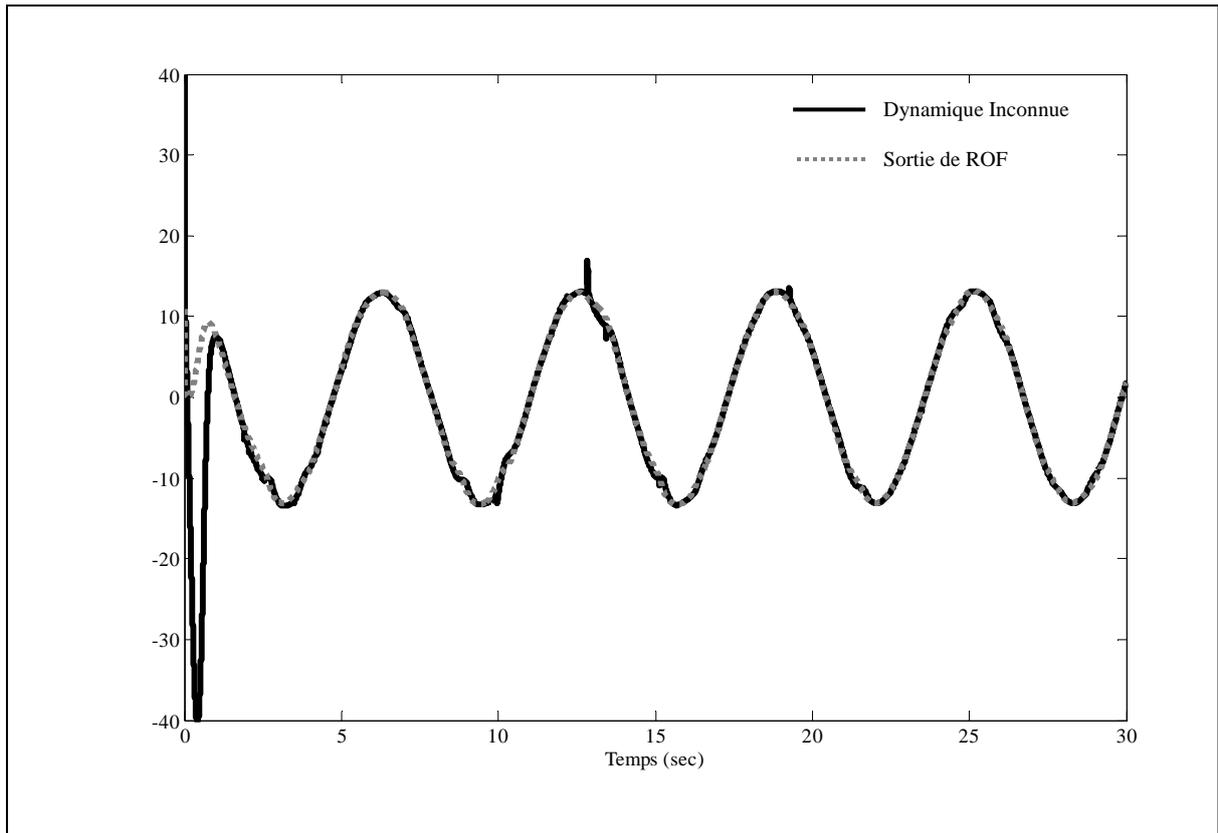


Figure (2-16) : La performance d'approximation

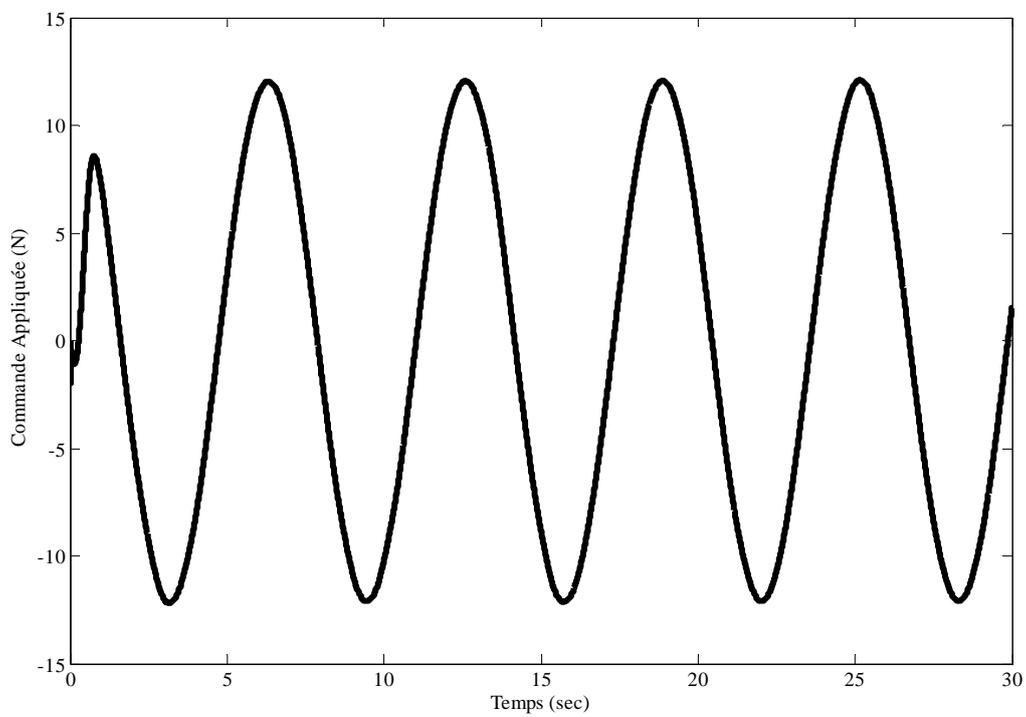


Figure (2-17) : La loi de commande

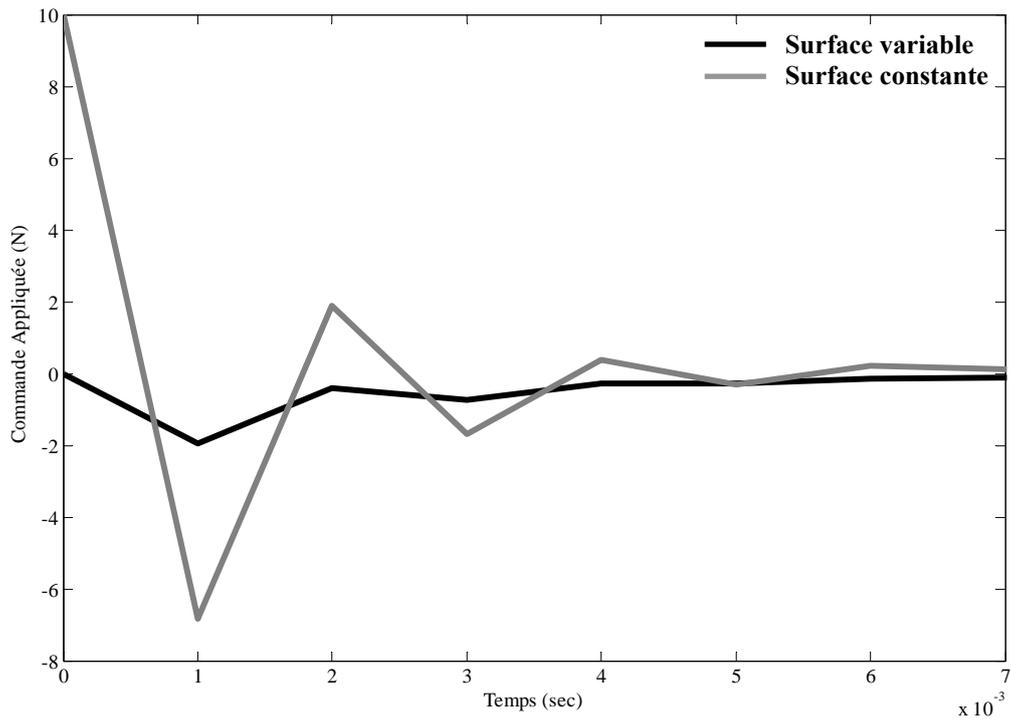


Figure (2-18) : Comparaison de commande entre une surface fixe et variable

II.6.2. Cas d'un système multi-entrées multi-sorties d'ordre n

Afin de valider le contrôleur proposé, un manipulateur de robot à deux articulations, figure (2-19), est étudié comme un exemple de simulation.

L'équation dynamique qui décrit ce système est donnée par :

$$\begin{cases} M(\underline{x})\ddot{\underline{x}} + C(\underline{x}, \dot{\underline{x}}) + G(\underline{x}) = \Gamma(\underline{x}) + \underline{d} \\ \underline{y} = \underline{x} \end{cases} \quad (2-105)$$

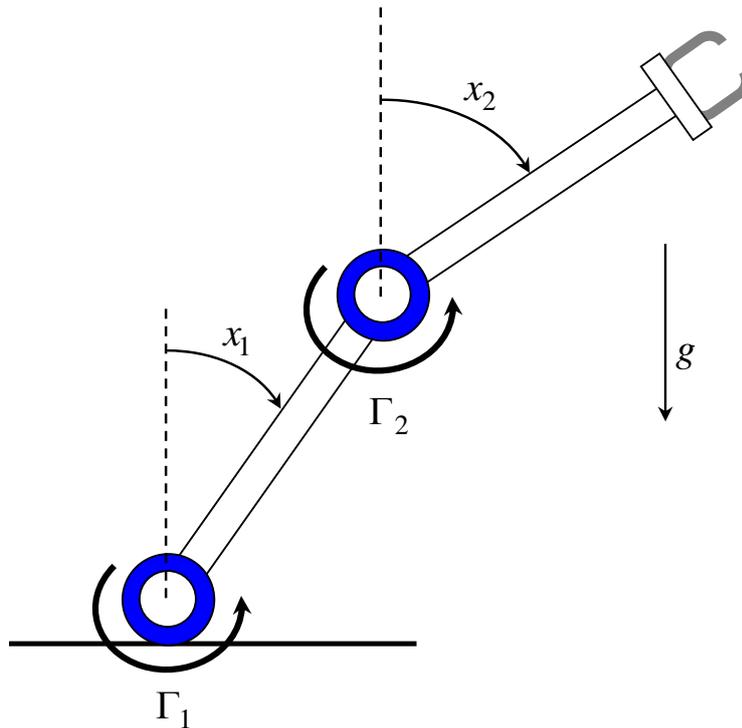


Figure (2-19) : Un manipulateur de robot à deux articulations

où \underline{x} , $\dot{\underline{x}}$ et $\ddot{\underline{x}}$ sont respectivement les vecteurs angulaires de position, vitesse et accélération sachant que, $\underline{x} = [x_1 \quad x_2]^T$. $M(\underline{x})$ est la matrice d'inertie, qui est définie positive, symétrique et non-singulière donnée par :

$$M(\underline{x}) = \begin{bmatrix} (m_1 + m_2)l_1^2 & m_2 l_1 l_2 (s_1 s_2 + c_1 c_2) \\ m_2 l_1 l_2 (s_1 s_2 + c_1 c_2) & m_2 l_2^2 \end{bmatrix}$$

tel que : $s_i = \sin(x_i)$, $c_i = \cos(x_i)$, m_i et l_i sont la masse et la longueur d'articulation i respectivement pour $i = 1, 2$.

$C(\underline{x}, \dot{\underline{x}})$ est la matrice des forces centripètes et de Coriolis donnée par :

$$C(\underline{x}, \dot{\underline{x}}) = m_2 l_1 l_2 (c_1 s_2 - s_1 c_2) \begin{bmatrix} 0 & -\dot{x}_2 \\ -\dot{x}_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$G(\underline{x})$ est le vecteur des forces gravitationnelles donné par :

$$G(\underline{x}) = \begin{bmatrix} -(m_1 + m_2) l_1 g s_1 \\ m_2 l_2 g s_2 \end{bmatrix}$$

$d \in \mathbb{R}^2$ représente la perturbation externe, et $\Gamma(\underline{x})$ est le vecteur de couple appliquée.

Les paramètres du robot, utilisés en simulation, sont :

$$m_1 = 5 \text{ kg}, m_2 = 2.5 \text{ kg}, l_1 = 0.5 \text{ m}, l_2 = 0.5 \text{ m}, \text{ et } g = 9.8 \text{ m/sec}^2.$$

On suppose que les incertitudes paramétriques, qui représentent la variation dans les masses, sont dans les formes $dm_j = 0.01m_j(\sin(2t) + \sin(3t))$ ($j = 1, 2$) où t représente la variable du temps. Ainsi, le système est soumis à une perturbation externe donnée par $\underline{d} = 0.1\sin(2t) + 0.1\sin(3t) \times [1 \ 1]^T$.

Conformément aux procédures de conception indiquées antérieurement, la trajectoire désirée y_d sera défini comme $y_{d1} = y_{d2} = \sin(t)$. Nous définissons aussi les paramètres de K_d , k_i^j 's et ε_i^j 's. Puisque notre exemple est d'ordre deux, ceci implique que : $n = 2$ et $m = 2$. Nous choisissons $k_{d1} = 50$, $k_{d2} = 40$, $k_i^j = 10$ et $\varepsilon_i^j = 0.1$ pour $i = 1$ et $j = 1, 2$.

Si on considère la trajectoire de référence désirée dans la forme de $\underline{y}_d = \sin(t) \times [1 \ 1]^T$, l'intervalle de la sortie désirée (ainsi que la sortie actuelle en cas d'une poursuite parfaite) appartient toujours à l'intervalle fermé $[-1, 1]$. Pour donner une pondération à notre contrôleur, l'intervalle $[-1.2, 1.2]$ sera considéré comme un univers de discours pour la couche d'entrée. Cet intervalle peut suffisamment être couvert par 5 fonctions d'appartenance et comme nous avons deux entrées (position et vitesse), l'approximateur ROF va avoir 25 règles. Les dilations sont sélectionnées tel que $\underline{d} = [1, 0.6, 0.5, 0.6, 1]$, alors que les translations seront choisies pour diviser l'intervalle $[-1.2, 1.2]$ équitablement en 4 parties (utilisant l'instruction de MATLAB© `linspace`¹). Les constantes γ_A , γ_B et γ_C , qui correspond aux taux d'apprentissage sont choisis respectivement : $\gamma_A = 0.05$, $\gamma_B = 0.05$ et $\gamma_C = 10$.

Concernant la position initiale, on a considéré trois points différents ; $\underline{x}(0) = (0.8, 0.8)$, $\underline{x}(0) = (-1, 1)$ et $\underline{x}(0) = (-1.25, 1.25)$. La vitesse et l'accélération sont initialisées toujours à zéro. Les résultats des simulations sont donnés par les figures (2-20) à (2-27). La figure (2-21) montre la

¹ `linspace(-1,2,1,2,3)`.

convergence rapide de la sortie du système vers la trajectoire désirée. De même, nous pouvons constater que, pour toutes les conditions initiales, le système maintient un temps de réponse assez court. Les figures (2-24) et (2-25) montrent la bonne convergence de l'erreur de poursuite à zéro tandis que les figures (2-26) et (2-27) donnent les couples appliqués qui ne présentent aucune variation brusque ni de réticence. Une étude comparative est exposée par la figure (2-28) afin de refléter la performance de la surface variable par rapport à la surface constante (le cas de $\underline{x}(0)=(0.8, 0.8)$). Nous pouvons remarquer que l'approche proposée permet de réduire considérablement l'effort appliqué notamment au démarrage.

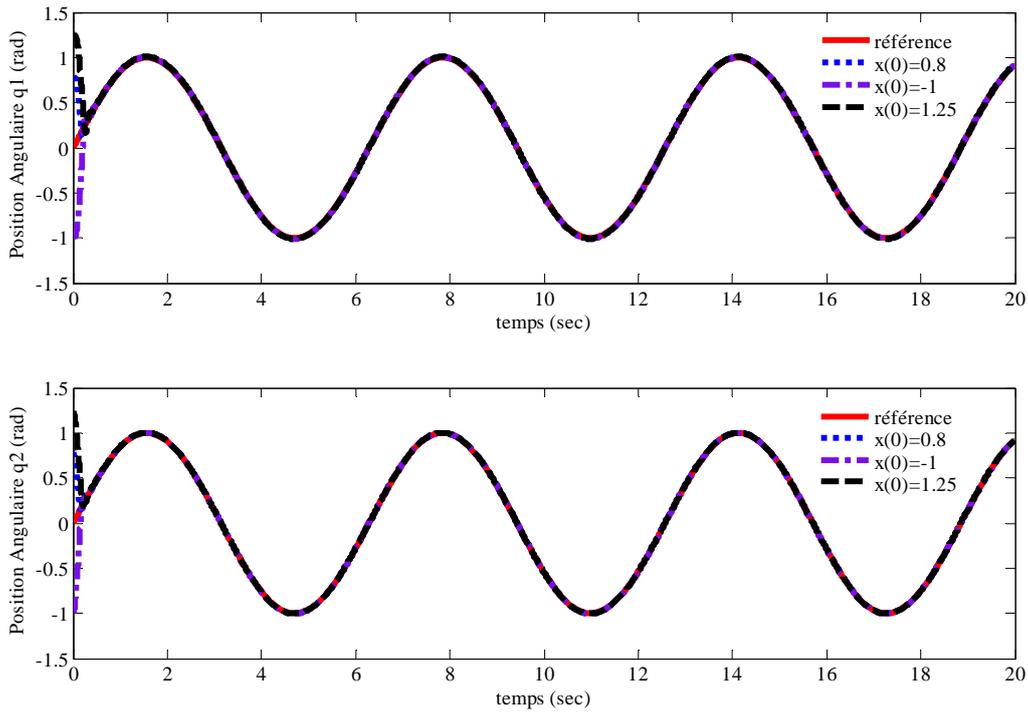


Figure (2-20) : La poursuite de position

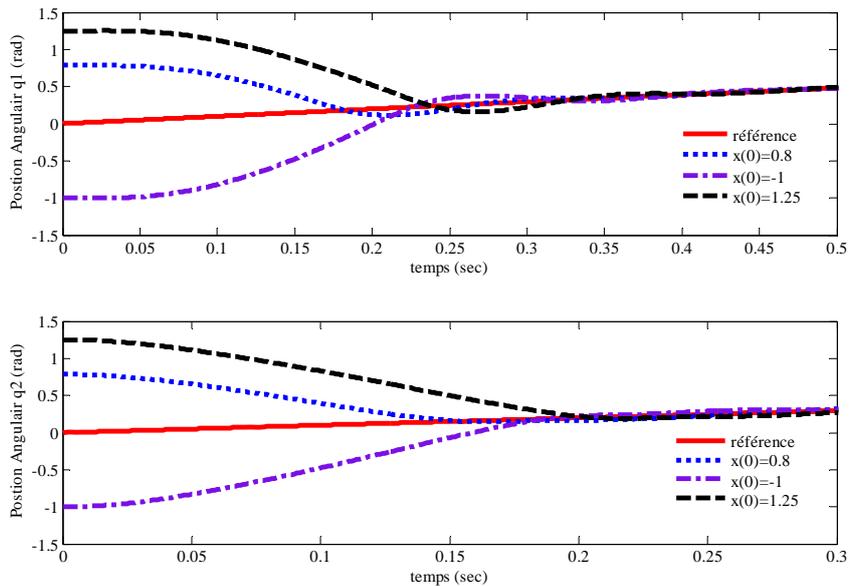


Figure (2-21) : La poursuite de position (temps transitoire)

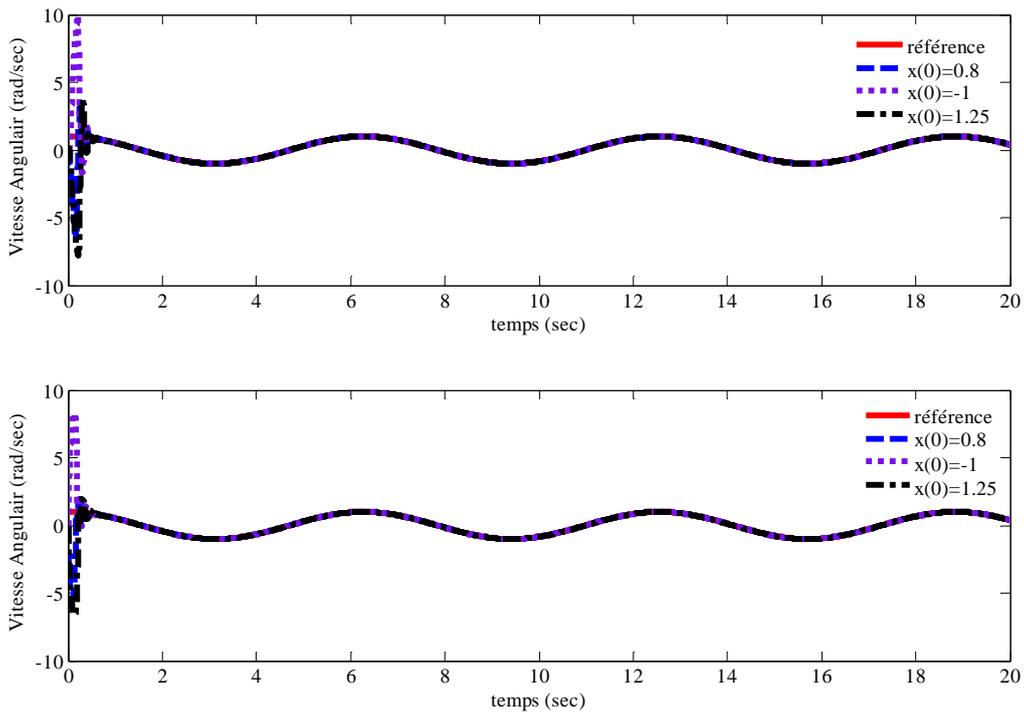


Figure (2-22) : La poursuite de vitesse pour 1^{ère} puis 2^{ème} articulation

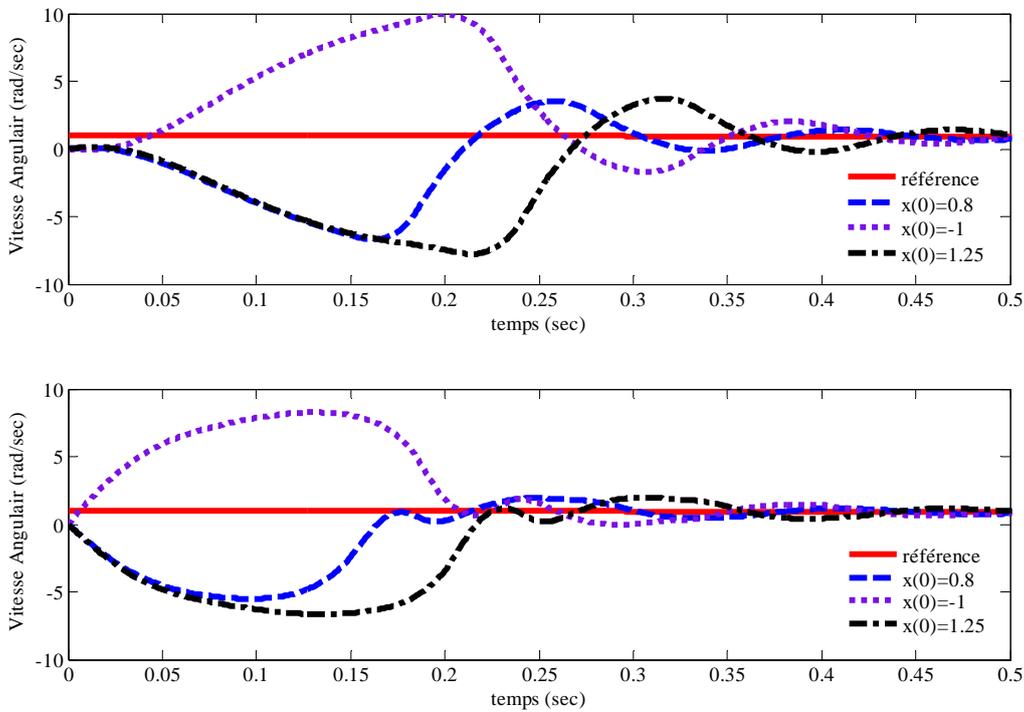


Figure (2-23) : La poursuite de vitesse (temps transitoire)

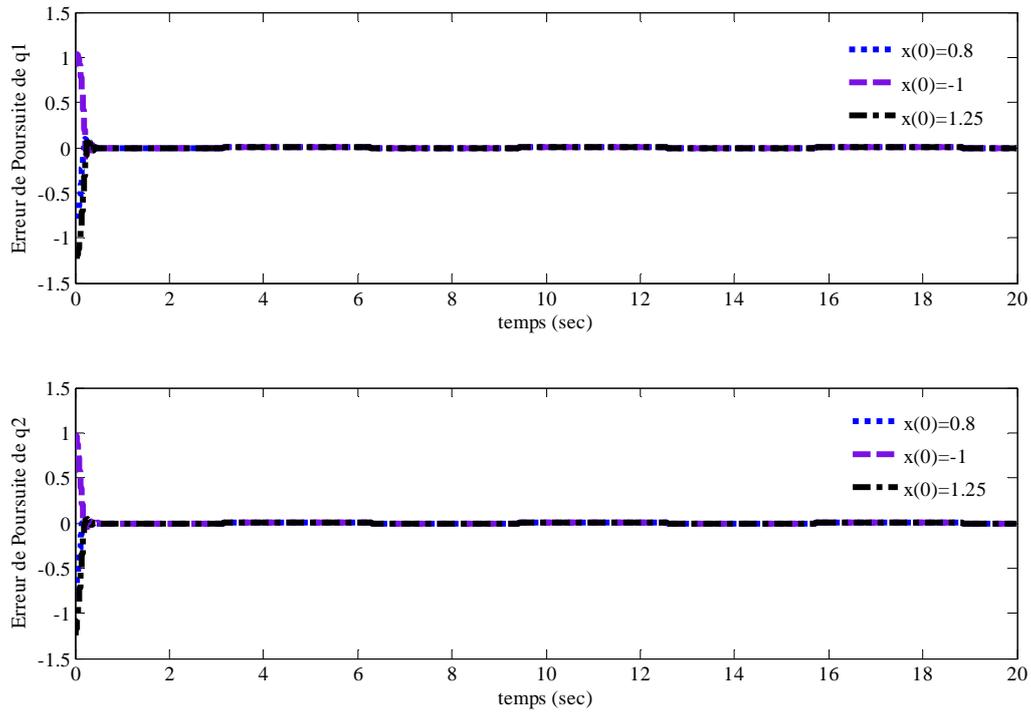


Figure (2-24) : L'erreur de poursuite de position

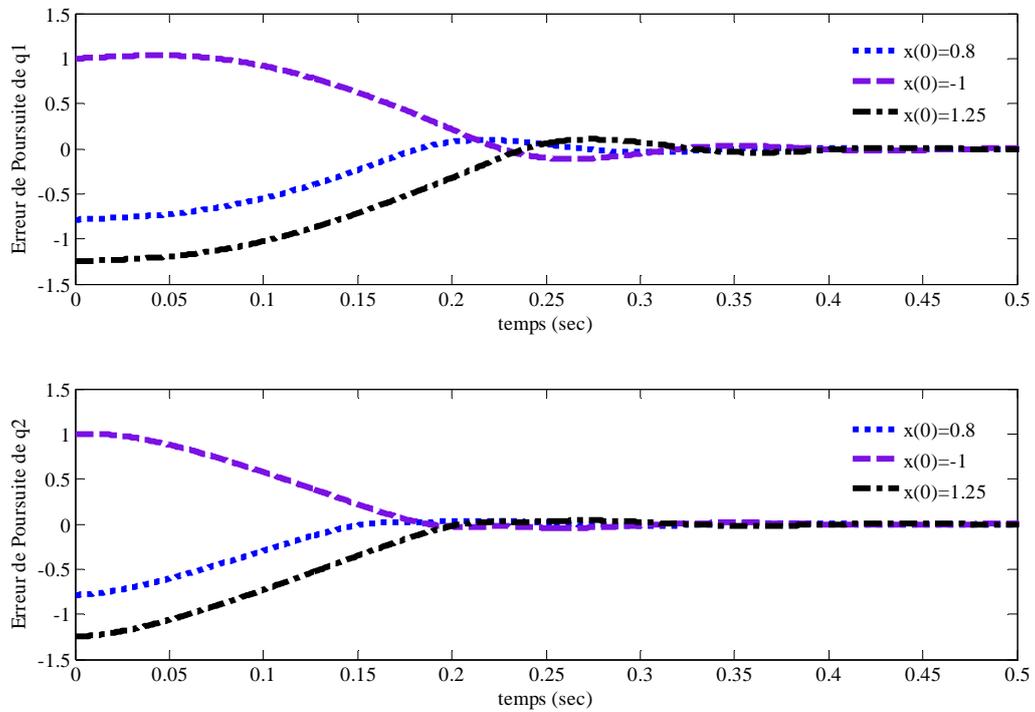


Figure (2-25) : L'erreur de poursuite de position (temps transitoire)

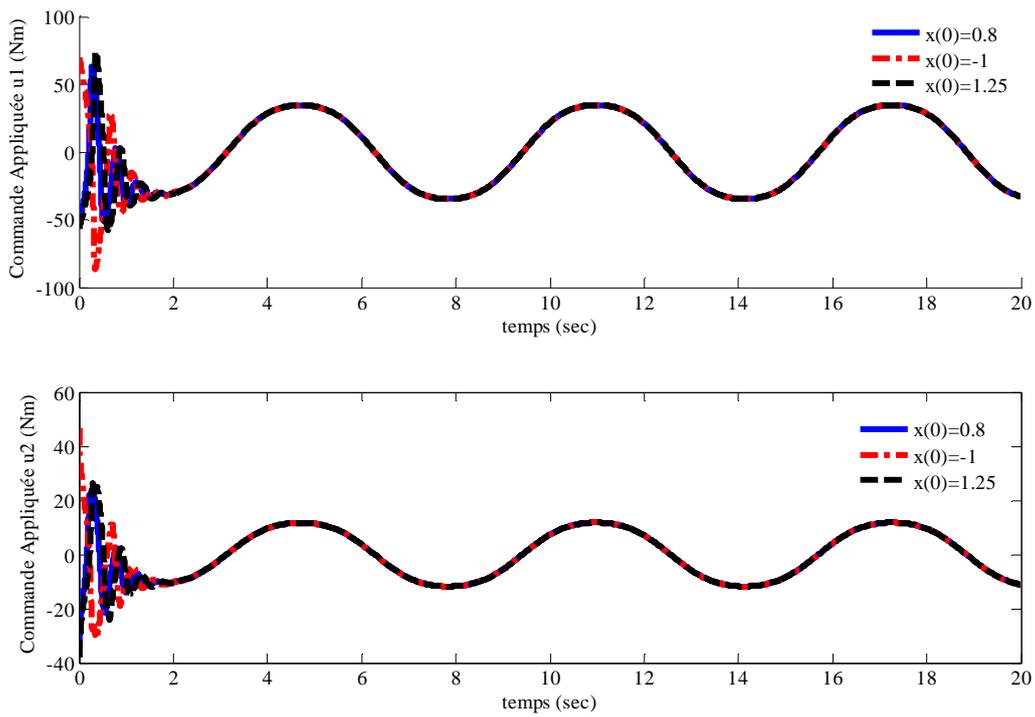


Figure (2-26) : Les couples appliqués

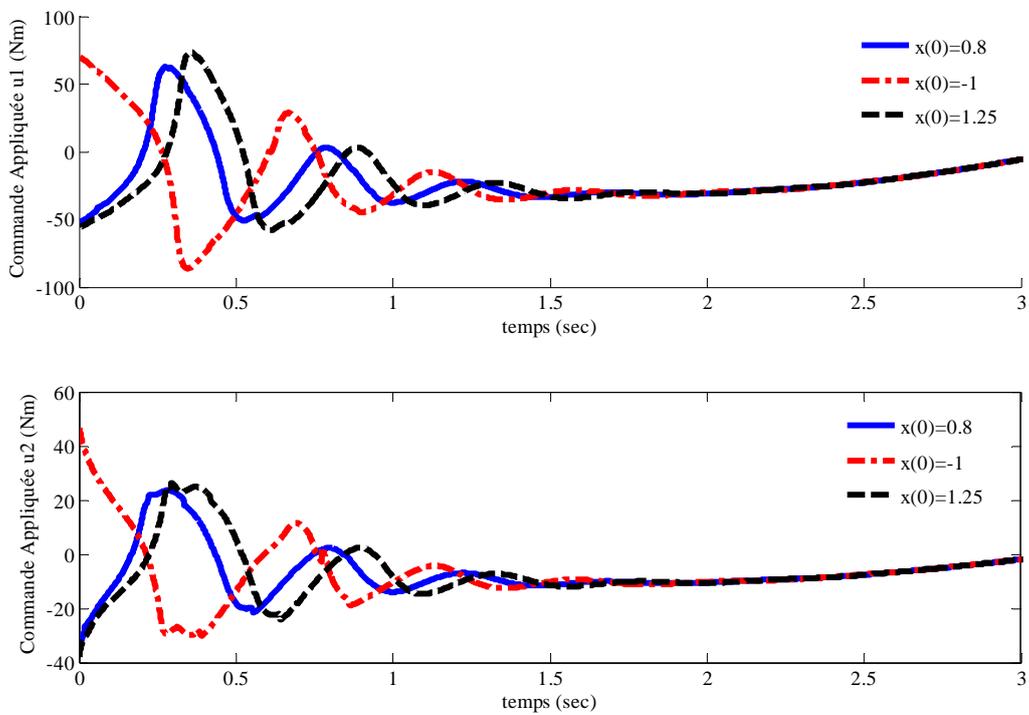


Figure (2-27) : Les couples appliqués (temps transitoire)

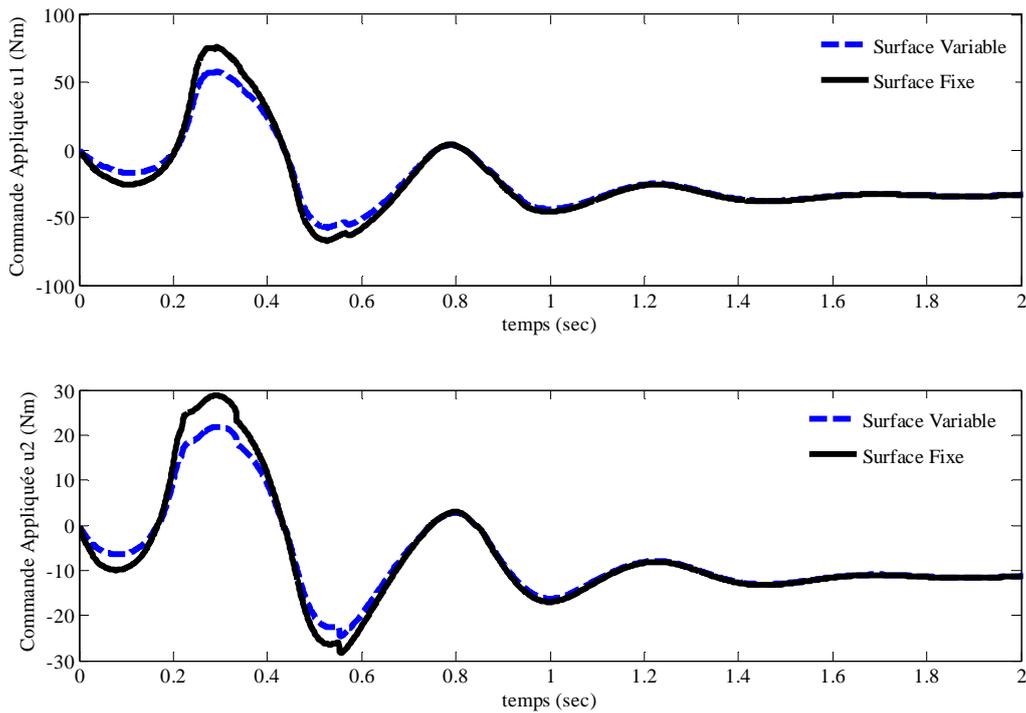


Figure (2-28) : Comparaison de commande entre une surface fixe et variable

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité le problème de poursuite dans les systèmes non linéaires, incertains soumis aux perturbations externes. Nous avons proposée, tout d'abord, une commande adaptative robuste appliquée à un système de second ordre en utilisant un approximateur de type RO. La loi de commande synthétisée permet de remédier aux inconvénients du mode glissant classique comme le broutement et la connaissance des bornes supérieures des perturbations. De plus, l'utilisation d'une surface de glissement variable permet de réduire considérablement les sollicitations au niveau du signal de commande. La stabilité de notre commande en boucle fermée est prouvée théoriquement. Ainsi, l'efficacité de l'approche proposée est montrée par les résultats de simulation.

Nous avons proposée une deuxième commande pour les systèmes SISO dans laquelle, nous utilisons un approximateur de type ROF. Trois principales contributions sont présentées dans cette proposition. Dans la première contribution, on réunit les avantages de la commande adaptative directe et indirecte dans une configuration unique en utilisant simplement un seul système ROF. En effet, la nouvelle formulation mathématique adoptée permet de surmonter les restrictions qui se produisent dans le type direct (conditions sur le gain de commande ainsi que la singularité) et d'obtenir une description dynamique compacte du système. La deuxième

contribution se trouve dans l'utilisation de surface de glissement en fonctions de l'erreur de poursuite ce qui permet de réduire efficacement l'énergie de la commande appliquée. La troisième contribution se trouve dans les paramètres ajoutés au ROF pour avoir une meilleure convergence. Un exemple de simulation et une étude comparative sont présentés pour prouver la performance de l'approche proposée.

L'approche considérée précédemment est développée pour commander les systèmes MIMO. Un exemple numérique est présenté pour valider notre approche et montrer la convergence rapide, la bonne poursuite et la robustesse du système en boucle fermée. Il a été démontré que cette méthode génère une commande sans broutement ou réticence. Dans les propositions précédentes, on exige aucune connaissance préalable sur la dynamique du système ni une phase de calcul hors ligne. De même, la connaissance des bornes supérieures des perturbations externes et l'erreur d'approximation ne sont pas obligatoires.

Chapitre 3

Commande Adaptative Floue

Type-2

III.1. Introduction

La logique floue a été largement utilisée dans la littérature pour sa capacité à résoudre les problèmes de modélisation et de commande des systèmes non linéaires. De plus, elle permet, d'une part, d'exploiter efficacement l'expertise humaine à travers les différentes informations linguistiques et, d'autre part, d'utiliser des techniques issues de la commande des systèmes linéaires comme la commande adaptative ou les techniques de robustification. Cependant, ces systèmes flous, dits de type-1 (SF-T1), ne peuvent prendre en compte toutes les incertitudes numériques et linguistiques présentes dans le système non linéaire étudié.

Au cours des dernières années, une attention particulière a été accordée à un autre type de système flou appelé système flou type-2 (SF-T2), car il permet de prendre en compte les différentes incertitudes numériques et linguistiques omises dans le cas des SF-T1. L'incertitude dans ce cas est représentée par des fonctions qui sont elles-mêmes des SF-T1, et dans certains articles on désigne un SF-T2 par un système flou flou. Les fonctions d'appartenance utilisées sont de type-2 et incluent ce que l'on appelle une empreinte d'incertitude (en anglais « footprint of uncertainty » (FOU)), qui représente une troisième dimension de l'ensemble flou. Le FOU fournit un degré de liberté supplémentaire permettant de gérer et de modéliser directement les incertitudes. Toutes ces caractéristiques font que le SF-T2 est mieux adapté à la modélisation et à la commande que le SF-T1 comme montré dans [Hag, 04], [Men, 06a].

Cet avantage est très important si nous savons que la modélisation de l'information linguistique et la prise de décision représentent l'application principale de la logique floue. Plusieurs publications ont montré l'obtention de résultats intéressants lors de l'application de SF-T2 en automatique [Hag, 04], [Men, 06a], [Chaf, 07], [Cas, 07], [Sep, 07], [Hag, 07], [Hus, 07d], [Ezz, 08]. Malgré l'efficacité de ces contrôleurs, leur robustesses restent néanmoins discutables.

Dans ce chapitre, nous présenterons la mise en œuvre d'une nouvelle loi de commande adaptative floue robuste combinant le SF-T2, pour prendre en compte les différentes incertitudes, et le mode glissant (MG), pour assurer la robustesse du système en boucle fermée. Notre contribution porte sur deux volets. Le premier concerne l'utilisation d'un seul approximateur SF-T2 qui nous permet à la fois d'exploiter les performances d'un tel approximateur (une meilleure prise en compte des incertitudes) et de réduire considérablement le temps de calcul en approximant les termes inconnus par une seule fonction. Le deuxième volet concerne l'utilisation d'une nouvelle surface de glissement qui nous permet de supprimer la phase d'approche et ainsi de réduire considérablement l'énergie nécessaire pour rejoindre cette surface.

L'analyse de stabilité, qui nous a permis de déduire la loi d'adaptation des différents paramètres du SF-T2, a été étudiée, comme précédemment, en utilisant la théorie de Lyapunov. Pour illustrer les performances de l'approche proposée, des résultats commentés de simulations seront présentés à la fin de ce chapitre.

III.2. contexte et formulation du problème

On considère dans notre étude le système non linéaire incertain et perturbé donné par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \ddot{x} = f(x, \dot{x}) + g(x, \dot{x})u + d \\ y = x \end{cases} \quad (3-1)$$

On suppose que les fonctions dynamiques $f(x, \dot{x})$ et $g(x, \dot{x})$ sont complètement inconnues. L'entrée et la sortie du système sont représentées respectivement par u et y . La perturbation externe d est considérée inconnue mais bornée telle que $|d| < \chi$ (χ est une constante positive). Pour pouvoir commander ce système, on doit avoir $g(x, \dot{x}) \neq 0$ sur le domaine de fonctionnement. Dans ce travail on suppose que $g(x, \dot{x}) > 0$, cependant, l'analyse peut être facilement adaptée aux systèmes avec $g(x, \dot{x}) < 0$. Il existe donc une constante positive inconnue telle que $g(x, \dot{x}) \geq b > 0$. Il est à noter que ce paramètre est requis uniquement pour l'analyse mathématique, mais sa valeur réelle n'est pas nécessaire, ni pour la mise en œuvre, ni pour l'implémentation de la loi de commande.

Nous supposons également l'existence des dérivées de y_d jusqu'à l'ordre deux et que $y_d^{(i)}$, $i=0,1,2$, sont bornées. Par conséquent, il existe une constante positive κ telle que $|y_d^{(i)}| \leq \kappa$.

L'objectif de ce travail est de synthétiser un contrôleur robuste capable de forcer la sortie du système y à poursuivre une trajectoire de référence y_d avec la contrainte que tous les signaux impliqués soient bornés. Pour cela, on propose d'utiliser une loi de commande par mode glissant. Dans le cas classique, on peut utiliser la surface de glissement suivante :

$$S = \dot{e} + \lambda e \quad (3-2)$$

où $e = y_d - y$ est l'erreur de poursuite et λ représente la pente de glissement. Néanmoins, l'utilisation de cette surface présente deux inconvénients majeurs :

1. durant la phase d'approche, le système est sensible aux incertitudes et aux perturbations, ce qui provoque le phénomène de broutement au voisinage de la surface.
2. Le choix d'une grande valeur de la pente λ permet de réduire la phase d'approche, mais nécessite une sollicitation importante durant le régime transitoire. Par contre, une faible valeur engendre une réponse lente. Un compromis entre la commande appliquée et le temps de réponse peut être proposé (équation (2-9)).

Dans ce chapitre, nous proposons de modifier la structure de la surface de glissement de telle sorte que celle-ci passe par le point initial, ce qui permet la suppression de la phase d'approche, et, par conséquent, le système sera sur la surface dès l'instant initial ($t = 0$).

Dans le but d'améliorer les performances dynamiques, plusieurs travaux se sont focalisés sur la modification de la surface de glissement en la rendant non linéaire [Cho, 93], [Cho, 1994], [Sir, 94], [Su, 94], [Chu, 96], [Roy, 97], [Yu, 97], [Ha, 1999]. Dans [Lee, 89], l'expression de la surface se compose de deux parties, l'une linéaire, et l'autre non linéaire. Cependant, cette structure rend la mise en œuvre de la loi de commande plus complexe et compromet ainsi la convergence du système vers la surface. Dans le même contexte, Tokat et al [Tok, 03], ont modifié la surface sous forme oblique. Néanmoins, on constate que ces travaux permettent, certes, d'améliorer quelques performances dynamiques, mais au détriment de la complexité de la loi de commande et de la sensibilité du système vis-à-vis des perturbations externes. Dans notre étude, on propose d'éliminer la phase d'approche, ce qui nous permet, à la fois, de résoudre le problème de sensibilité du système et de réduire le temps de convergence. L'idée est de trouver une expression qui nous permet d'avoir le système sur la surface dès l'instant initial. Pour cela, on considère une surface de glissement sous la forme suivante :

$$S = \dot{e} + \lambda e - \frac{2}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \arctan(t) \right] (\dot{e}(0) + \lambda e(0)) \quad (3-3)$$

La dérivée de (3-3) par rapport au temps peut être réécrite sous la forme :

$$\dot{S} = \ddot{e} + \lambda \dot{e} + \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{1+t^2} \right] (\dot{e}(0) + \lambda e(0)) \quad (3-4)$$

En utilisant (3-1), l'équation (3-4) devient :

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \ddot{y}_d - \ddot{y} + \lambda \dot{e} + \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{1+t^2} \right] (\dot{e}(0) + \lambda e(0)) \\ &= \ddot{y}_d - f(x, \dot{x}) - g(x, \dot{x})u - d + \lambda \dot{e} + \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{1+t^2} \right] (\dot{e}(0) + \lambda e(0)) \end{aligned} \quad (3-5)$$

Dans le cas où les fonctions $f(x, \dot{x})$ et $g(x, \dot{x})$ sont parfaitement connues, nous pouvons utiliser, pour atteindre notre objectif, la loi de commande suivante :

$$u = g^{-1}(x, \dot{x}) \left[-f(x, \dot{x}) + \ddot{y}_d + \lambda \dot{e} + \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{1+t^2} \right] (\dot{e}(0) + \lambda e(0)) + K_d \text{sign}(S) \right] \quad (3-6)$$

où K_d est une constante positive choisie par le concepteur de telle sorte que $|d| < K_d$ afin de garantir $S\dot{S} < 0$. $\text{sign}(S)$ désigne la fonction de commutation.

Étant donné que les fonctions $f(x, \dot{x})$ et $g(x, \dot{x})$ ne sont pas connues et que le scalaire K_d est difficile, si ce n'est impossible, à calculer, la loi de commande (3-6) ne peut pas être utilisée sous cette forme. Dans ce qui suit, nous allons résoudre ces contraintes en proposant une nouvelle loi de commande pour assurer aussi bien la bonne performance de poursuite que la robustesse du système bouclé.

L'idée principale est d'approximer les termes inconnus en utilisant un seul SF-T2 sous les contraintes suivantes :

1. la robustesse du système doit être garantie en boucle fermée,
2. le nombre de paramètres impliqués dans la loi de commande conçue doit être réduit.

D'après l'équation (1-10), la sortie du SF-T2 peut être donnée par :

$$Y = \frac{\underline{w}_l^T \underline{\xi}_l(x, \dot{x}) + \underline{w}_r^T \underline{\xi}_r(x, \dot{x})}{2} \quad (3-7)$$

qu'on peut réécrire sous la forme simplifiée suivante :

$$h(x, \dot{x}) = \underline{\phi}^T \underline{\psi}(x, \dot{x}) \quad (3-8)$$

où $\underline{\phi} = [\underline{w}_l^T, \underline{w}_r^T]^T$ et $\underline{\psi}(x, \dot{x}) = \frac{1}{2} [\underline{\xi}_l^T(x, \dot{x}), \underline{\xi}_r^T(x, \dot{x})]^T$.

Cette structure simplifiée nous permettra d'approximer les dynamiques inconnues et d'exploiter aisément les différentes techniques de commande adaptative. Il est à noter, que nous allons utiliser un seul approximateur afin de réduire aussi bien le temps de calcul que la complexité de la mise en œuvre tout obtenant une excellente approximation.

Dans la section suivante, on présentera la mise en œuvre de la loi de commande proposée.

III.3. Mise en œuvre de la loi de commande

On considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2}S^2 + \frac{b}{2\gamma}\tilde{\alpha}^2 \quad (3-9)$$

où γ est une constante positive utilisée pour l'adaptation, $\tilde{\alpha} = \alpha - \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}$ est l'estimé de la variable inconnue $\alpha = b^{-1}\|\underline{\phi}\|^2$ et $\underline{\phi}$ est le vecteur des conclusions du SF-T2 qui sera utilisé ultérieurement.

$$\dot{V} = S\dot{S} + \frac{b}{\gamma}\tilde{\alpha}\dot{\tilde{\alpha}} \quad (3-10)$$

$$\dot{V} = S \left(\ddot{y}_d - f(x, \dot{x}) - g(x, \dot{x})u - d + \lambda\dot{e} + \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{1+t^2} \right] (\dot{e}(0) + \lambda e(0)) \right) - \frac{b}{\gamma}\tilde{\alpha}\dot{\tilde{\alpha}} \quad (3-11)$$

Etant donné que les perturbations externes sont supposées bornées ($|d| < \chi$), la dérivée de la fonction de Lyapunov vérifie l'inégalité suivante :

$$\dot{V} \leq S \left(\ddot{y}_d - f(x, \dot{x}) - g(x, \dot{x})u + \lambda\dot{e} + \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{1+t^2} \right] (\dot{e}(0) + \lambda e(0)) \right) + \chi S - \frac{b}{\gamma}\tilde{\alpha}\dot{\tilde{\alpha}} \quad (3-12)$$

On peut toujours trouver une constante positive, a , vérifiant :

$$\begin{aligned} \left(\frac{\chi S}{a} - a \right)^2 &\geq 0 \\ \frac{\chi^2 S^2}{a^2} - 2\chi S + a^2 &\geq 0 \\ \chi S &\leq \frac{1}{2} \left(\frac{\chi^2 S^2}{a^2} + a^2 \right) \\ \chi S &\leq \frac{\chi^2 S^2}{2a^2} + \frac{a^2}{2} \end{aligned} \quad (3-13)$$

Utilisant (3-13), (3-12) peut être réécrite sous la forme :

$$\dot{V} \leq S \left(\ddot{y}_d - f_d(x, \dot{x}) \right) - g(x, \dot{x})uS + \frac{a^2}{2} - \frac{b}{\gamma}\tilde{\alpha}\dot{\tilde{\alpha}} \quad (3-14)$$

$$\text{avec } f_d(x, \dot{x}) = f(x, \dot{x}) - \frac{\chi^2}{2a^2}S - \lambda\dot{e} - \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{1+t^2} \right] (\dot{e}(0) - \lambda e(0)).$$

A partir des hypothèses de travail, $f(x, \dot{x})$ et χ sont inconnues ce qui implique que la fonction $f_d(x, \dot{x})$ l'est également. Le SF-T2 donné par (3-7) peut être utilisé pour approximer cette fonction.

D'après le théorème d'approximation universelle [Lee, 05], [Yin, 08] on peut trouver une constante positive ε telle que :

$$f_d(x, \dot{x}) = \underline{\phi}^T \underline{\psi}(x, \dot{x}) + \delta(x, \dot{x}) \quad (3-15)$$

avec $|\delta(x, \dot{x})| \leq \varepsilon$

Dans ce cas, l'équation (3-14), devient :

$$\dot{V} \leq S \left(\ddot{y}_d - \underline{\phi}^T \underline{\psi}(x, \dot{x}) - \varepsilon \right) - g(x, \dot{x})uS + \frac{a^2}{2} - \frac{b}{\gamma} \tilde{\alpha} \dot{\hat{\alpha}} \quad (3-16)$$

En introduisant deux constantes positives ρ et η (comme dans (3-13)) et en utilisant le fait que

$\alpha = b^{-1} \|\underline{\phi}\|^2$ ainsi que $|y_d^{(i)}| \leq \kappa$, on peut établir l'inégalité suivante :

$$S \left(\ddot{y}_d - \underline{\phi}^T \underline{\psi}(x, \dot{x}) - \varepsilon \right) \leq \frac{b\alpha}{2\rho^2} \underline{\psi}^T \underline{\psi}(x, \dot{x}) S^2 + \frac{\rho^2}{2} + \frac{bS^2}{\eta^2} + \frac{\eta^2(\varepsilon^2 + \kappa^2)}{2b} \quad (3-17)$$

En substituant (3-17) dans (3-16), on obtient :

$$\dot{V} \leq \frac{b\alpha}{2\rho^2} \underline{\psi}^T \underline{\psi}(x, \dot{x}) S^2 + \frac{\rho^2}{2} + \frac{bS^2}{\eta^2} + \frac{\eta^2(\varepsilon^2 + \kappa^2)}{2b} - g(x, \dot{x})uS + \frac{a^2}{2} - \frac{b}{\gamma} \tilde{\alpha} \dot{\hat{\alpha}} \quad (3-18)$$

En remplaçant α par $\tilde{\alpha} + \hat{\alpha}$, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \frac{b\hat{\alpha}}{2\rho^2} \underline{\psi}^T \underline{\psi}(x, \dot{x}) S^2 + \frac{\rho^2}{2} + \frac{bS^2}{\eta^2} + \frac{\eta^2(\varepsilon^2 + \kappa^2)}{2b} - g(x, \dot{x})uS \\ & + \frac{a^2}{2} + \frac{b}{\gamma} \tilde{\alpha} \left[\frac{\gamma}{2\rho^2} \underline{\psi}^T \underline{\psi}(x, \dot{x}) S^2 - \dot{\hat{\alpha}} \right] \end{aligned} \quad (3-19)$$

Proposition 5

La loi de commande

$$u = MS + \frac{\hat{\alpha}}{2\rho^2} \underline{\psi}^T \underline{\psi}(x, \dot{x}) S^2 + \frac{S^2}{\eta^2} \quad (3-20)$$

avec

$$\dot{\hat{\alpha}} = \frac{\gamma}{2\rho^2} \underline{\psi}^T \underline{\psi}(x, \dot{x}) S^2 \text{ et } M > 0 \quad (3-21)$$

garantit la stabilité et la robustesse du systèmes bouclé, ainsi que la bornitude de toutes les variables.

Démonstration :

En utilisant (3-20) et (3-21) et le fait que $-g(x, \dot{x}) \leq -b$, l'équation (3-19) devient :

$$\dot{V} \leq \frac{1}{2} \left[\frac{\eta^2 (\varepsilon^2 + \kappa^2)}{b} + \rho^2 + a^2 + b\sigma\alpha^2 \right] + \left[-2bM \frac{S^2}{2} - b\eta\sigma \frac{\tilde{\alpha}^2}{2\eta} \right] \quad (3-22)$$

où σ est une constante positive introduite comme dans (3-13).

Soient :

$$a_0 = \min(2bM, \eta\sigma) \quad (3-23)$$

$$b_0 = \frac{1}{2} \left[\frac{\eta^2 (\varepsilon^2 + \kappa^2)}{b} + \rho^2 + a^2 + b\sigma\alpha^2 \right] \quad (3-24)$$

On peut déduire que :

$$\dot{V} \leq -a_0 V + b_0 \quad (3-25)$$

Ce qui nous permet d'obtenir l'inégalité suivante :

$$V(t) \leq \left(V(0) - \frac{b_0}{a_0} \right) e^{-a_0 t} + \frac{b_0}{a_0} \quad (3-26)$$

ou

$$V(t) \leq V(0) + \frac{b_0}{a_0} \quad ; \forall t \geq 0 \quad (3-27)$$

Les deux variables S et $\tilde{\alpha}$ appartiennent à l'ensemble suivant :

$$\Omega_{S, \tilde{\alpha}} = \left\{ (S, \tilde{\alpha}) / V(t) \leq V(0) + \frac{b_0}{a_0} \quad ; \forall t \geq 0 \right\} \quad (3-28)$$

Etant donné que V est une fonction continue, l'ensemble $\Omega_{S, \tilde{\alpha}}$ est un compact. En utilisant le

fait que $\frac{S^2}{2} \leq V(t)$, on peut conclure que $\lim_{t \rightarrow \infty} S^2 \leq 2 \frac{b_0}{a_0}$ ce qui implique que $\lim_{t \rightarrow \infty} e^2(t) \leq 2 \frac{b_0}{a_0}$.

On a donc montré que l'erreur et la surface sont bornées. En analysant l'expression de la loi de commande, on remarque que celle-ci reste également bornée. Ainsi, l'approche proposée permet de garantir la bornitude de tous les variables du système (états, commande). De plus, l'application

du lemme de Barbalat [Wan, 94], nous permet d'affirmer que non seulement l'erreur est bornée mais tend vers zéro à horizon infini.

III.4. Simulations et résultats

Dans cette section, on présentera les résultats de simulations obtenus pour des systèmes considérés dans le chapitre 2.

III.4.1. Exemple 1 : système masse ressort :

On reprend le système masse ressort donné par la figure (2-4) et dont la dynamique est décrite par l'équation (2-34). Pour la simulation, on utilise les mêmes paramètres que ceux définis dans le chapitre 2.

Pour la mise en œuvre de la loi de commande, on utilise trois fonctions d'appartenance pour chaque entrée uniformément distribuées sur les univers de discours (position et vitesse), ce qui nous donne neuf règles floues.

Généralement, la validation en simulation d'un contrôleur se fait pour une trajectoire de référence donnée. Pour montrer l'efficacité et la flexibilité de notre approche, on propose un signal de référence dont le module et la fréquence changent. Pour cela, on considère la trajectoire suivante : $y_d = \sin(t)$ pour l'intervalle $[0, 9[$ seconde.

$y_d = -\sin(2t)$ pour l'intervalle $[9, 17[$ seconde.

$y_d = -(\pi/30)\sin(t)$ pour l'intervalle $[17, 30]$ seconde.

Pour la perturbation, on l'a choisie rapide et avec une amplitude relativement importante, $d = 0.25 \times \sin(3t)$.

Les conditions initiales de la position et de la vitesse sont respectivement 0,5 et zéro. Pour les paramètres de commande, on rappelle que :

M permet de ramener le système vers la surface dans le cas où il la quitte, le rapport $\frac{\gamma}{\rho^2}$

représente le taux d'apprentissage. Parallèlement, $\frac{1}{\rho^2}$ intervient dans la loi de commande. Ainsi,

le choix de ρ dépend de la vitesse du système. Pour un système rapide, il est préconisé de prendre $\frac{1}{\rho^2}$ moyen. Dans notre cas, on prend $\rho = 0.5$ ce qui nous donne $\frac{1}{\rho^2} = 4$. Pour un taux

d'apprentissage $\frac{\gamma}{\rho^2}$, on prendra $\frac{\gamma}{\rho^2} = 100$ qui implique $\gamma = 25$. Pour le terme η , il affecte la

largeur du domaine auquel S et α doivent appartenir (3-28). Pour cela, on prend η petit (dans cet exemple on prend $\eta = 0.01$). Il est à noter que $\frac{1}{\eta^2} S^2$ reste très petit et n'intervient que dans le cas où S tend à quitter l'ensemble $\Omega_{S,\bar{\alpha}}$ donné par (3-28). La pente de surface est choisie $\lambda = 10$. Les figures (3-1) et (3-2) donnent les états du système (position et vitesse) ainsi que leurs trajectoires de référence respectives.

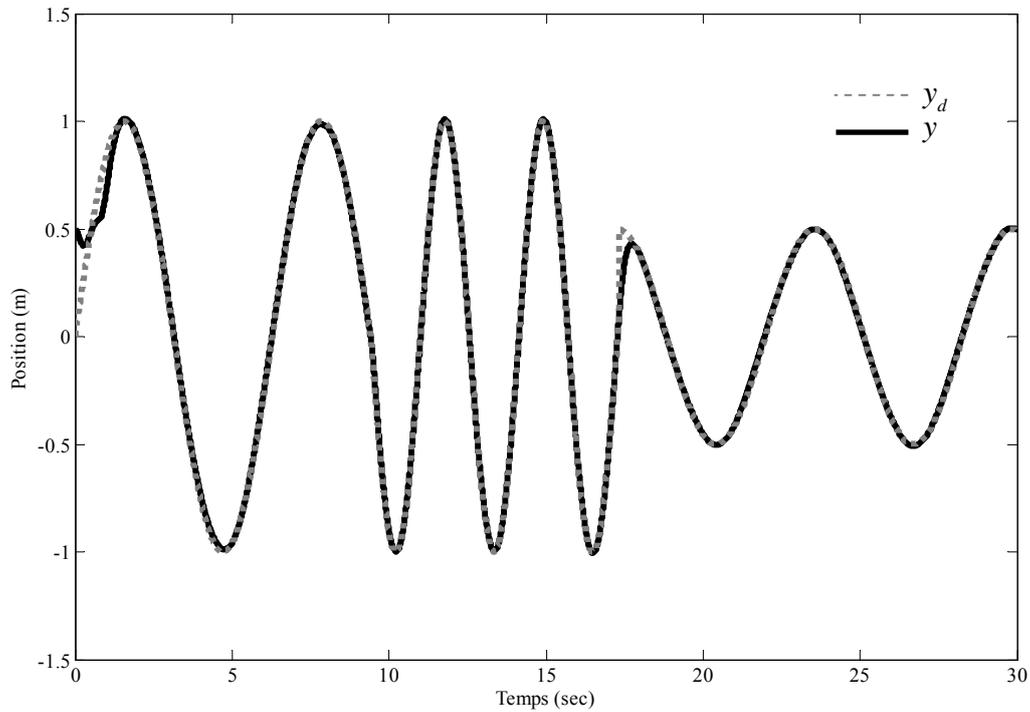


Figure (3-1) : La poursuite de position

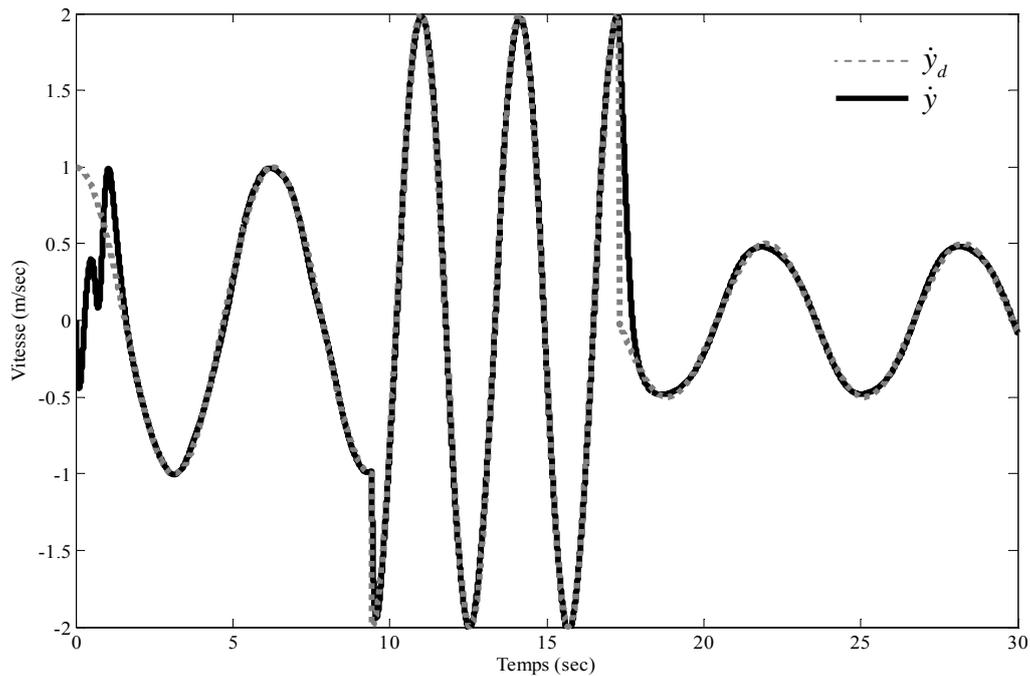


Figure (3-2) : La poursuite de vitesse

Nous remarquons que le système atteint la trajectoire désirée même lorsque les conditions initiales sont loin de la trajectoire désirée. Les figures (3-3) et (3-4) montrent également que l'erreur de poursuite (de position ou de vitesse) converge rapidement vers zéro.

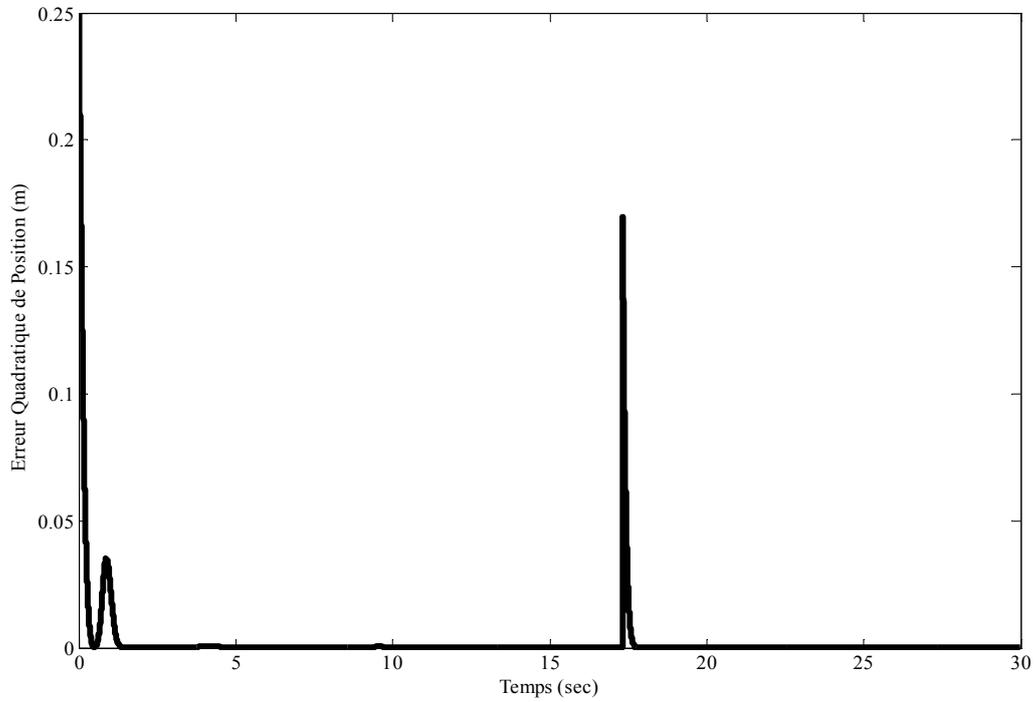


Figure (3-3) : L'erreur quadratique de position

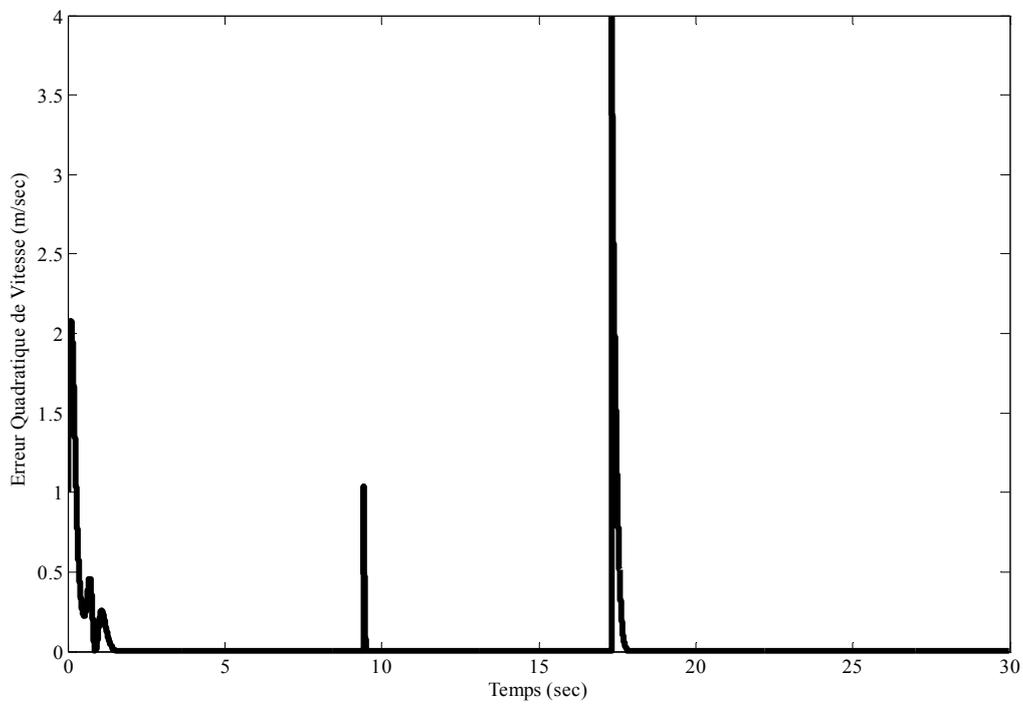


Figure (3-4) : L'erreur quadratique de vitesse

L'effort appliqué au système est donné par la figure (3-5). On remarque l'absence des variations brusques et le phénomène de broutement, qu'on peut trouver dans le cas du mode glissant classique. On note également que les deux pics observés, correspondant au changement de référence, illustrent un rattrapage immédiat du contrôleur pour s'adapter à la nouvelle trajectoire imposée et ne durent pas longtemps (moins d'une seconde), ce qui montre l'efficacité de notre approche.

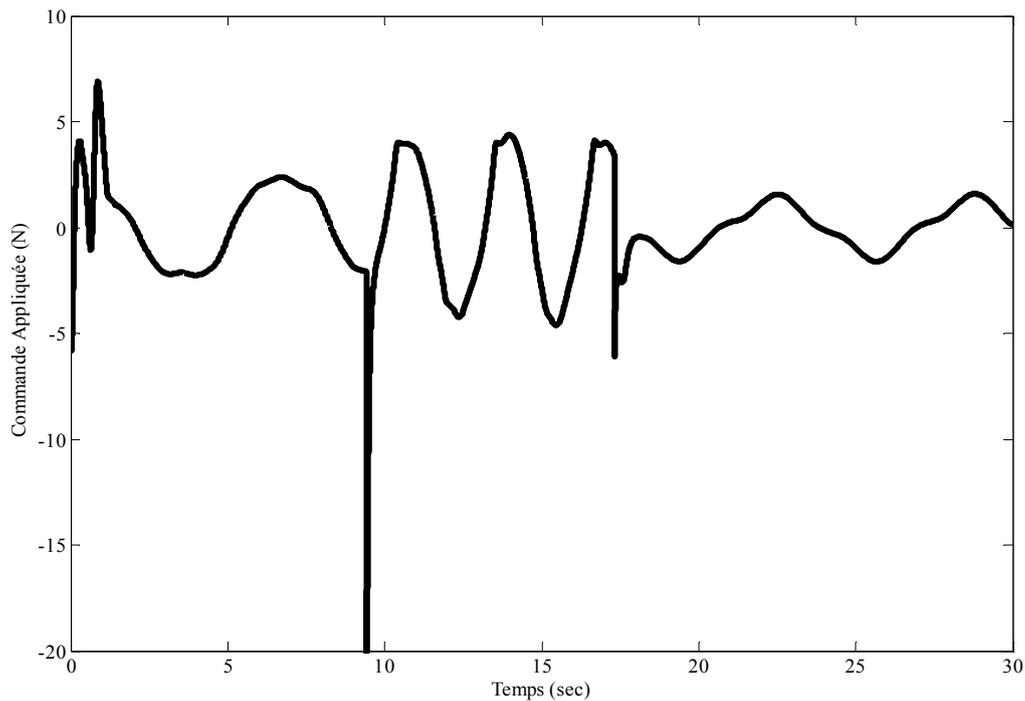


Figure (3-5) : La loi de commande

III.4.2. Exemple 2 : bars de robot

On reprend le bras de robot donné par la figure (2-12) et dont la dynamique est décrite par (2-104). Pour la simulation, on utilise les mêmes paramètres que ceux définis dans le chapitre 2.

Pour la mise en œuvre de la loi de commande, nous construisons notre SF-T2 en utilisant trois fonctions d'appartenance pour chaque entrée uniformément distribuées sur les univers de discours (position et vitesse), ce qui nous donne neuf règles floues. La trajectoire de référence est donnée par $y_d = 2\pi \times \sin(t)$.

Pour montrer l'insensibilité du système vis-à-vis des perturbations, on s'intéressera au régime permanent, pour cela on choisit $y(0) = \dot{y}(0) = 0$. Pour les paramètres de commande, ils sont choisis comme dans l'exemple précédent. En appliquant une perturbation sévère et brusque (figure (3-6)), on remarque que le système suit parfaitement les trajectoires de références (position

et vitesse) (figures (3-7) et (3-8)). La figure (3-9) donne le signal de commande appliqué au système. On remarque que malgré l'importance des perturbations, une petite variation au niveau de la commande suffit au système pour garder ses bonnes performances de poursuite.

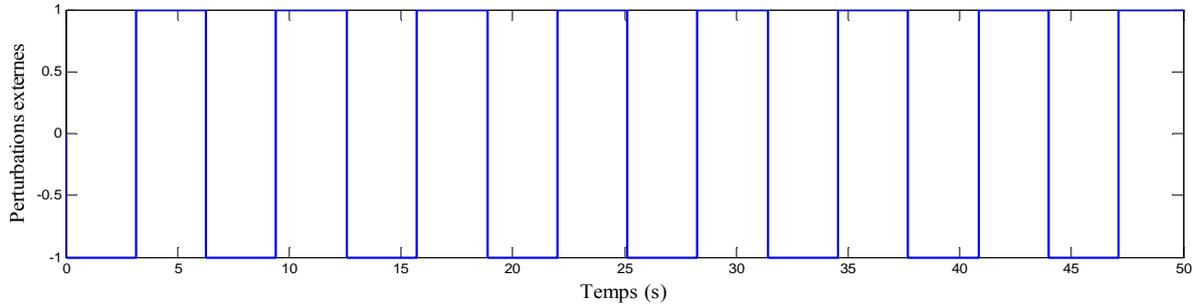


Figure (3-6) : les perturbations externes considérées

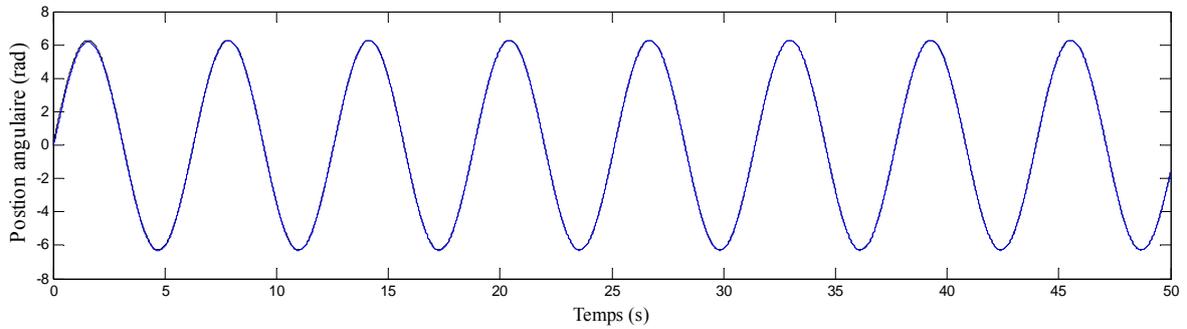


Figure (3-7) : la position et sa trajectoire de référence

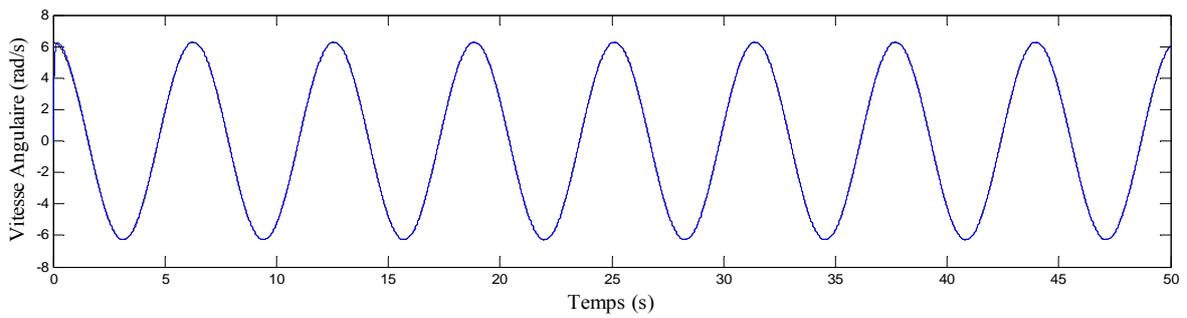


Figure (3-8) : la vitesse et sa trajectoire de référence

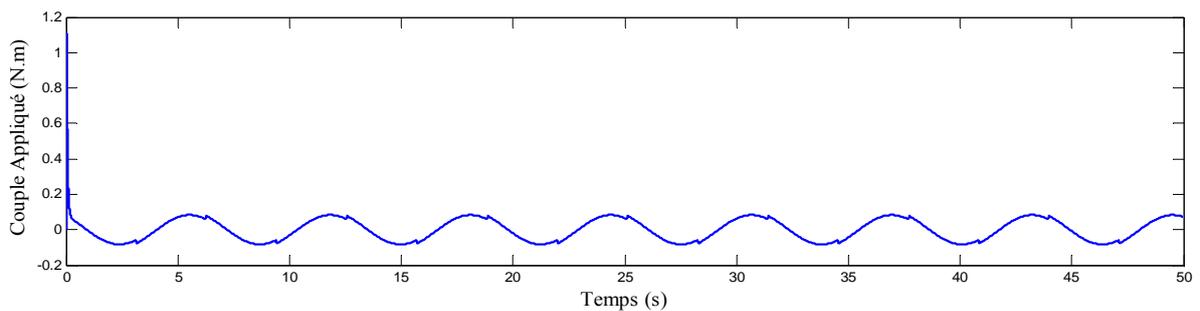


Figure (3-9) : le couple appliqué au robot

Afin de mieux illustrer l'intérêt d'utiliser un SF-T2, nous avons utilisé la même loi de commande avec un SF-T1 puis un SF-T2 comme approximateur. La figure (3-10) donne l'erreur de poursuite pour les deux cas. On remarque que l'utilisation d'un SF-T2 rend le système moins sensible aux perturbations externes que lors de l'utilisation s'un SF-T1 comme montré sur la figure (3-10). Ceci peut être expliqué par le fait qu'un SF-T2 prend en compte les incertitudes dans le traitement d'information ce qui permet d'annuler les effets d'éventuelles perturbations.

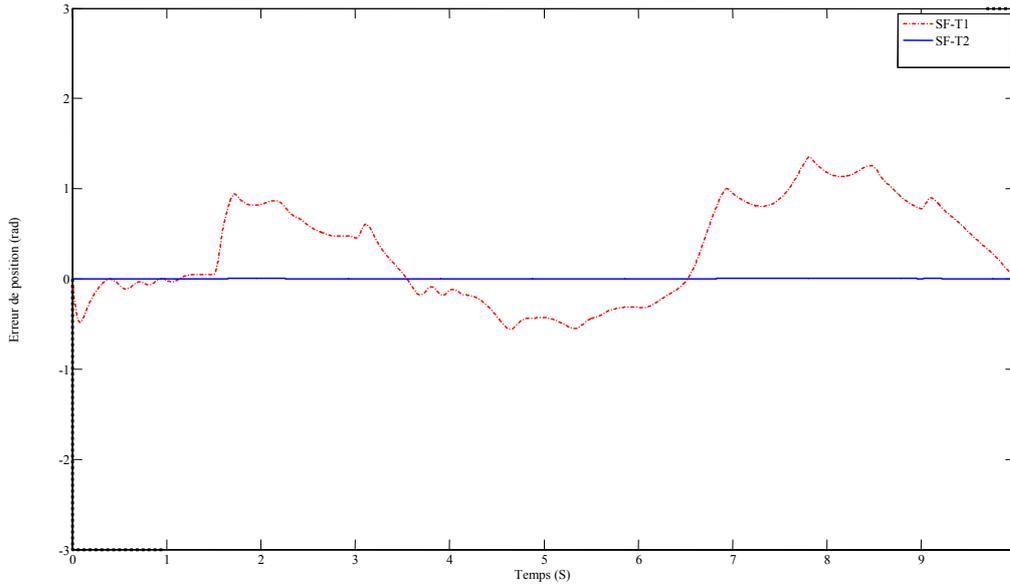


Figure (3-10) : Erreur de poursuite en utilisant le SF-T1 et SF-T2

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle loi de commande adaptative floue et robuste. Celle-ci comprend deux contributions majeures. La première concerne l'utilisation d'un seul SF-T2 pour prendre en compte les incertitudes négligées dans le cas d'un SF-T1 tout en réduisant le temps de calcul. La seconde contribution portait sur l'utilisant d'une surface de glissement permettant d'éliminer la phase d'approche. Par conséquent, nous avons évité

1. l'apparition du phénomène de broutement,
2. un éventuel compromis entre l'erreur de poursuite et l'effort appliqué (comme il a été montré dans le chapitre 2).

Les simulations des deux exemples ont montré que l'approche proposée peut être aisément et efficacement appliquée aux systèmes industriels lents ou rapides. De plus, les résultats obtenus ont illustré la bonne performance de l'approche en variant les paramètres du signal de référence ainsi que la nature de perturbation.

Chapitre 4

Validation Expérimentale

IV.1. Introduction

Lors du développement théorique d'une commande donnée, parfois, on a recourt à des hypothèses simplificatrices, soit au niveau de la modélisation, soit au niveau de la commande. La validation par simulation permet d'avoir une idée sur l'efficacité de la commande comme l'erreur de poursuite, la robustesse, le temps de réponse, ...etc.

Cependant, ces simulations ne peuvent pas refléter tous les phénomènes physiques car il est difficile, si ce n'est impossible, de les modéliser. Par ailleurs, des contraintes technologiques, dans la plupart des cas, ne sont pas prises en compte lors de la simulation comme les erreurs de mesures dues aux capteurs, le temps d'échantillonnage, les retards, les temps de traitement de données, les bruits de mesures, ...etc.

Pour cela, l'implémentation en temps réel d'une commande sur un banc d'essais, est très importante car elle permet de mesurer réellement l'efficacité de l'approche développée et validée en simulation. Elle permet également de détecter ou mettre en évidence certaines contraintes physiques négligées lors de la mise en œuvre.

Ce chapitre est dédié à la validation en temps réel des approches présentées dans les chapitres 2 et 3 sur un banc d'essais au sein de notre laboratoire.

Nous commencerons ce chapitre par une brève présentation du banc d'essais utilisé puis des résultats expérimentaux obtenus lors de l'application des méthodes proposées.

IV.2. Banc d'essais

Les tests ont été réalisés sur un banc d'essais développé au sein du groupe AUTO du CReSTIC de Troyes. Celui-ci est constitué d'un moteur à courant continu, d'un réducteur, d'un codeur absolu, d'un bras, d'un amplificateur de tension, d'un module dSpace 1104 et d'un ordinateur équipé de logiciels spécifiques. Le schéma synoptique du banc ainsi qu'une photo sont donnés respectivement par les figures (4-1) et (4-2).

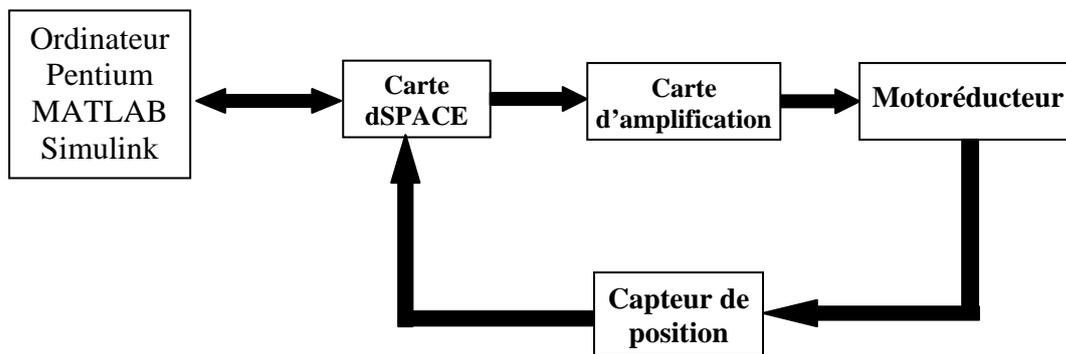


Figure (4-1) : Synoptique du banc d'essais

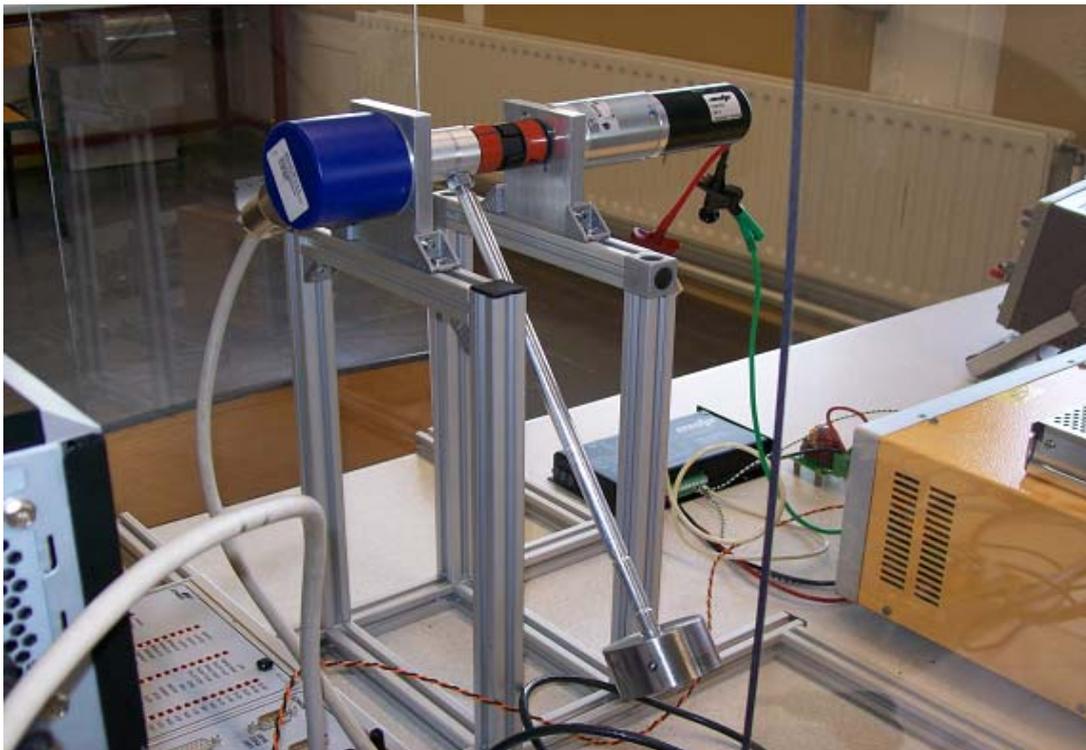


Figure (4-2) : Photo du banc d'essais

Pour plus de détails sur ce banc, le lecteur pourra se référer à l'annexe A. Nous nous contentons donc dans ce chapitre de la présentation des résultats obtenus par la mise en œuvre des commandes proposées précédemment.

IV.3. Résultats expérimentaux

Cette section est dédiée à l'application des lois de commandes développées dans les chapitres 2 et 3. Il est à noter que seuls les résultats obtenus avec les lois (2-43) et (3-22) seront présentés car on n'a pas pu obtenir de poursuite avec la commande (2-4) suite aux importantes sollicitations en courant.

IV.3.1. Résultats expérimentaux de la commande (2-43)

Cette partie concerne les résultats expérimentaux obtenus en appliquant la loi de commande proposée dans (2-43) au motoréducteur. Pour cela, on a défini le signal $y_d = 2.5 \sin(t)$ comme trajectoire de référence et on a fixé le pas d'échantillonnage à 0.1ms. Ce choix nous permet d'avoir un bon compromis entre la précision des mesures et les temps de calcul et de traitement de données. Pour la mise en œuvre du système flou, nous avons utilisé, comme indiqué dans la partie théorique au chapitre précédent, la position et la vitesse angulaires de références comme entrées. Etant donné que ces deux signaux varient entre -2.5 et 2.5 et pour alléger les calculs, nous avons choisi trois fonctions d'appartenance (négative, zéro et positive) pour chaque entrée réparties uniformément sur les univers de discours (position et vitesse), ce qui nous donne 9 règles floues.

Le choix des paramètres doit être fait de telle sorte qu'il y ait un compromis entre le pas d'échantillonnage et la vitesse de variation des paramètres du système flou. En effet, un grand gain d'adaptation entraîne une évolution rapide de l'approximateur ce qui nécessite un pas d'échantillonnage plus petit. Ceci peut nous mener au cas où le temps de traitement de données et de calcul soit plus grand que le pas. Pour cette raison, l'évolution de l'adaptation doit être en adéquation avec les contraintes de calcul et en aucun cas elle peut influencer les performances de poursuite. Par ailleurs, le choix de paramètres doit prendre en compte également la précision des capteurs pour assurer une meilleure performance de poursuite. Dans ce qui suit, on présentera les résultats obtenus avec $k_1 = 4$, $\varepsilon_1 = 0.1$, $k_d = 1$, $\gamma_c = 1$, $\gamma_a = 0.001$ et $\gamma_b = 0.001$.

IV.3.1.1. Essai à vide.

Cet essai comprend l'application de notre loi de commande (2-43) au motoréducteur seul pour étudier ses comportements ainsi que les performances de cette commande. Les résultats sont présentés sur les figures (4-3) à (4-5). La position de référence et la position réelle du système en sortie du réducteur (en radian) sont données par la figure (4-3).

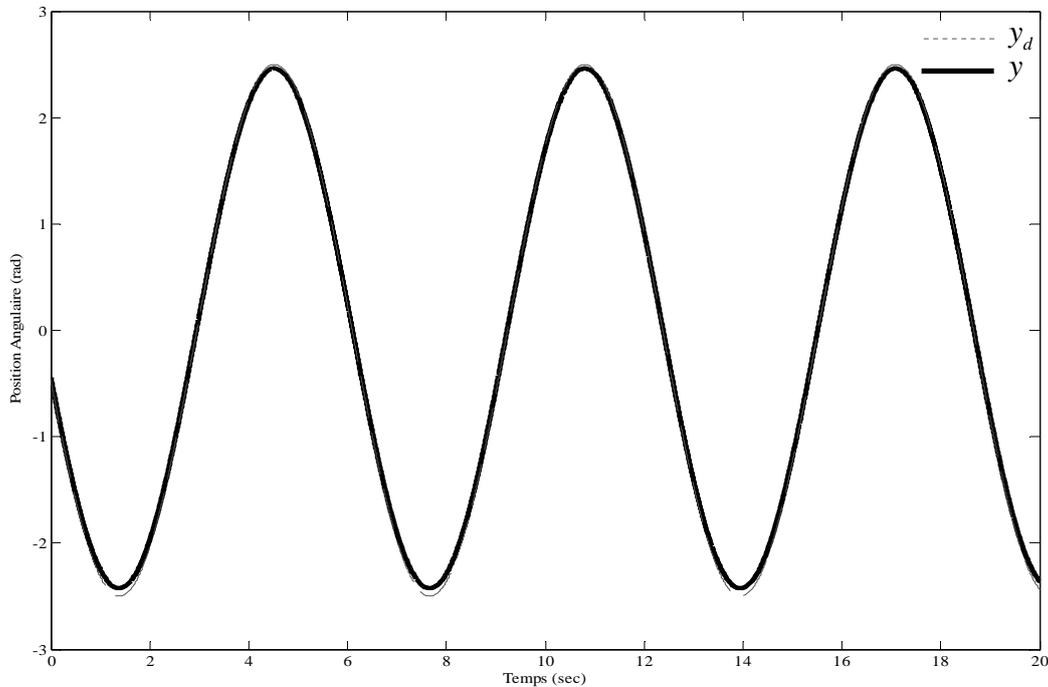


Figure (4-3) : La poursuite de position du système sans charge

On remarque que le système rejoint la position de référence. Cependant, en analysant l'erreur de poursuite à travers la figure (4-4), on note la présence d'une erreur aux extrémaux (points maximal et minimal). Ceci peut être expliqué par la présence d'un jeu au niveau du raccordement entre le motoréducteur et le capteur. Néanmoins, cette erreur ne dépasse pas 2.3%.

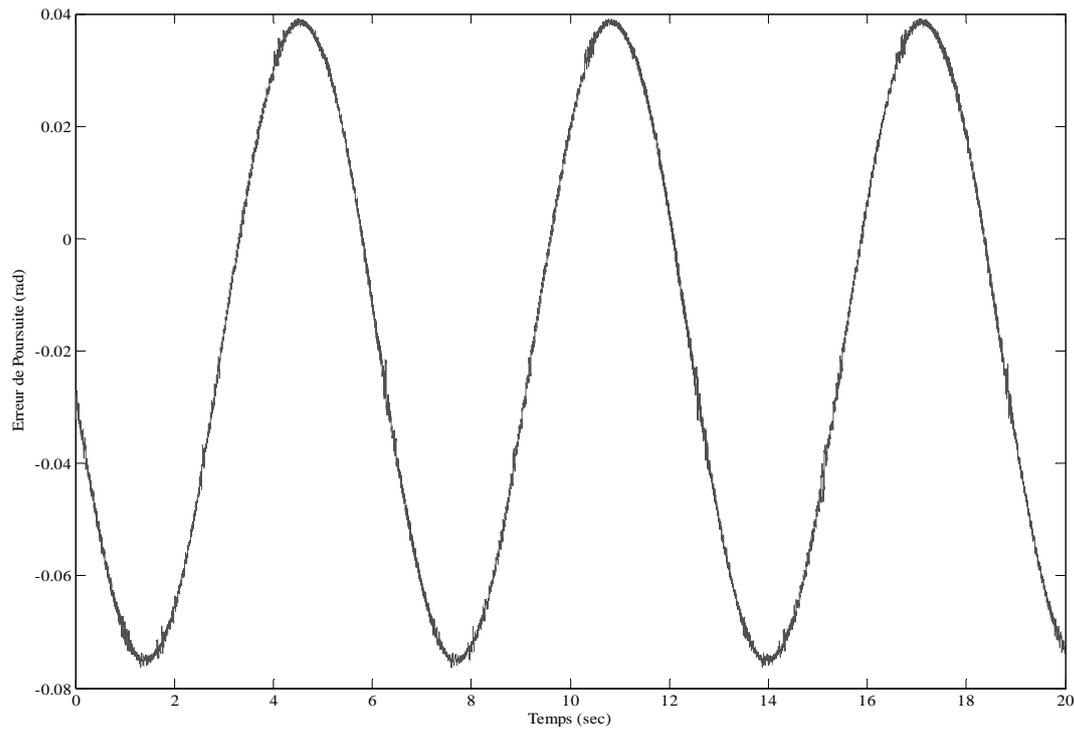


Figure (4-4) : L'erreur de poursuite du système sans charge

La figure (4-5) donne la tension appliquée au motoréducteur pour assurer les performances exigées. On remarque l'absence de toute variation brusque et du phénomène de broutement. On note également l'absence de sollicitations au démarrage qui caractérisent le mode glissant classique.

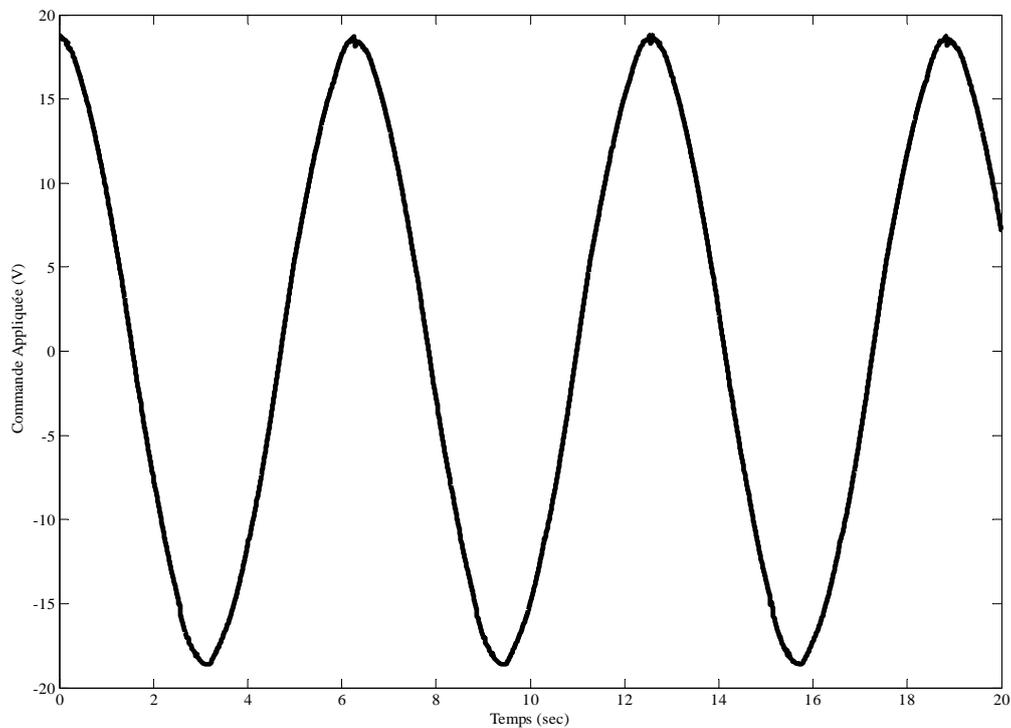


Figure (4-5) : La loi de commande du système sans charge

IV.3.1.2. Essai avec une charge.

Cet essai comprend l'application de la loi de commande au motoréducteur avec une charge. Celle-ci est représentée par un bras de 40 cm de longueur et de 0.2 kg de masse. Les figures (4-6) à (4-8) montrent les résultats obtenus.

Comme dans le cas précédent, on a le système qui suit la trajectoire de référence (figure (4-6)) et l'erreur de poursuite (figure (4-7)) ne dépasse pas dans ce cas 5%.

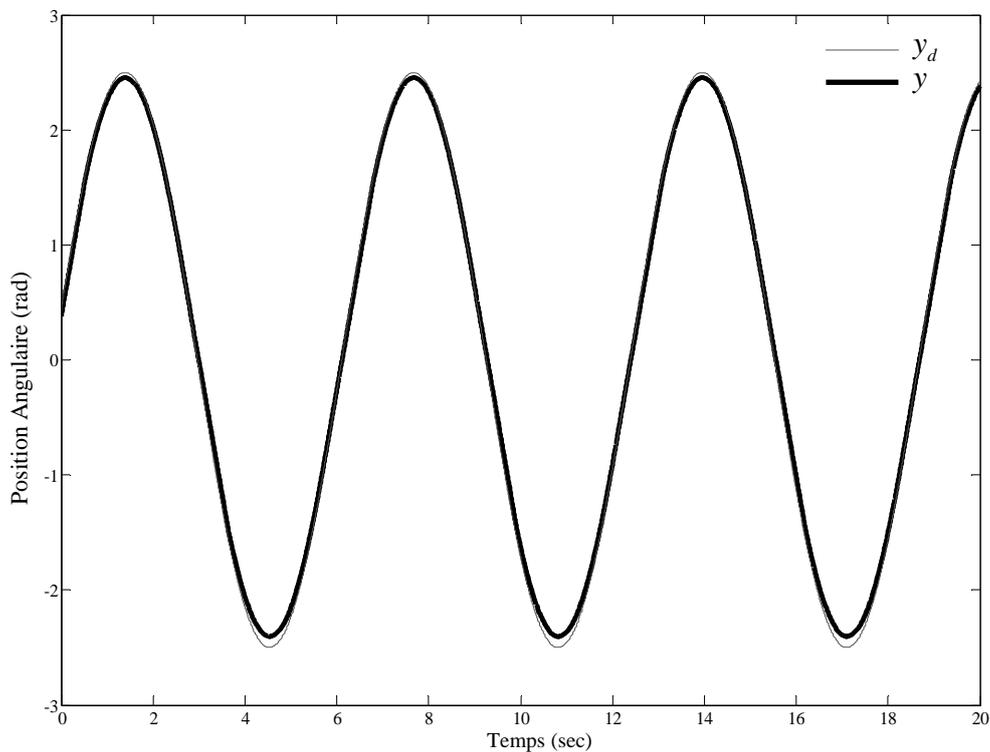


Figure (4-6) : La poursuite de position du système avec un bras

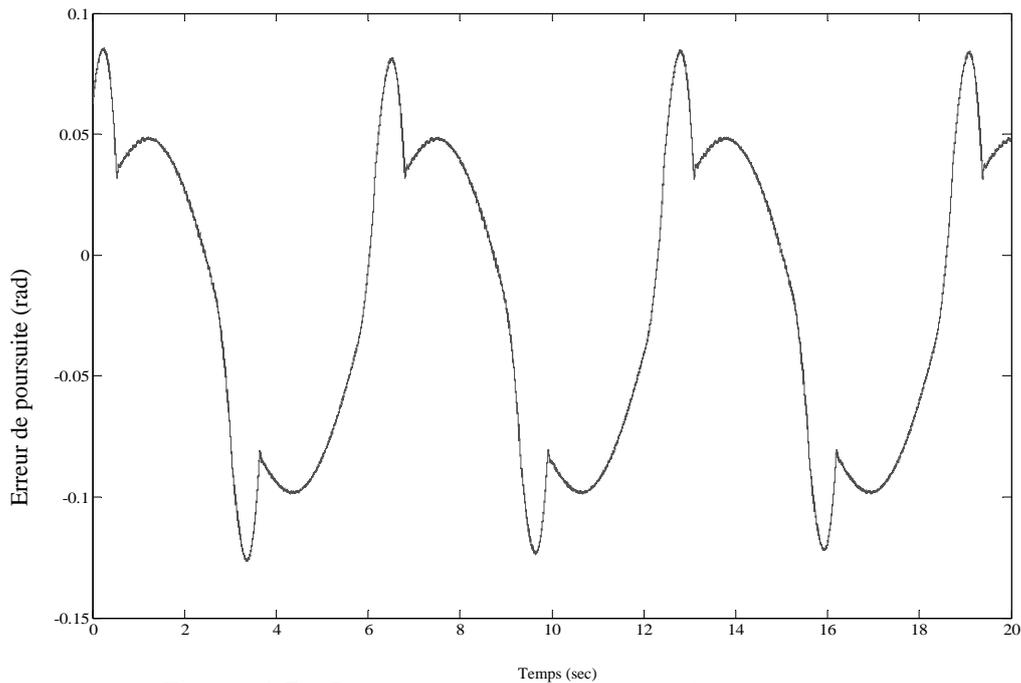


Figure (4-7) : L'erreur de poursuite du système avec un bras

La tension appliquée au motoréducteur varie entre $[-18V ; 18V]$ sans présenter de broutement ou de variations brusques comme le montre la figure (4-8). Par ailleurs, cette tension reste très inférieure à la tension maximale malgré l'inertie de bras ajouté.

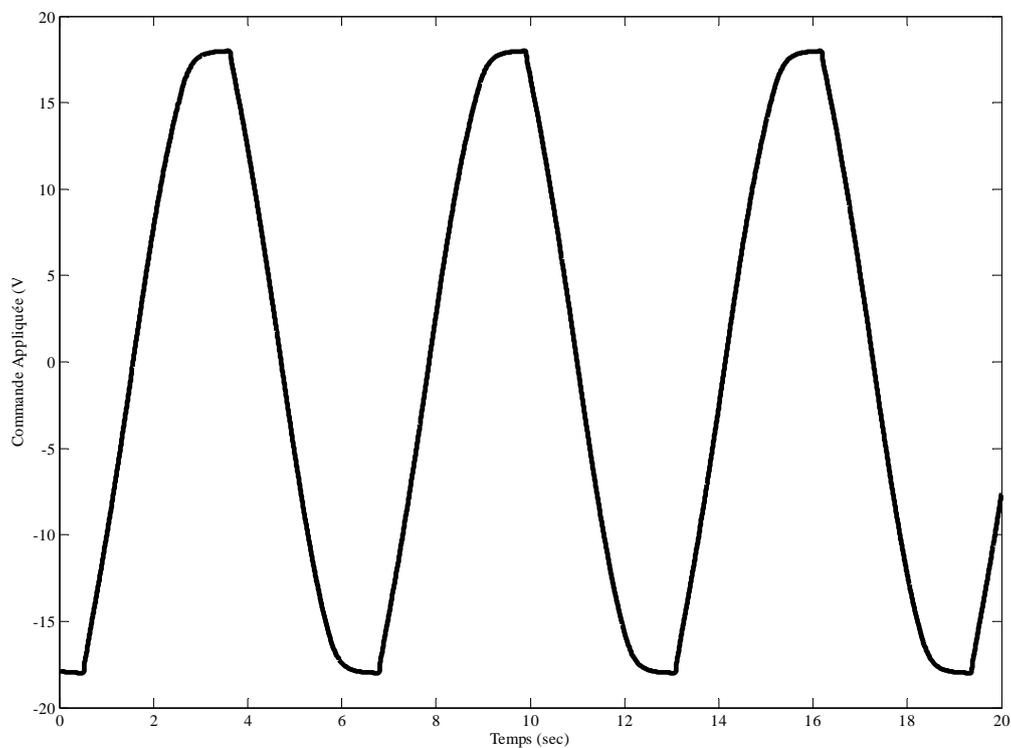


Figure (4-8) : La loi de commande du système avec un bras

Nous avons montré à travers les résultats expérimentaux l'efficacité et la robustesse de la commande basée sur les réseaux d'ondelettes flous puisque l'on a obtenu une erreur de poursuite ne dépassant pas 5%. Cependant, la mise en œuvre de l'approximateur nécessite une certaine analyse et connaissance du système étudié, ce qui est très difficile dans certains cas industriels. Par ailleurs, une forte variation paramétrique et une information linguistique mal exploitées peuvent entraîner une mauvaise convergence de l'approximateur et ainsi de médiocres performances de poursuite. Pour remédier à ce problème, l'utilisation d'un système flou de type-2 peut être une alternative comme montré dans le chapitre précédent. Nous présenterons les résultats de cette approche dans le paragraphe suivant.

IV.3.2. Résultats expérimentaux de la commande (3-22)

IV.3.2.1. Essai avec une charge.

Dans cette partie, nous allons appliquer la loi de commande (3-22) en prenant les paramètres mentionnés précédemment. Seul l'essai en charge a été repris dans cette thèse. Les résultats obtenus sont illustrés par les figures (4-9) à (4-11).

Concernant la position du système, la figure (4-9) montre une bonne poursuite vers sa trajectoire de référence avec un pourcentage d'erreur inférieur à 3%. L'erreur de poursuite est beaucoup moins importante que dans le cas précédent.

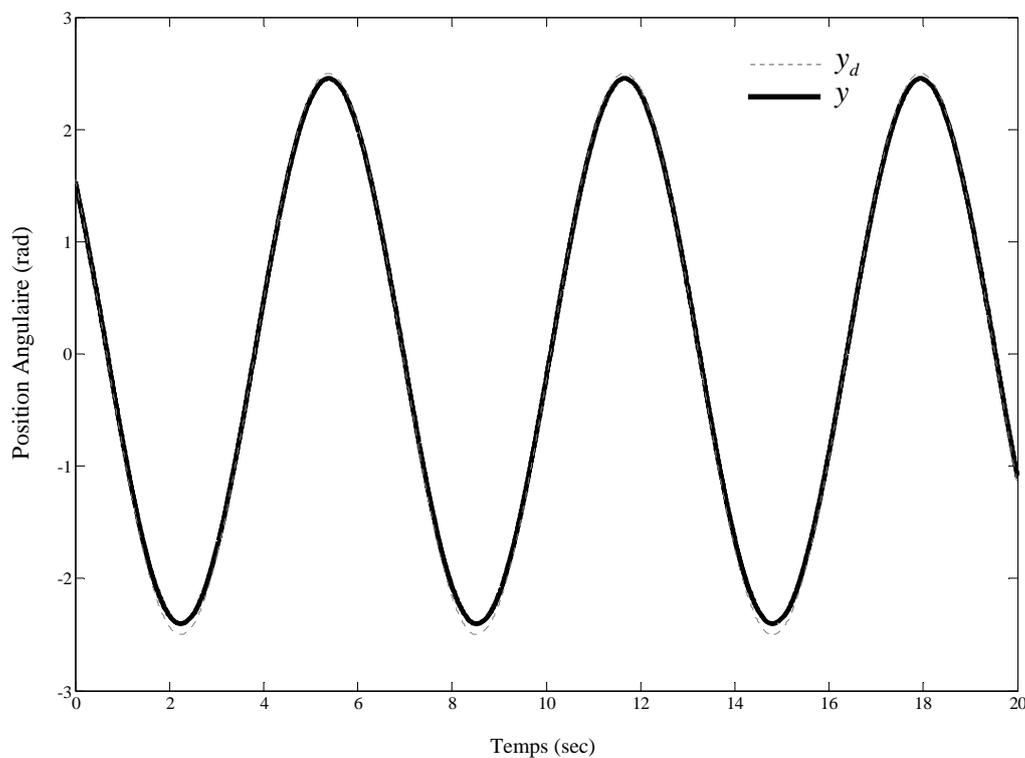


Figure (4-9) : La poursuite de position

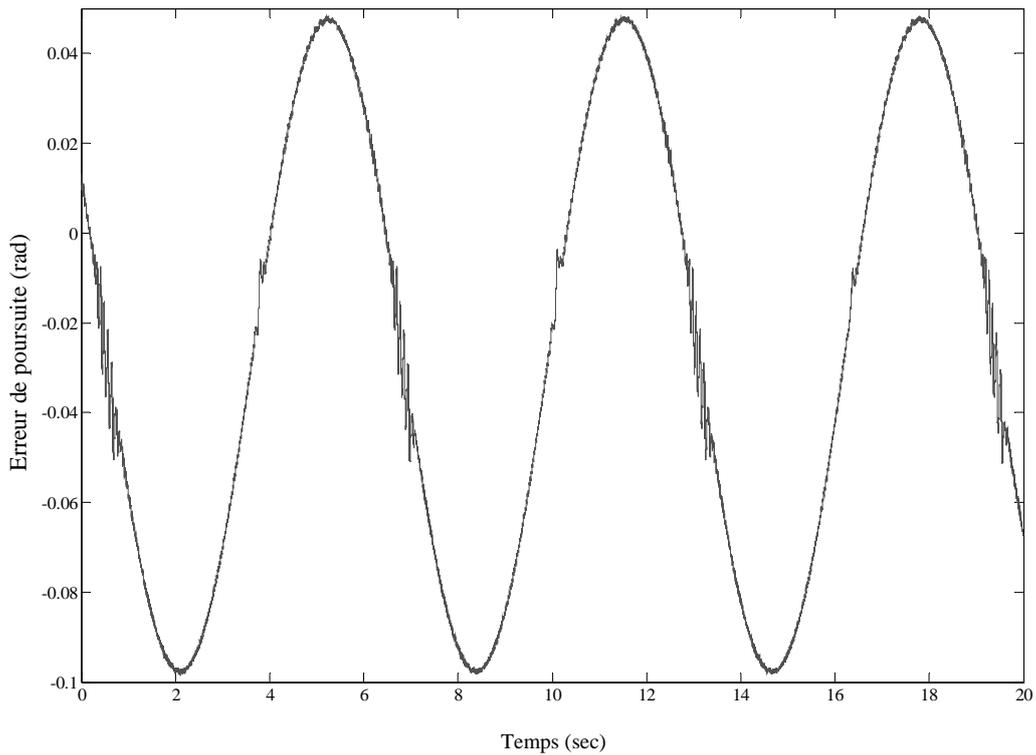


Figure (4-10) : L'erreur de poursuite

La tension appliquée au motoréducteur est montrée par la figure (4-11) dans laquelle, nous pouvons remarquer également l'absence de phénomène de broutement et d'éventuelles variations brusques.

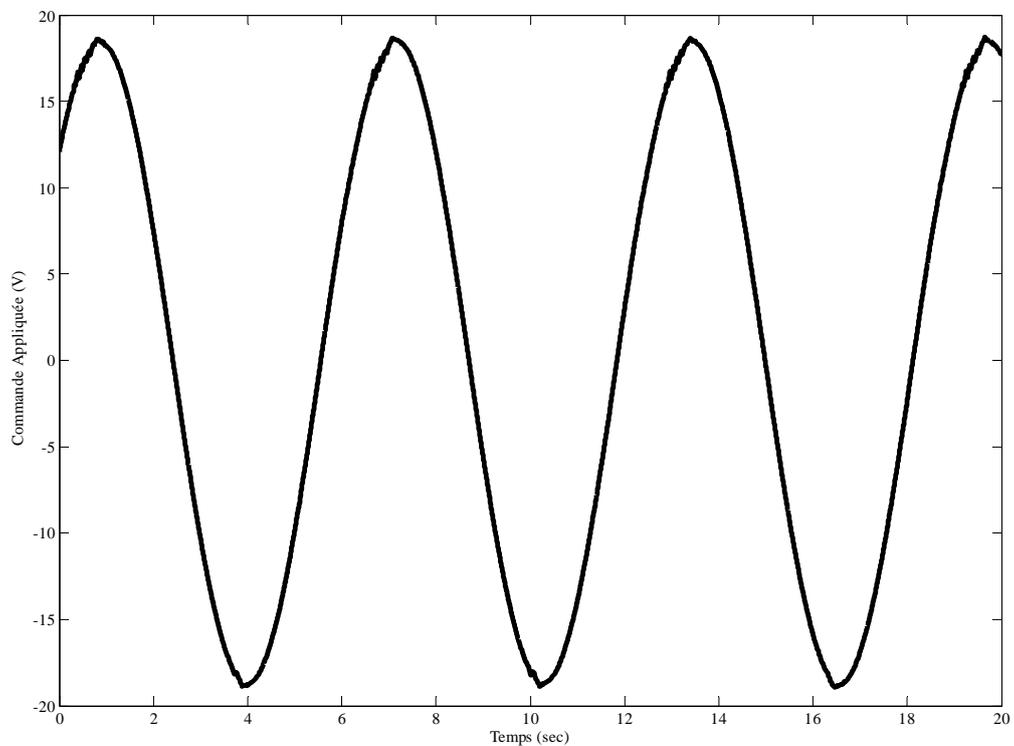


Figure (4-11) : La loi de commande

Les auteurs dans [Lin, 08] ont utilisé la logique floue type-2 pour commander un moteur ultrasonique. Cependant, en comparant leurs résultats à ceux qui nous venons d'obtenir, on peut affirmer que notre méthode permet une meilleure robustesse due à l'utilisation de la commande par mode glissant. De même, la poursuite obtenue dans [Lin, 08] a une erreur de poursuite de 8% or dans notre cas, elle est inférieure à 3%.

Après avoir expérimenté cette commande, nous allons l'éprouver vis-à-vis des différentes situations suivantes :

1. les variations paramétriques : on laisse le moteur tourner au moins 15 minutes afin d'obtenir un échauffement et engendrer un variation au niveau de la résistance électrique.
2. les conditions initiales différentes : on teste plusieurs conditions initiales en débranchant l'alimentation du motoréducteur et puis en la rebranchant quand la tension atteint une valeur désirée.
3. les perturbations externes : Nous allons essayer de bloquer la rotation du bras associé au motoréducteur plusieurs fois pour appliquer une perturbation externe.

Par mesure de sécurité, nous avons intercalé une saturation afin de limiter la tension appliquée dans l'intervalle $[-18.6,18.6]$ V.

IV.3.2.2. Position initiale $y(0) = -2.4$ rad.

Nous avons choisi une position initiale égale à zéro avec une erreur initiale égale à -2.45 rad. Nous remarquons que la commande s'adapte immédiatement pour ramener la position à sa trajectoire de référence et prendre par la suite la forme sinusoïdale. Cela a pris une durée de 2.45 s. La tension ne présente pas de réticence ou de variations brusques.

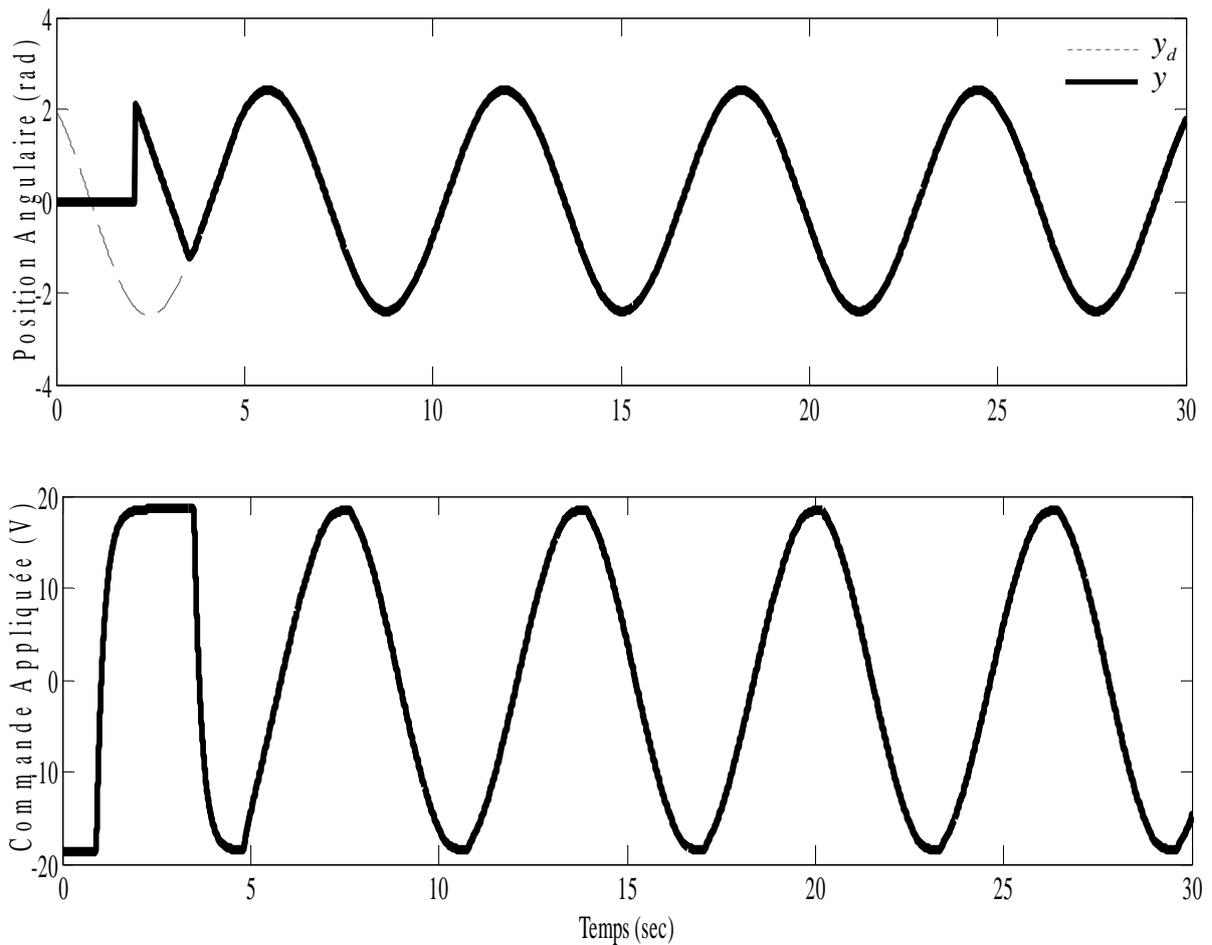


Figure (4-12) : Le résultat expérimental
La position initial égale à zéro et l'erreur initiale égale à -2.4 rad.

IV.3.2.3. Position initiale $y(0) = 9.4$ rad

Avec une erreur initiale plus élevée égale à 7.3 rad, nous remarquons que la commande atteint sa valeur maximale pour ramener la position vers sa trajectoire de référence dans une durée de 4.6s.

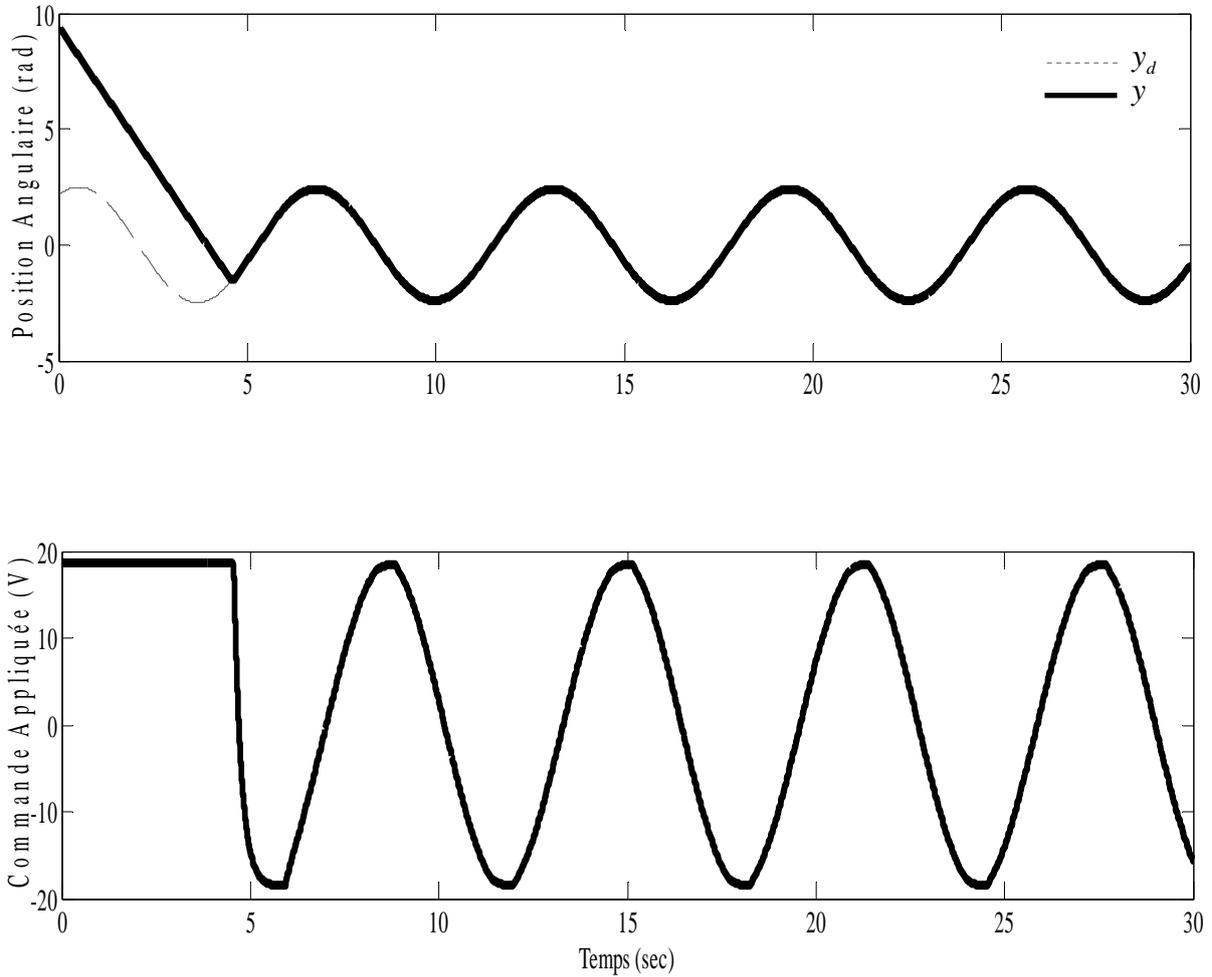


Figure (4-13) : Le résultat expérimental cas (1) ;
La position initiale égale à 9.46 et l'erreur initiale égale à -7.36 rad.

IV.3.2.4. Test de robustesse

Nous avons essayé de bloquer le bras avant qu'il n'arrive à la fin de la trajectoire pour éprouver la robustesse de notre commande. Nous avons soumis le bras à trois blocages ; moyen (de $t=7$ à $t=7.5s$), grand (de $t=12.8s$ à $t=13.8s$) et petit (de $t=20.1$ à $20.3s$) comme le montre la figure (4-14)A.

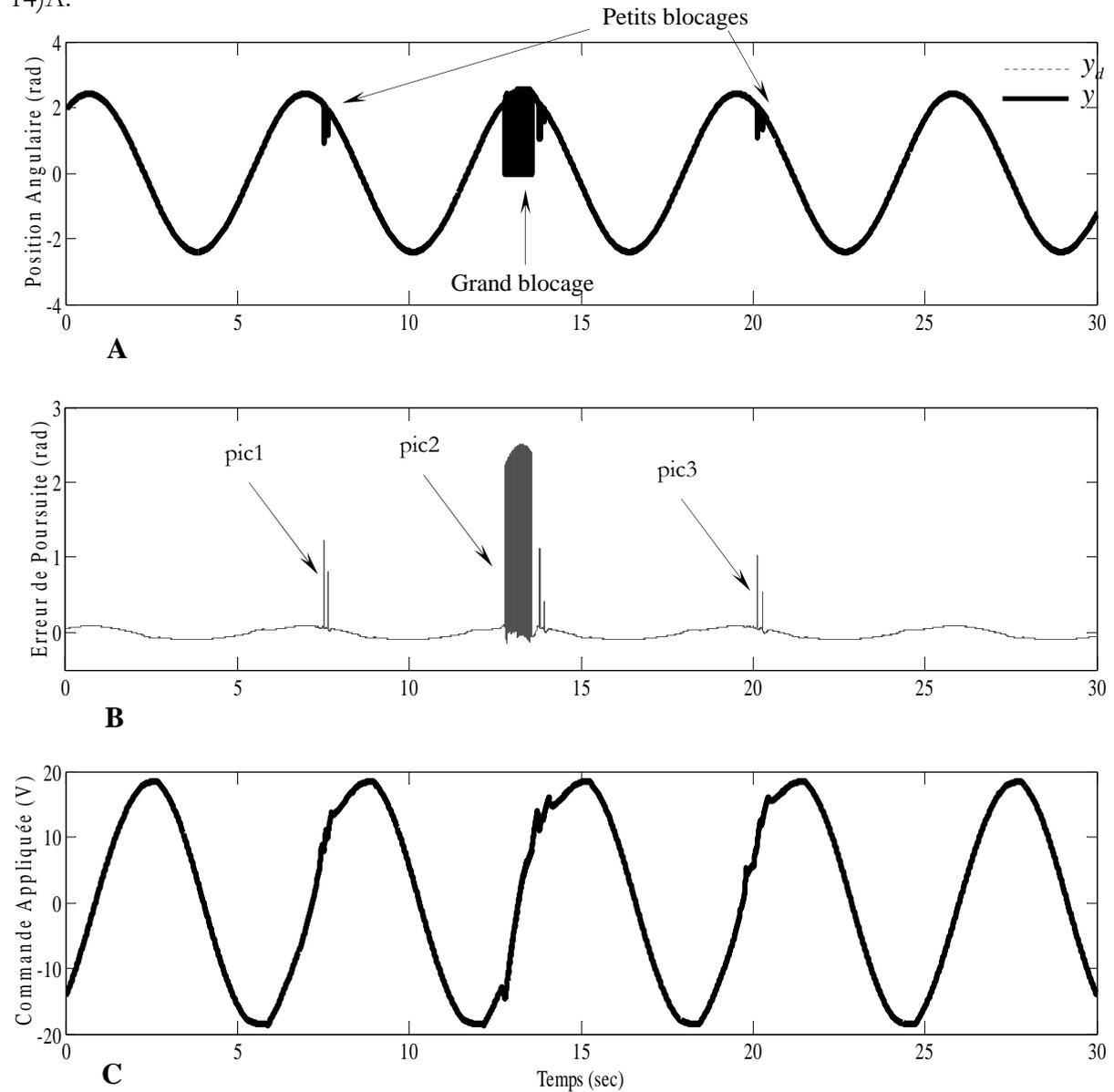


Figure (4-14) : Le résultat expérimental avec un blocage du bras, ($t=7$ à $t=7.5s$, $t=12.8s$ à $t=13.8s$ et $t=20.1$ à $20.3s$).

Les blocages appliqués au bras se traduisent par une augmentation de l'erreur. La commande se voit influencée par cette perturbation. Dans ce cas, l'effet de perturbation devient plus visible par rapport la figure (4-11). Comme il a été expliqué, toute incertitude sera exploitée par le SF-T2 et ensuite, par la loi de commande. Les anomalies observées, au niveau de la loi de commande, sont proportionnelles à la valeur de la perturbation externe.

Le tableau (4-1) permet de comparer les deux approches proposées.

Afin de comparer les performances des commandes expérimentées dans ce chapitre, nous pouvons considérer le tableau (4-1).

Le motoréducteur	Erreur de poursuite avec SF-T1	Erreur de poursuite avec SF-T2
Essai à vide	2.3%	2.3%
Essai avec une charge	4%	2.8%
Robustesse	bonne	Très bonne
L'effet de la perturbation sur l'erreur de poursuite	considérable	négligeable

Tableau (4-1) : Comparaison entre la commande en utilisant SF-T1 et SF-T2.

IV.4. Conclusion

Nous avons validé deux commandes en temps réel en les appliquant au motoréducteur seul puis associé à un bras. Nous avons ainsi étudié les performances par rapport à la charge, par rapport la position initiales du motoréducteur enfin, l'influence des perturbations externes. Les résultats obtenus nous permettent d'affirmer que la commande proposée en utilisant un approximateur floue type-2 est une méthode efficace et robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la machine et des perturbations externes.

CONCLUSION GENERALE

Cette thèse a pour but d'apporter une contribution aux travaux déjà menés dans le cadre de l'association de l'intelligence du réseau d'ondelettes et de la logique floue, à la rigueur du mode glissant. Il s'agit de développer des lois de commande adaptatives par modes glissants pour résoudre les problèmes de poursuite des systèmes non linéaires incertains et perturbés.

Après avoir donné un bref aperçu sur quelques approximateurs, nous avons présenté d'abord une commande adaptative par modes glissants d'un système de second ordre dont on connaît le gain nominal de la commande. Les dynamiques inconnues sont approximées par un réseau d'ondelettes dont la mise à jour est effectuée à l'aide d'une loi déduite de l'étude de stabilité. Nous avons ensuite traité le cas où l'on ne dispose pas de connaissances. Les dynamiques inconnues sont regroupées dans une seule fonction en vue de leur approximation par un réseau d'ondelettes flou. Ce dernier permet d'allier les avantages de la logique floue à incorporer aisément l'expertise humaine et la convergence rapide des ondelettes. Au niveau de la robustesse, nous avons utilisé une surface de glissement non linéaire pour réduire les sollicitations au démarrage tout en maintenant une convergence rapide vers zéro. Nous avons également présenté l'extension de cette approche aux systèmes d'ordre n mono puis multivariables. Deux exemples de simulations ont été présentés pour valider ces approches et montrer leur efficacité.

Pour améliorer la robustesse du système bouclé, nous avons présenté, dans le chapitre 3, une nouvelle commande adaptative floue type-2 par modes glissants. Notre contribution a porté sur deux aspects. Nous avons utilisé un système flou de type-2 pour prendre en compte les incertitudes négligées dans le cas d'un système flou classique (type-1), 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 connaître 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.

Le chapitre 4 a été consacré à la validation expérimentale sur un banc d'essais, au sein de notre laboratoire, des approches développées. Différentes situations ont été envisagées afin de tester d'une part les performances de poursuite et d'autre part la robustesse. Les résultats obtenus ont

permis de confirmer ceux obtenus en simulation et la convergence de l'erreur de poursuite n'a pas dépassé 5% avec moins de sollicitations au niveau de la commande malgré des perturbations externes plus importantes.

Afin d'éprouver un peu plus nos commande, nous envisageons d'ajouter une masselotte couplée à un ressort sur le bras pour introduire des perturbations plus sévères.

Au niveau de la loi de commande, l'extension de la commande adaptative floue type-2 par modes glissants aux systèmes d'ordre n mono et multivariables 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. L'introduction d'un observateur d'état dans le cas d'un système d'ordre n est envisagée à moyen terme.

Ces approches une fois complètement validées seront appliquées à la commande d'une machine asynchrone dont le banc d'essais est en cours de réalisation dans notre laboratoire. En effet, cette approche nous permettra de considérer l'alimentation, le moteur et sa charge comme un seul système et de déduire les commandes assurant de bonnes performances tout en prenant en compte le comportement fortement non linéaire de l'alimentation dans certaines zones de fonctionnement.

Annexe

Banc d'Essais

A.1. Module dSPACE DS1104

Le module dSPACE 1104 développé par la société dSPACE se compose de deux parties :

- a) Une carte d'interface équipée d'un processeur DSP permettant l'acquisition et le traitement de données sur ordinateur ainsi que l'envoi de signaux vers les autres éléments du banc (figures (A-1)) [1].
- b) Un panneau de contrôle composé de 16 prises BNC permettant la conversion de signaux analogiques en numérique avant de les transmettre à la carte (figures (A-2)). Il contient également 16 sorties délivrant en analogique les signaux numériques envoyés par la carte. Le panneau comporte aussi une connexion MLI, deux connexions série : RS232, RS422, deux connexions pour codeur et une connexion entrée sortie numérique.



Figure (A-1) : La carte dSPACE DS1104 R&D

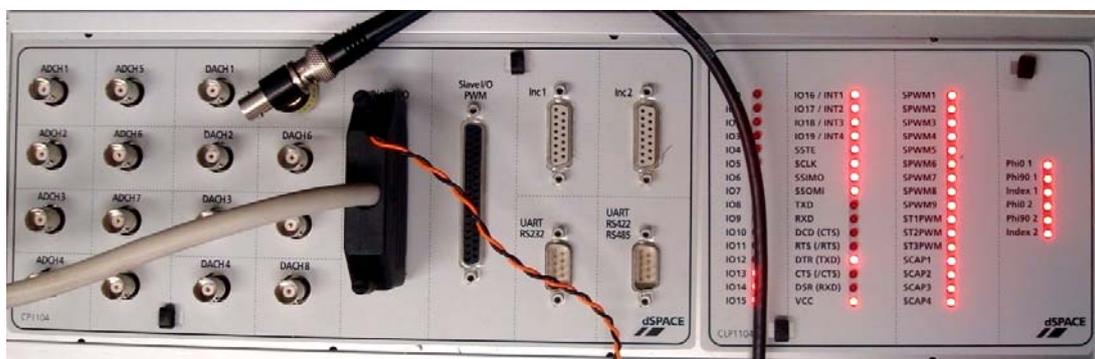


Figure (A-2) : Le panneau de contrôle de module dSPACE DS1104

A.2. Amplificateur de tension

Le panneau de contrôle du module Dspace permet de fournir une tension variant entre -10V et 10V alors que le moteur accepte une alimentation entre -24V et +24V ce qui pose un problème de mise à l'échelle. De plus, le module ne peut fournir que de faibles courants. Pour surmonter ces contraintes, nous avons introduit un amplificateur, figure (A-3), ayant un gain égal à 3 entre le module et le moteur, ce qui nous permet d'avoir la tension et la puissance adéquates pour commander le moteur.

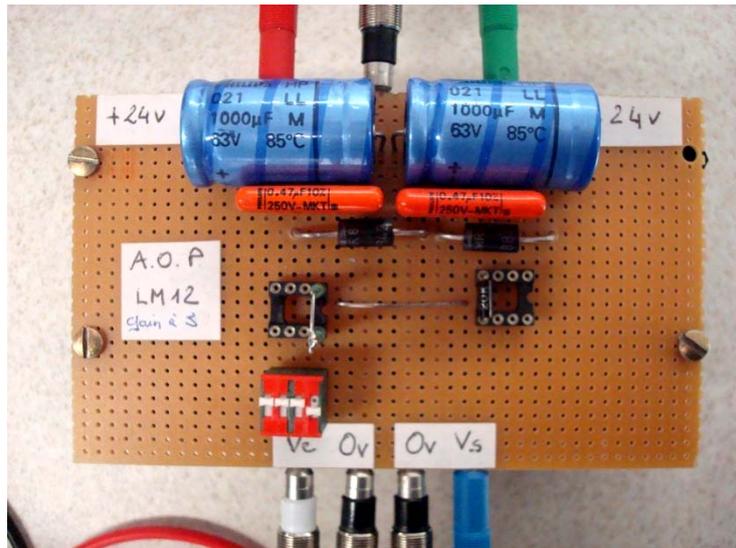


Figure (A-3) : L'amplificateur de tension fournie au moteur

A.3. Capteur de position

Un capteur est un dispositif qui transforme l'état d'une grandeur physique observée en une grandeur utilisable. Pour notre système, nous avons utilisé un codeur absolu qui permet de délivrer l'information sous forme numérique codée sur 13 bits en code gray et proportionnelle à la valeur analogique d'entrée. Les figure (A-4) et (A-5) montrent respectivement le montage et le branchement du codeur sur le banc d'essais [5].

La détermination du point zéro a été obtenu après plusieurs tests et ajustement et la position verticale du pendule a été considérée comme étant la position correspondant à 0 rad.

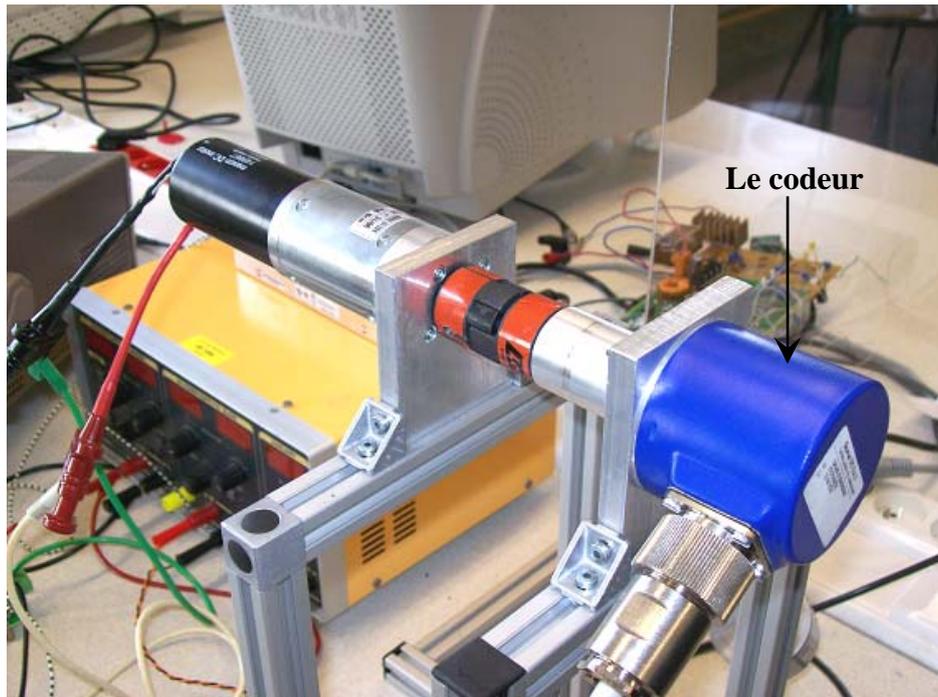


Figure (A-4) : Le moteur avec un codeur absolu

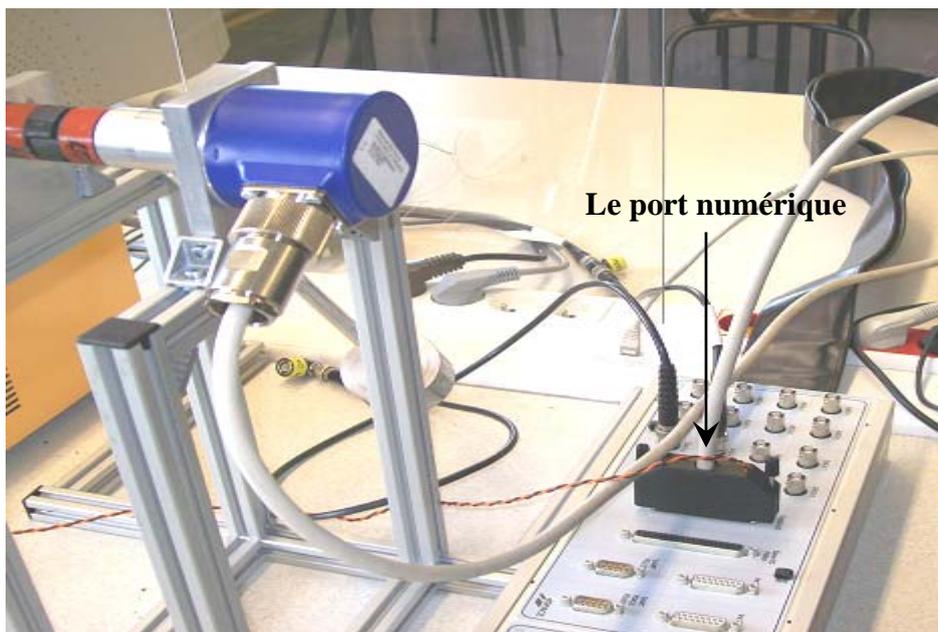


Figure (A-5) : Le branchement du codeur absolu sur le port numérique

A.4. Motoréducteur

Beaucoup d'applications nécessitent un couple de démarrage élevé. Or, le moteur à courant continu, par nature, possède une caractéristique couple/vitesse de pente importante, ce qui permet de vaincre un couple résistant élevé, et d'absorber facilement les à-coups de charge. D'autre part, la miniaturisation recherchée par les concepteurs trouve dans le moteur à courant continu une solution idéale, car il présente un rendement élevé, par rapport aux autres

technologies. Dans cette section, on présentera des généralités sur les moteurs à courant continu (MCC) suivie par les équations du moto-réducteur afin de pouvoir modéliser notre système.

La modélisation du MCC est formée de deux parties ; électrique et mécanique. Cette machine, avec le réducteur de vitesse (rapport de réduction N), peut être représentée par la figure (A-6).

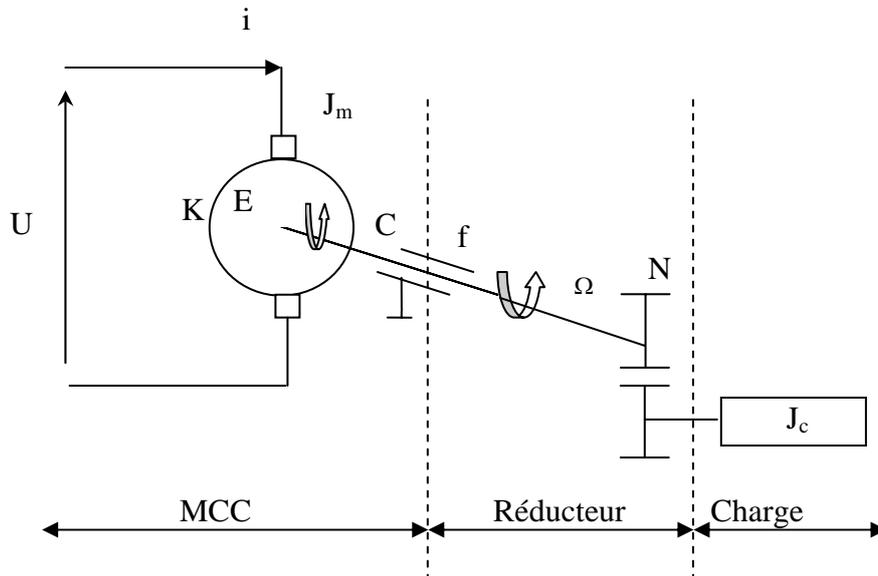


Figure (A-6) : Schéma simplifié d'un moto-réducteur + charge

I La partie électrique du MCC est formée par

1. U : tension d'alimentation,
2. i : courant dans l'induit du moteur,
3. R : résistance de l'induit,
4. L : inductance de l'induit,
5. K : constance de f.c.é.m¹ du moteur.

II La partie mécanique du MCC est formée par

1. f : coefficient de frottement visqueux du moteur,
2. J_m : inertie du moteur,
3. N : rapport de réduction,
4. J_c : inertie de la charge,
5. C : couple électromécanique.

¹ force contre-électromotrice

A.4.1. Mise en équations du système

a) MCC

Les équations mécaniques et électriques définissant le fonctionnement du MCC sont : l'équation de l'induit, l'équation du flux, l'équation du couple et l'équation mécanique. L'équation de l'induit est :

$$U = R.i + L \frac{di}{dt} + E \quad (\text{A-1})$$

avec : $E = K\Phi\Omega$

Dans le cas du moteur à courant continu à aimant permanent, le flux est considéré constant comme suit :

$$E = K_e \Omega \quad (\text{A-2})$$

Le flux magnétique est donné par:

$$\Phi = K_\phi . i \quad (\text{A-3})$$

Concernant l'équation du couple, la puissance absorbée est décrite par :

$$P_a = iE = iK\Omega\Phi = C . \Omega \quad \text{alors } C = Ki \Phi$$

et puisque le flux est constant, alors :

$$C = K_m i \quad (\text{A-4})$$

L'équation mécanique a la forme suivante :

$$C - C_r = J_m \frac{d\Omega}{dt} + f . \Omega \quad (\text{A-5})$$

où :

C_r : Couple résistant,

J_m : Moment d'inertie du MCC,

Ω : Vitesse de rotation du MCC,

f : Frottement visqueux du MCC.

b) Réducteur

Le fonctionnement du réducteur de vitesse est donné par:

$$C_{mr} - C_f = J_r \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{A-6})$$

où :

C_{mr} : Couple mécanique du réducteur,

C_f : Moment du couple de frottement tel que $C_f = f_r \omega$ (f_r : Frottement du réducteur),

J_r : Moment d'inertie du réducteur,

ω : Vitesse de rotation du réducteur.

Les spécifications techniques sont données par le tableau (A-1) [4].

Motoréducteur Courant Continu
Motoréducteur RE40G/PLG42S
 POTENCIA : 0,58 Nm > 14 Nm



SPECIFICATIONS TECHNIQUES

		24V/0256
Rapport de réduction		256
Nombre d'étages		3
Rendement		0.7
Vitesse à vide	tr/mn	30
Vitesse en charge	tr/mn	29
Couple nominal	Nm	14
Courant nominal	A	2.7

GENERALITES

Commutation		Graphite
Nombre de lames au collecteur		13
Aimant		Terres rares néodym fer bore
Type de réducteur		Planétaire
Paliers		Roulements à billes
Matière des pignons :		.
étage d'entrée		Delrin
étage de sortie		Métal
Charge axiale maximum	N	150
Jeu axial maximum	mm	0.3
Charge radiale maximum	N	250
à une distance de la face de :	mm	20
Jeu radial	mm	0
à une distance de la face de :	mm	25
Force de chassage	N	150
Jeu angulaire à vide	°	1
Jeu angulaire en charge	°	1.5
Température ambiante mini de fonctionnement	°C	0
Température ambiante maxi de fonctionnement	°C	60
Poids minimum	g	1020

Tableau (A-1) : Les spécifications techniques du motoréducteur RE40G/PLG42S

L'ensemble du "moteur à courant continu + réducteur de vitesse" forme un "motoréducteur". Dans notre travail, l'étude a été faite sur le motoréducteur RE040G/PLG42S comme le montre la figure (A-7).



Figure (A-7) : L'ensemble motoréducteur RE040G/PLG42S

La figure (A-8) montre le schéma bloc du système étudié.

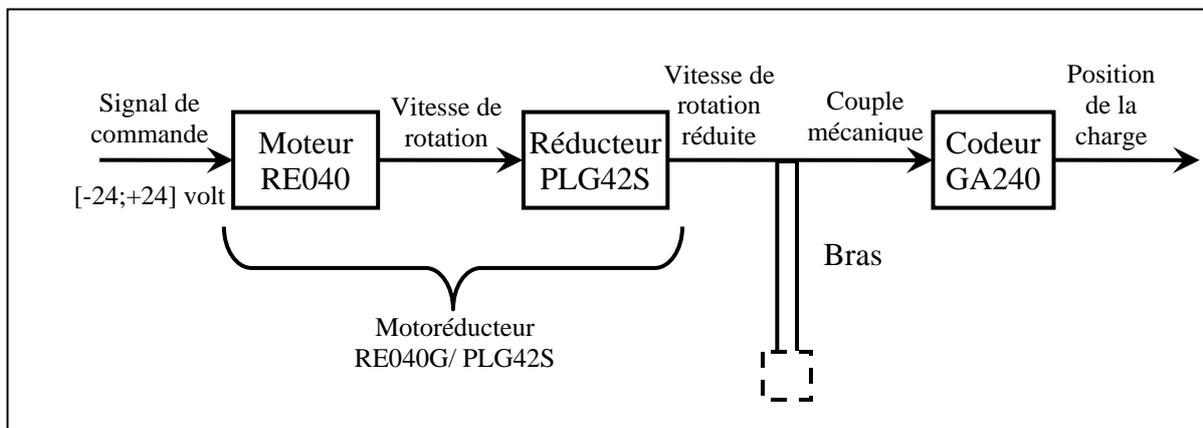


Figure (A-8). Schéma bloc du motoréducteur associé à un bras

A.4.2. Modélisation du motoréducteur en Simulink

Pour modéliser le moto réducteur, on effectue la transformée de Laplace de toutes les équations du MCC ainsi que l'équation du réducteur de vitesse comme suit :

$$U(p) = (R + Lp)I(p) + E(p) \quad (A-7)$$

$$E(p) = K_e \Omega(p) \quad (A-8)$$

$$Jp\Omega(p) = C(p) - C_r(p) - f\Omega(p) \quad (A-9)$$

$$C(p) = K_m I(p) \quad (A-10)$$

comme $K_e \approx K_m$, alors :

$$K_{em} = K_e = K_m \quad (\text{A-11})$$

La représentation des équations précédentes sous forme d'un schéma bloc est donnée par la figure (A-9).

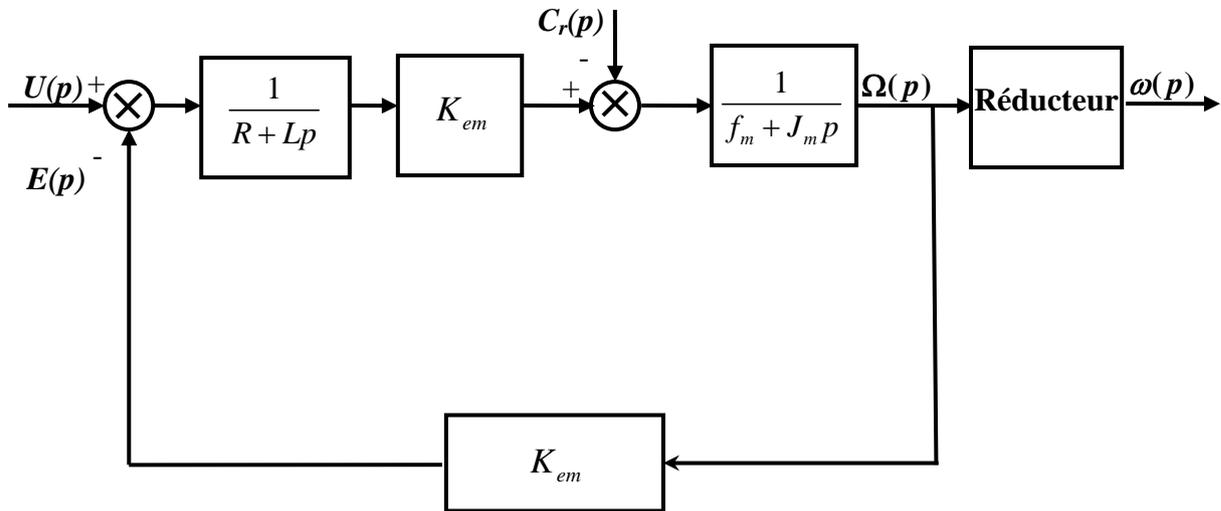


Figure (A-9). Schéma fonctionnel du système à commander

Le couple C_r est considéré comme une perturbation externe non mesurable.

A.5. MATLAB Simulink

Avant d'explorer l'environnement logiciel, un ordinateur Pentium 4, 3GHz processeur, 1GB de mémoire et un système d'exploitation Windows XP SP2 a été utilisé dans notre expérimentation. Le premier logiciel utilisé est le MATLAB¹ qui est un outil de calcul très répandu adapté pour les problèmes scientifiques. L'extension graphique de MATLAB, s'appelle SIMULINK, permet de travailler avec des diagrammes et d'utiliser des fonctions prêtes ou personnalisées en blocs. La modélisation de la mesure de position pour le système étudié sera la première partie de notre programme Simulink. Le but de cette partie est de bien manipuler le module Dspace afin de mesurer la position de bras lorsque le moteur tourne à une certaine vitesse. La modélisation de la mesure de position, est présentée par la figure (A-10).

¹ Version R2006b.

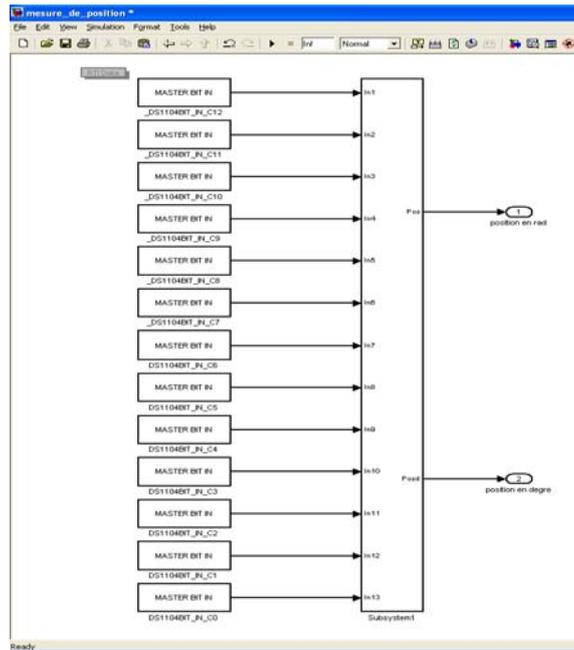


Figure (A-10) : Modélisation de la mesure de position en Simulink

Le fichier Simulink utilisé pour commander le système non-linéaire est illustré par la figure (A-11).

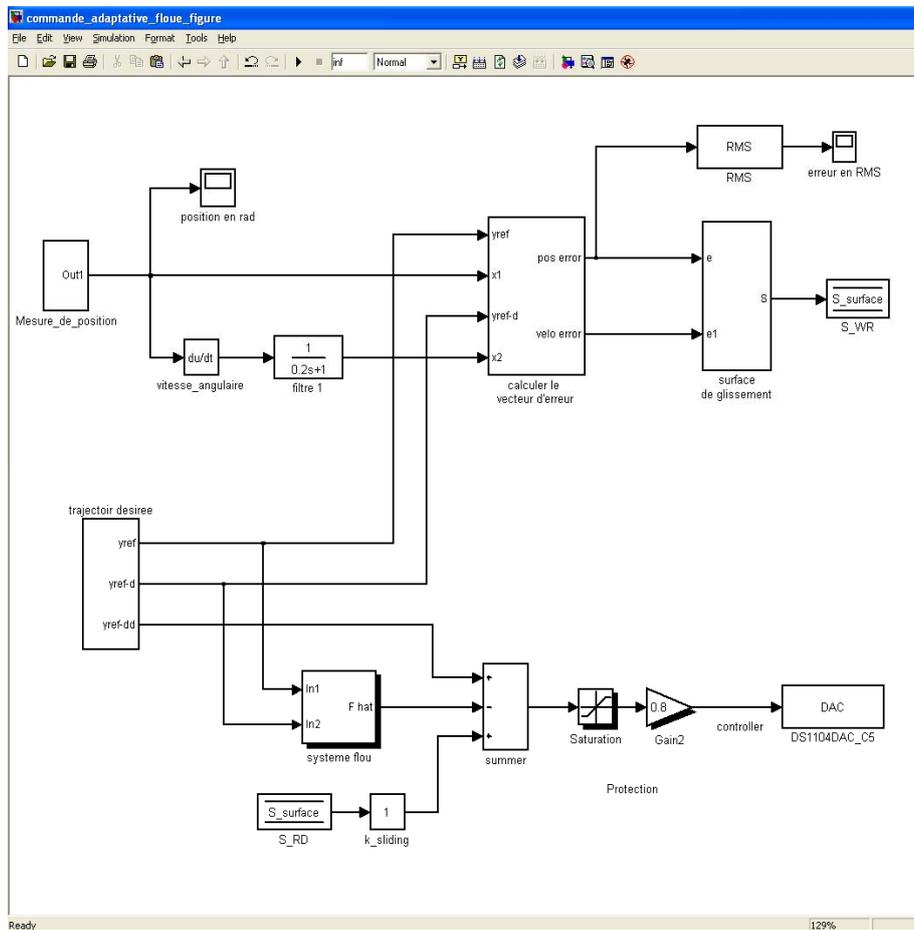


Figure (A-11) : La commande proposée représentée en Simulink

A.6. ControlDesk

Ce logiciel est considéré comme une plateforme sur laquelle une simulation est gérée, tout comme MATLAB. À partir de cet environnement, nous pouvons lire, écrire, configurer l'instrumentation que nous utilisons pour commander, suivre et automatiser la partie expérimentale. Les paramètres de la fenêtre par défaut pour la ControlDesk¹ montrés dans la figure (A-12).

Le Sélecteur de fichiers affichera uniquement certains types de fichiers. Il montrera les extensions mdl (fichier de Modèle SIMULINK), ppc (fichier Compilé d'objet pour être exécuté sur le DS1104), et SDF (fichier de description du système). Le fichier SDF contient des références au fichier exécutable (de type soit mdl ou ppc) et au fichier de description variable (TRC). Nous pouvons aussi créer et afficher des mises en page, ainsi mettre en place un éditeur pour écrire fichiers texte, ou C code.

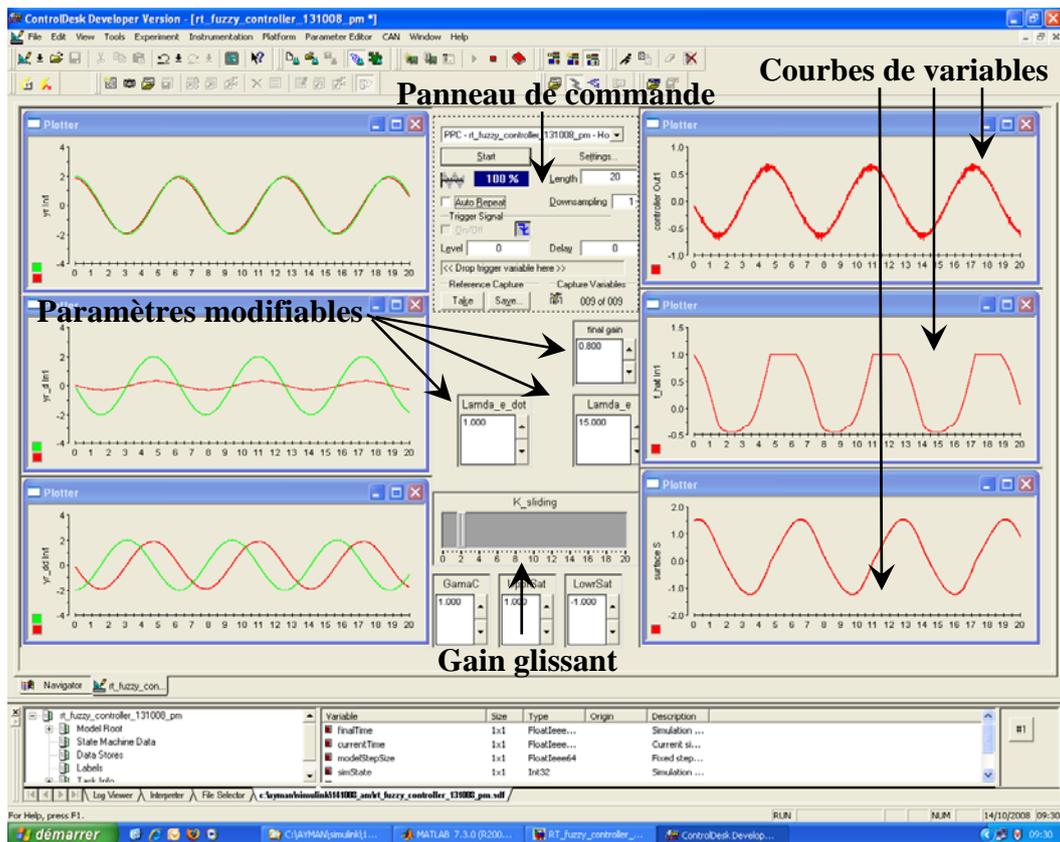


Figure (A-12) : La fenêtre de ControlDesk créée pour gérer notre command en temps réel

¹ ControlDesk developer version 3.1

Après avoir expliqué la partie informatique, nous pouvons donner la structure détaillé (partie logicielle et système) de notre banc d'essais par la figure (A-13).

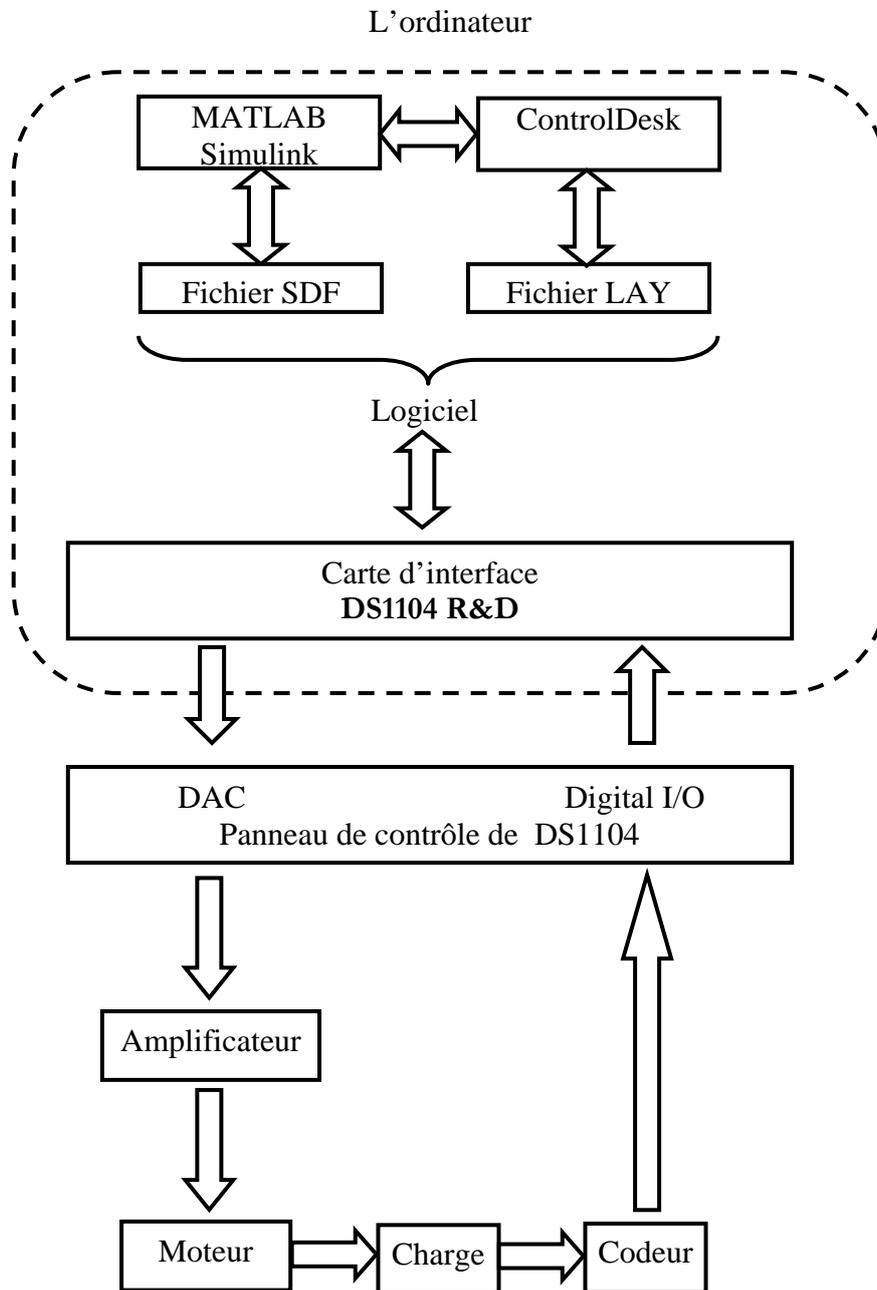


Figure (A-13) : Structure complète du banc d'essais

La figure (A-14) montre une photo prise lors de l'expérimentation.

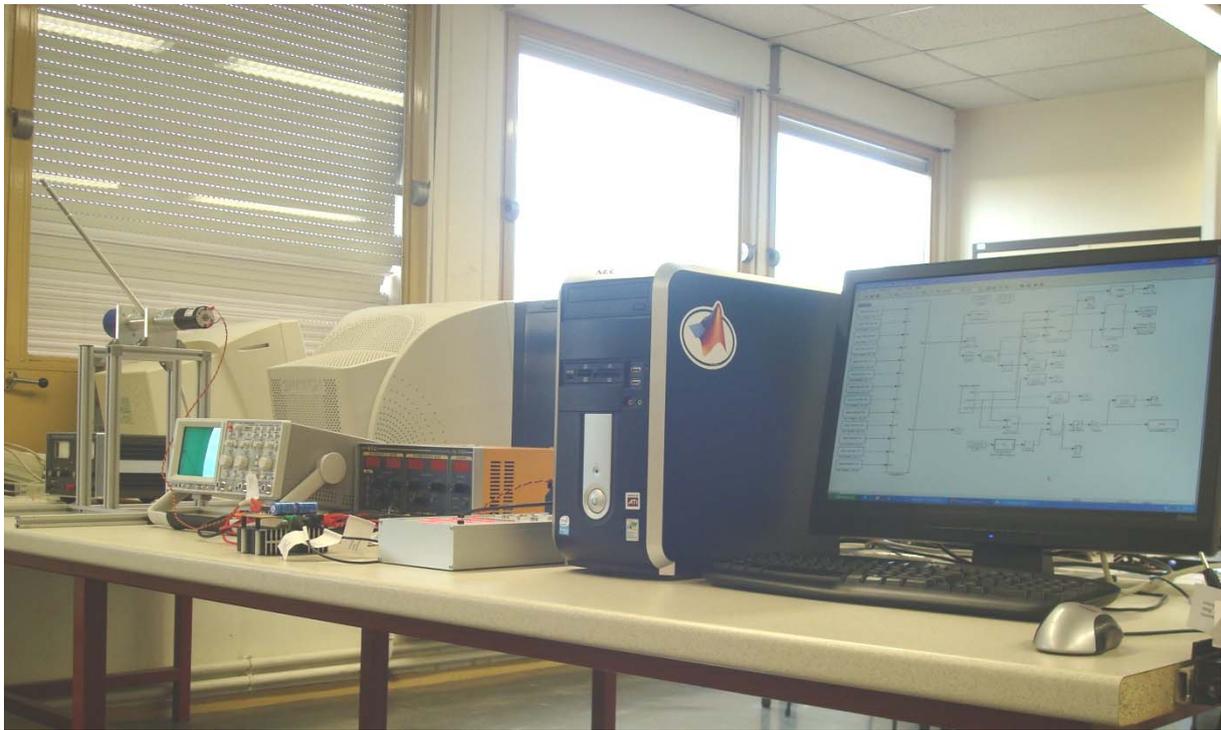


Figure (A-14) : Le système sous la commande numérique

Bibliographie

- [Arn, 09] J.-F. Arnold, N. Langlois et H. Chafouk, Fuzzy controller of the air system of a diesel engine: Real-time simulation, *European Journal of Operational Research*, vol. 193, no. 1, pp. 282-288, 2009.
- [Ast, 89] K.J. Aström et B. Wittenmark, *Adaptive control*, Addison-Wesley, 1989.
- [Att, 09] A.-F. Attia, Hierarchical fuzzy controllers for an astronomical telescope tracking, *Applied Soft Computing*, vol. 9, no. 1, pp. 135-141, 2009.
- [Bar, 93] A.R. Barron, Universal Approximation Bounds for Superpositions of a Sigmoidal Function, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 39, no. 3, pp. 930-945, 1993.
- [Bar, 98] 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.
- [Bas, 08] B. Basua et S. Nagarajaiah, A wavelet-based time-varying adaptive LQR algorithm for structural control, *Engineering Structures*, vol. 30, no. 9, pp. 2470-2477, 2008.
- [Bin, 00] T. Binder, A. Cruse, C.A.C. Villar et W. Marquardt, Dynamic optimization using a wavelet based adaptive control vector parameterization strategy, *Computers & Chemical Engineering*, vol. 24, pp. 1201-1207, 2000.
- [Bou, 99] 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.
- [Bou, 00] 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.
- [Bou, 08] 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.
- [Buh, 94] H. Bühler, *Réglage par logique floue*, Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [Bus, 00] H Bustince, Indicator of inclusion grade for interval-valued fuzzy sets, application to approximate reasoning based on interval-valued fuzzy sets, *International Journal of Approximate Reasoning*, vol. 23, no. 3, pp. 137-209, 2000.
- [Car, 96] J.F. Canete, A.G. Cerezo, I.G. Moral, A.G. González et C. Macías, Control Architecture Based on Radial Basis Function Network, Application to a Fluid Level System, *International Workshop on Neural Networks for Identification, Control, Robotics, and Signal/Image Processing*, (NICROSP'96), pp. 254-262, 1996.
- [Car, 00] J. Carvajal, G. Chen et H. Ogmen, Fuzzy PID controller: design performance evaluation and stability analysis, *Inter. Jour. of Information Sciences*, pp. 249-170, 2000.

- [Cas, 07] J.R. Castro et O. Castillo, Interval Type-2 Fuzzy Logic for Intelligent Control Applications, *Proceedings of NAFIPS*, pp. 592-597, 2007.
- [Cha, 00] F.Z. Chaoui, F. Giri, J.M. Dion, M. M'Saad, L. Dugard, Direct adaptive control subject to input amplitude constraint, *IEEE Trans. on Automatic Control*, pp. 485-490, 2000.
- [Cha, 01] F. Z. Chaoui, F. Giri et M. M'Saad, Adaptive control of input-constrained type-1 plants stabilization and tracking, *Automatica*, vol. 37, no. 2, pp. 197-203, 2001.
- [Cha, 05] Y.C. Chang et H.M. Yen, Adaptive output Feedback control for a class of uncertain nonlinear systems using neural networks, *IEEE Trans. Systems, Man, & Cybernetic*, vol. 35, pp. 1311-1316, 2005.
- [Cha, 07] H. Chaoui et W. Gueaieb, Type-2 Fuzzy Logic Control of a Flexible-Joint Manipulator, *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, vol. 51, no. 2, pp. 159-186, 2007.
- [Cha, 06] K. Chafaa, L. Saidi, M. Ghanai et K. Benmahammed, Direct Adaptive Type-2 Fuzzy Control For Nonlinear Systems, *International Journal of Computational Intelligence and Applications*, vol. 6, no. 3, pp. 389-411, 2006.
- [Che, 96] C.S Chen et W.L. Chen, Robust model reference adaptive control of nonlinear systems using fuzzy systems, *Int. J. Syst. Sci.* vol. 27, no. 12, pp. 1435-1442, 1996.
- [Che, 98] Y.M. Cheng, B.S. Chen et F.Y. Shiau, Adaptive Wavelet Network Control Design for Nonlinear Systems, *Proc. Of the National Science Concl, Rep. of China, Par A: Physical Science and Engineering*, vol. 22, pp. 783-799, 1998.
- [Chi, 05] K.C. Chiou et S.J. Huang, An adaptive fuzzy controller for robot manipulators, *Mechatronics*, vol. 15, no. 2, pp. 151-177, 2005.
- [Cho, 93] S.-B. Choi, C.-C. Cheong et D.-W. Park, Moving switching surfaces for robust control of second-order variable structure systems, *International Journal of Control*, vol. 58, no. 1, pp. 229-245, 1993.
- [Cho, 94] S.-B. Choi, D.-W. Park et S. Jayasuriya, A time-varying sliding surface for fast and robust tracking control of second-order uncertain systems, *Automatica*, vol. 30, no. 5, pp. 899-904, 1994.
- [Chu, 96] V. K. Chu et M. Tomizuka, Sliding Mode Control with Nonlinear Sliding Surfaces, *Proceedings of the 1996 IFAC World Congress*, vol. F, pp. 481-486, San Francisco (USA), 1996.
- [Dau, 92] I. Daubechies, Ten Lectures on Wavelets, *SIAM*, 1992.
- [Del, 95] B. Delyon, A. Juditsky et A. Benveniste, Accuracy analysis for wavelet approximations, *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 6, no. 2, pp. 332-348, 1995.
- [Dio, 03] A. Diordiev, O. Ursaru, M. Lucanu et L. Tigaeru, A hybrid PID-fuzzy controller for dc/dc converters. *Inter. Symp. on Signals Circuits and Systems*, SCS 2003, pp. 97-100, 2003.
- [Dub, 82] D. Dubois et H. Prade, *Fuzzy Sets and Systems: Theory and Applications*, Academic Press, 1982.

- [Ess, 02]** N. Essounbouli, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, A supervisory robust adaptive fuzzy controller, *Proceeding of 15th IFAC World Congress on Automatic and Control*, Barcelona (Spain), 2002.
- [Ess, 04]** N. Essounbouli, *Commande adaptative floue robuste des systèmes non linéaires incertains*, thèse de doctorat d'Université de Reims Champagne Ardenne en Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal, 2004.
- [Ess, 06]** N. Essounbouli, A. Hussain, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, Commande adaptative floue robuste d'une classe de systèmes non-affines dans la commande, *Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA 2006*, Bordeaux (France), 2006.
- [Ess, 07]** N. Essounbouli, A. Hussain et A. Hamzaoui, An Adaptive Type-2 Fuzzy Based Robust Controller for nonlinear systems, *8th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control and computer engineering, STA'07*, Sousse (Tunisie), 2007.
- [Eke, 06]** İ. Eker, Y. Torun, Fuzzy logic control to be conventional method, *Energy Conversion and Management*, pp. 337-394, 2006.
- [Ezz, 08]** N. Ezziani, **A. Hussain**, N. Essounbouli et A. Hamzaoui, Backstepping Adaptive Type-2 Fuzzy Controller for Induction Machine, accepté dans *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE08*, Cambridge (UK), 2008.
- [Fan, 06]** Y. Fang et T.W.S. Chow, Wavelets Based Neural Network for Function Approximation, *Advances in Neural Networks*, vol. 3971, pp. 80-85, 2006.
- [Far 07]** M. Farza, M. M'Saad, F. Liu et, B. Targui, Generalised observers for a class of non-linear systems, *Int. J. of Modelling, Identification and Control*, vol. 2, no.1 pp. 24-32, 2007.
- [Fis, 99]** K. Fischle et D. Schroder, Improved stable adaptive fuzzy control method, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.* vol. 7, no. 1, pp. 27-49, 1999.
- [Gha, 06]** M. Ghanai, *Commande adaptative des systèmes non linéaires par logique floue type-2*, Mémoire de Magister en Electronique, Université Ferhat Abbes de Setif, 2006.
- [Gor, 87]** M.B Gorzalczany, A Method of Inference in Approximate Reasoning Based on Interval-Valued Fuzzy Sets, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 21, pp. 1-17, 1987.
- [Gou, 84]** P. Goupillaud, A. Grossman et J. Morlet, Cycle-Octave and Related Transforms in Seismic Signal Analysis. *Geoexploration*, vol. 23, pp. 85-102, 1984
- [Gue, 01]** T.M. Guerra, L. Vermeiren, Control laws for Takagi-Sugeno fuzzy models, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 120, no.1, 2001.
- [Gue, 04]** K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui & J. Zaytoon, Commande hybride par mode glissant flou appliquée à un moteur à induction, *Proc. du CIFA'2004*, Douze (Tunisie), 2004.
- [Gue, 05]** K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, A fuzzy logic controller synthesis for a boost converter, *IFAC'05 World Congress*, Prague (République tchèque), 2005.

- [Ha, 99] Q.P. HA, D.C. RYE, H.F. Durrant-Whyte, Fuzzy moving sliding mode control with application to robotic manipulators, *Automatica*, vol. 35, no. 4, pp. 607-616, 1999.
- [Haa, 10] A. Haar, Zur Theorie der orthogonalen Funktionensysteme (Allemand), *Mathematische Annalen*, vol. 69, no. 3, pp. 331-371, 1910.
- [Hag, 04] H. A. Hagra, A Hierarchical Type-2 Fuzzy Logic Control Architecture for Autonomous Mobile Robots, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 12, no. 4, pp. 524-539, 2004.
- [Hag, 07] H. Hagra, Type-2 FLCs: A New Generation of Fuzzy Controllers, *IEEE Computational Intelligence Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 30-43, 2007.
- [Haj, 01] A. El Hajjaj et M. Ouladsine, Modeling and nonlinear control of magnetic levitation systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 831-838, 2001.
- [Haj, 03] A. El Hajjaji et S. Bentalba, Fuzzy path tracking control for automatic steering of vehicles. *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 43, no. 4, pp. 203-213, 2003.
- [Haj, 05] A. El Hajjaji, A. Ciocan et D. Hamad, Four Wheel steering control by fuzzy approach, *Journal of intelligent and robotics systems*, vol. 41, no. 2-3, pp.141-156, 2005.
- [Haj, 05] A. El Hajjaji, A. Ciocan et D. Hamad, Four Wheel steering control by fuzzy approach, *Journal of intelligent and robotics systems*, p.141-156, 2005.
- [Haj, 96] S. Hajri, *Commande dynamique par mode glissant, Application a la robustification des processus complexes*, thèse de doctorat, Université des sciences et technologie de Lille, 1997.
- [Ham, 03a] A. Hamzaoui, N. Essounbouli et J. Zaytoon, Commande par mode glissant flou d'un système non linéaire incertain, *Revue électronique des sciences et technologies de l'automatique*, e-STA, 2003.
- [Ham, 03b] 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.
- [Ham, 03c] A. Hamzaoui, N. Manamanni, N. Essounbouli et J. Zaytoon, Switching controller's synthesis: combination of a sliding mode and H-infinity control by a fuzzy supervisor, *IFAC Conf. on Analysis and Design of Hybrid Systems, ADHS 03*, pp. 247-252, Saint-Malo (France), 2003.
- [Han, 04] K.M. Hangos, J. Bokor et G. Szederkényi, *Analysis and Control of Nonlinear Process Systems*, Springer-Verlag London Limited, 2004
- [Har, 06] J. Harris, *Fuzzy Logic Applications in Engineering Science*, Springer, 2006
- [Ho, 05] D.W.C. Ho, J. Li et Y. Niu, Adaptive Neural Control for a Class of Nonlinearly Parametric Time-Delay Systems, *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 16, no. 3, pp. 625-635, 2005.
- [Ho, 07] H.F. Ho, Y.K. Wong, et A.B. Rad, Robust fuzzy tracking control for robotic manipulators, *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 15, no. 7, pp. 801-816, 2007.

[Hor, 89] K. Hornik, M. Stinchcombe et H. White, Multilayer feedforward networks are universal approximators, *Neural Networks*, vol. 2, no. 5, pp. 359-366, 1989.

[Hor, 94] K. Hornik, M. Stinchcombe, H. White et P. Auer, Degree of Approximation Results for Feedforward Networks Approximating, Unknown Mappings and Their Derivatives, *Neural Computation*, vol. 6, no. 6, pp.1262-1275, 1994.

[Hsu, 04] 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.

[Hsu, 06] C.F. Hsu, C.M. Lin et T.-T. Lee, Wavelet Adaptive Backstepping Control for a Class of Nonlinear Systems, *IEEE Trans. on neural networks*, vol. 17, no. 5, pp. 1175-1183, 2006.

[Hus, 06] A. Hussain, N. Essounbouli et A. Hamzaoui, A Robust Adaptive Fuzzy Controller for Non-Linear Systems: Sliding Mode Approach, *7th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control, STA-2006*, Hammamet (Tunisie), 2006.

[Hus, 07a] A. Hussain, N. Essounbouli, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, Based Fuzzy Wavelet Networks Robust Adaptive controller for Nonlinear Systems, *conference on systems and control, CSC-2007*, Marrakech (Maroc), 2007.

[Hus, 07b] A. Hussain, N. Essounbouli et A. Hamzaoui, Adaptive variable structure fuzzy wavelet network based controller for nonlinear systems, *3rd IFAC Workshop on Advanced Fuzzy and Neural Control, AFNC-2007*, Valenciennes (France), 2007.

[Hus, 07c] A. Hussain, N. Essounbouli, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, Robust Adaptive Wavelet Neural Network to Control a Class of Nonlinear Systems, *4th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics, ICINCO-2007*, Angers (France), 2007.

[Hus, 07d] A. Hussain, N. Essounbouli et A. Hamzaoui, An Adaptive Type-2 Fuzzy Based Robust Controller for nonlinear systems, *8th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control and computer engineering, STA'07*, Sousse (Tunisie), 2007.

[Hus, 08a] A. Hussain, N. Essounbouli, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, Variable Structure Wavelet-Neural-Network Based Controller for Second Order Nonlinear Systems, *The International Review of Automatic Control, Praise Worthy Prize*, 2008.

[Hus, 08b] A. Hussain, N. Essounbouli et A. Hamzaoui, A Robust Adaptive Fuzzy Wavelet Network Based Controller for MIMO system, soumis au *international Journal of Modelling, Identification and Control*, 2008.

[Hus, 08c] A. Hussain, N. Essounbouli, A. Hamzaoui et J. Zaytoon, Indirect Adaptive Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control System for Non Linear uncertain SISO systems, soumis au *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2008.

[Hwa, 01] C.L. Hwang et C.Y. Kuo, A stable adaptive fuzzy sliding-mode control for affine nonlinear systems with application to four-bar linkage systems. *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*. vol. 9, no. 2, pp. 238-252, 2001.

[Ibr, 04] A.M. Ibrahim, *Fuzzy logic for embedded systems applications*, Elsevier Science, 2004,

- [Iso, 99] A. Isodori, *Nonlinear control systems II*, Springer-verlag, 1999.
- [Jan, 07] J. Jantzen, *Foundations of Fuzzy Control*, John Wiley & Sons Ltd, 2007.
- [Joh, 99] R.I. John et C. Czarnecki, An adaptive type-2 fuzzy system for learning linguistic membership grades, *Proc. 8th Intl. Conf. on Fuzzy Systems*, FUZZ-IEEE'99, pp. 1552-1556, 1999.
- [Joh, 07] R.I. John et S. Coupland, Type-2 Fuzzy Logic a Historical View, *IEEE Computational Intelligence Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 57-62, 2007.
- [Kar, 98a] N.N. Karnik et J.M. Mendel, Introduction to Type-2 Fuzzy Logic Systems, *Proc. IEEE World Congress on Computational Intelligence*, pp. 915-920, Anchorage (USA), 1998.
- [Kar, 98b] N.N. Karnik et J.M. Mendel, Type-2 Fuzzy Logic Systems: Type-Reduction, *Proceedings IEEE Systems, Man and Cybernetics*, pp. 2046–2051, 1998.
- [Kar, 99] N.N. Karnik, J. M. Mendel et Q. Liang, Type-2 fuzzy logic systems, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 7, no. 6, pp. 643-658, 1999.
- [Kar, 01a] N.N. Karnik et J.M. Mendel, Operations on type-2 fuzzy sets, *Fuzzy sets and systems*, vol. 122, pp. 327-348, 2001.
- [Kar, 01b] N.N. Karnik et J.M. Mendel, Centroid of a type-2 fuzzy Set, *Information Sciences*, vol. 132, pp. 195–220, 2001.
- [Kar, 08] A. Karami, H.R. Karimi, P.J. Maralani et B. Moshiri, Intelligent Optimal Control Of Robotic Manipulators Using Wavelets, *International Journal of Wavelets, Multiresolution and Information Processing*, vol. 6, no. 4, pp. 575-592, 2008.
- [Kha, 96] H.K. Khalil, *Nonlinear Systems*, Prentice Hall, 1996.
- [Kim, 00] E. Kim et H. Lee, New approaches to relaxed quadratic stability condition of fuzzy control systems, *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 8, no. 5, pp. 523-534, 2000.
- [Kin, 77] P.J. King et E.H. Mamdani, The application of fuzzy control systems to industrial processes. *Automatica*, vol. 13, pp. 235-242, 1977.
- [Kli, 88] G.J. Klir et T.A. Folger, *Fuzzy Sets, Uncertainty, and Information*, Prentice-Hall, 1988.
- [Kle, 99] E.P. Klement, L.T. Koczy et B. Moser, Are fuzzy systems universal approximators, *International Journal of General Systems*. vol. 28, no. 2-3, pp. 259-282, 1999.
- [Kol, 04] Y. V. Kolokolov, S. L. Koschinsky, A. Hamzaoui, Comparative study of the dynamics and overall performance of boost converter with conventional and fuzzy control in application to PFC, *Power Elect. Spec. Conf.*, pp. 2165 – 2171, 2004.
- [Kos, 92] B. Kosko, *Neural networks and fuzzy systems*, Prentice Hall, 1992.
- [Kov, 06] Z. Kovacic et S. Bogdan, *Fuzzy controller design : theory and applications*, Taylor & Francis Group, 2006.

- [Lab, 05] 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.
- [Lab, 07] S. Labiod et T.M. Guerra, Adaptive fuzzy control of a class of SISO nonaffine nonlinear systems, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 158, no. 10, pp. 1126-1137, 2007.
- [Lar, 80] P. M. Larsen, Industrial applications of fuzzy logic control, *Int. J. Man. Mach. Studies*, vol. 12, no. 1, pp. 3-10, 1980.
- [Lee, 89] D.-S. Lee et M.-J. youn, controller design of variable structure system with nonlinear sliding surface, *Electronics letters*, vol. 25 no. 25, 1989.
- [Lee, 05] C.-H. Lee et Y.-C. Lin, An adaptive type-2 fuzzy neural controller for nonlinear uncertain systems, *Control and intelligent systems*, vol. 33, no. 1, pp. 13-25, 2005.
- [Lek, 97] G. Lekutai, *Adaptive Self-Tuning Neuro Wavelet Network Controllers*, Ph.D. thesis. Blacksburg, Virginia, 1997.
- [Leu, 99] Y.G. Leu, W.Y. Wang et T.T. Lee, Robust adaptive fuzzy-neural controller for uncertain nonlinear systems, *IEEE Trans. Robotics Automat*, vol. 15, pp. 805–817, 1999.
- [Li, 96] H.-X. Li et H. B. Gatland, Conventional fuzzy control and its enhancement, *IEEE Trans. on Sys. Man and Cyber.*, pp. 791-796, 1996.
- [Li, 05] H.-X. Li, L. Zhang, K.-Y. Cai et G. Chen, An improved robust fuzzy-PID controller with optimal fuzzy reasoning, *IEEE Trans. on Sys. Man, and Cyber.*, pp. 1283-1294, 2005.
- [Lia, 00] Q. Liang et J. Mende, Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 8, pp. 535–550, 2000.
- [Lin, 02] W.-S. Lin et C.-S. Chen, Robust adaptive sliding mode control using fuzzy modelling for a class of uncertain MIMO nonlinear systems, *IEE Proc. Control Theory and Applications*, vol. 149, no. 3, pp. 193-201, 2002.
- [Lin, 03] F.J. Lin et R.J. Wai, Adaptive and fuzzy neural network sliding-mode controllers for motor quick return servomechanism. *Mechatronics*, vol. 13, pp. 477-506, 2003.
- [Lin, 06] C.K. Lin, Nonsingular Terminal Sliding Mode Control of Robot Manipulators Using Fuzzy Wavelet Networks, *IEEE transactions on fuzzy systems*, vol. 14, no. 6, pp. 849-859, 2006.
- [Lin, 08] F.J. Lin, P.H. Shieh et Y.C. Hung, An intelligent control for linear ultrasonic motor using interval type-2 fuzzy neural network, *IET Electr. Power Appl.*, 2(1), 32–41, 2008.
- [Lin, 09] C.J. Lin, Nonlinear systems control using self-constructing wavelet networks, *Applied Soft Computing*, vol. 9, pp. 71-79, 2009.
- [Liu, 02] Z. Liu, Z. He et Q. Qian, Research on feedforward neural network, wavelet transformation, wavelet network and their relations, pp. 277-281, *The 2nd International Workshop on Autonomous Decentralized System*, 2002.
- [Liu, 05] Z.L. Liu, Reinforcement adaptive fuzzy control of wing rock phenomena, *IEE proc. Control theory appl.*, vol. 152, no. 6, pp. 615- 620, 2005.

- [Liu, 07] 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.
- [Mal, 99] S. Mallat, *A Wavelet Tour of Signal Processing*, Academic Press, 1999.
- [Mam, 74] E.H. Mamdani, Application of fuzzy algorithms for control of a simple dynamic plant, *Proc. of the IEEE control and science*, pp. 1585-1588, 1974.
- [Mam, 75] E.H. Mamdani et S. Assilian, An experiment in Linguistic Synthesis with a fuzzy logic Controller, *Int. Journal of Man-Machines Studies*, vol. 7, pp. 1-13, 1975.
- [Mam, 76] E.H. Mamdani, Advances in the Linguistic of Fuzzy Controllers, *Int. Journal of Man-Machines Studies*, vol. 8, pp. 669-678, 1975.
- [Man, 03] 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.
- [Mar, 95] R.. Marino et P. Tomei, *Nonlinear control design: Geometric, Adaptive and Robust*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall. 1995.
- [Men, 95] J. Mendel, Fuzzy Logic Systems for Engineering: a Tutorial, *IEEE Proc.*, vol. 83, pp. 345-377, 1995.
- [Men, 01] J. Mendel, *Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2001.
- [Men, 02] J.M. Mendel et R.I.B. John, Type-2 fuzzy sets made simple, *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 10, no. 2, pp. 117-127, 2002.
- [Men, 06a] A. Mencattini, M. Salmeri et R. Lojacono, Type-2 Fuzzy Sets for Modeling Uncertainty in Measurement, *Proc. of the 2006 IEEE Int. Workshop on Advanced Methods for Uncertainty Estimation in Measurement*, pp. 8- 13, 2006.
- [Men, 06b] J.M. Mendel, R.I. John, F. Liu, Interval Type-2 fuzzy logic systems made simple, *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 14, no. 6, pp. 808-821, 2006.
- [Men, 07] Mendel, J.M. Mendel, Type-2 Fuzzy Sets and Systems and Overview, *IEEE Computational Intelligence Magazine*, vol. 2, no. 1, pp. 20-29, 2007.
- [Mer, 07] N.S. Mera, L. Elliott et D.B. Ingham, The use of neural network approximation models to speed up the optimisation process in electrical impedance tomography, *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, vol. 197, no. 1-4, pp. 103-114, 2007.
- [Mey, 90] Y. Meyer, *Ondelettes et Opérateurs I : Ondelettes*, Editions Hermann, 1990.
- [Miz, 76] M. Mizumoto et H.-J. Zimmerman, Some properties of fuzzy set of type-2, *Information and control*, vol. 31, pp. 312-340, 1976.
- [Miz, 81] M. Mizumoto et K. Tanaka, Fuzzy sets of type-2 under algebraic product and algebraic sum, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 5, pp. 277–290, 1981.

[Nar, 90] K.S. Narendra et K. Parthasarathy, Identification and Control Of Dynamical Systems Using Neural Networks, *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 1, pp. 4-27, 1990.

[Nar, 97] K.S. Narendra et S. Mukhopadhyay, Adaptive Control Using Neural Networks and Approximate Models, *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 8, no. 3, 1997.

[Nor, 98] J.R. Noriega et H. Wang, A direct adaptive neural network control for unknown nonlinear systems and its application, *IEEE trans. Neural Networks*, vol. 9, pp. 27-34, 1998.

[Nol, 06] Frédéric Nollet, *Lois de commande par modes glissants du moteur pas a pas*, Ecole centrale de Lille, 2008.

[Ous, 98] Y. Oussar, I. Rivals, L. Personnaz et G. Dreyfus, Training wavelet networks for nonlinear dynamic input-output modeling, *Neurocomputing*, vol. 20: 173-188, 1998.

[Pat, 93] Y.C. Pati et P.S. Krishnaprasad, Analysis and Synthesis of Feedforward Neural Networks Using Discrete Affine Wavelet Transformations, *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 4, no. 1, pp. 73-85, 1993.

[Pag, 05] O. Pagès et A. El Hajjaji, Two fuzzy multiple reference model tracking control designs with an application to vehicle lateral dynamics control, *IEEE Conf. on Decision and Control, the European Control Conference*, pp. 3267-3272, 2005.

[Pal, 92] R. Palm, Sliding Mode Fuzzy Control, *Proc. of the IEEE Conf. on Fuzzy Systems*, pp. 519-526, San Diego (USA), 1992.

[Par, 98] Y.H. Park et G.T. Park, Design of a robust adaptive fuzzy controller globally stabilizing multi-input nonlinear system with state-dependent uncertainty, *Control Cybernet*, vol. 27, no. 4, pp. 613-629, 1998.

[Par, 06] J.-H. Park, S.H. Kim et C.J. Moon, Adaptive fuzzy controller for the nonlinear systems with unknown sign of the input gain, *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 4, pp. 178-186, 2006.

[Pas, 98] K. V. Passino, S. Yurkovich, *Fuzzy Control*, Addison Wesley Longman, 1998.

[Pha, 08] P. A. Phan et T. J. Gale, Direct adaptive fuzzy control with a self-structuring algorithm, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 159, no. 8, pp. 871-899, 2008.

[Per, 02] W. Perruquetti et J. P. Barbot, *Sliding Mode Control in Engineering*, Marcel Dekker, 2002.

[POL, 92] M. Polycarpou et P.A. Ioannou, Modelling, identification and stable adaptive control of continuous-time nonlinear dynamical systems using neural networks. In *Proc. of Amer. Control Conf.*, Chicago (USA), pp. 36-40, 1992.

[Qi, 08] R. Qi, M. A. Brdys, Stable indirect adaptive control based on discrete-time T-S fuzzy model, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 159, no. 8, pp. 900-925, 2008.

[Rez, 97] L. Reznik, *Fuzzy Controllers*, Newnes, 1997.

[Ros, 04] T.J. Ross, *Fuzzy Logic with Engineering Applications*, John Wiley & Sons, 2004.

- [Roy, 97] G.G Roy et N. Olgac, Robust nonlinear control via moving sliding surfaces-n-th order case, Decision and Control, *Proceedings of the 36th IEEE*, vol. 2, no. 10-12, pp. 943 – 948, 1997.
- [Rum, 86] D.E. Rumelhart et J.L. McClelland, *Parallel Distributed Processing*, MIT Press, Cambridge, 1986.
- [Sal, 05] A. Sala, T.M. Guerra et R. Babuška, Perspectives of fuzzy systems and control, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 156, no. 3, pp. 432-444, 2005.
- [Sal, 08] S. Salehi et M. Shahrokhi, Adaptive fuzzy approach for H^∞ temperature tracking control of continuous stirred tank reactors, *Control Engineering Practice*, vol. 16, no. 9, pp. 1101-1108, 2008.
- [Sas, 89] S.S. Sastry et M. Bodson, *Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustness*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
- [Sch, 85] D.G. Schwarz, The case for an interval-based representation of linguistic truth, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 17, pp. 153-165, 1985.
- [Sep, 05] R. Sepulveda, O. Castillo, P. Melin, A. Rodriguez-Diaz et O. Montiel, Handling Uncertainty in Controllers Using Type-2 Fuzzy Logic, *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, pp. 248-253, Reno (USA), 2005.
- [Shu, 04] Y. Shuanghe, Y. Xinghuo et M. Zhihong, A fuzzy neural network approximator with fast terminal sliding mode and its applications. *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 148, no.3, pp. 469-486, 2004.
- [Sir, 94] H. Sira-Ramirez et M. Rios-Bolivar, Sliding mode control of dc-to-dc power converters via extended linearization, *IEEE transactions on circuits and systems*, vol. 41, no.10, pp. 652-661, 1994.
- [Sli, 08] P. Sliwinski et Z. Hasiewicz, Computational Algorithms for Wavelet Identification of Nonlinearities in Hammerstein Systems With Random Inputs Signal Processing, *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, no. 2, pp. 846-851, 2008.
- [Slo, 84] J.-J. E. Slotine, Sliding controller design for nonlinear systems, *Int. J. Control*, vol. 40, no. 2, pp. 421-434, 1984.
- [Slo, 91] J.-J. E. Slotine et W. Li, *Applied nonlinear control*, Prentice Hall, N.J., 1991.
- [Son, 93] E. D. Sontag, Neural Networks for Control, *Essays on Control: perspectives in the theory and its applications*, pp. 1-40, 1993
- [Sou, 07] F.O. Souza, R.M. Palhares et P.Y. Ekel, Asymptotic stability analysis in uncertain multi-delayed state neural networks via Lyapunov–Krasovskii theory, *Mathematical and Computer Modelling*, vol. 45, no. 11-12, pp. 1350-1362, 2007.
- [Spo, 03] J.T. Spooner, M. Maggiore, R. Ordóñez et K. M. Passino, Stable adaptive control and estimation for nonlinear systems neural and fuzzy approximator techniques. *Automatica*, vol. 39, no.9, pp. 1661-1663, 2003.

- [**Spo, 96**] J.T. Spooner et K.M. Passino, Stable Adaptive Control Using Fuzzy Systems and Neural Networks, *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 4, no. 3, pp. 339-359, August 1996.
- [**Su, 94**] C.Y. Su et Y. Stapanenko, Adaptive sliding mode control of robot manipulators: general sliding manifold case, *Automatica*, vol. 30, pp. 1497–500, 1994.
- [**Sug, 88**] M. Sugeno et G.T. Kang, Structure identification of fuzzy model, *Fuzzy Sets and Syst.*, vol. 28, no. 1, pp. 15-33, 1988.
- [**Tak, 83**] T. Takagi et M. Sugeno, Derivation of fuzzy control rules from human operator's control actions, *Proc. of the IFAC Symposium on Fuzzy Information*, pp. 55-60, 1983.
- [**Tak, 85**] 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.
- [**Tok, 03**] S. Tokat, I. Eksin, M. Guzelkaya et M.T Soylemez, Design of a sliding mode controller with a nonlinear time-varying sliding surface, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 25, no. 2, pp. 145-162, 2003.
- [**Tua, 01**] H.D. Tuan, P. Apkarian, T. Narikiyo et Y. Yamamoto, Parameterized linear matrix inequality techniques in fuzzy control system design, *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 9, no. 2, pp. 324-332, 2001.
- [**Tür, 95**] I.B Türkşen, Fuzzy normal forms, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 69, no. 3, pp. 319-346, 1995.
- [**Utk, 77**] V.I. Utkin, Variable structure systems with sliding modes, *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 22, pp. 212-222, 1977.
- [**Wah, 07**] M. Wahba, MIMO Indirect Adaptive Fuzzy Control of Induction Motors, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2007*, pp. 124-129, 2007.
- [**Wan, 94**] L.X. Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control Design and Stability: Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1994.
- [**Wan, 96**] L.-X. Wang, *A Course In Fuzzy Systems and Control*, Prentice Hall PTR, 1996.
- [**Wan, 97**] L.-X. Wang, *A Course in Fuzzy Systems and Control*, Prentice Hall, 1997.
- [**Wan, 07**] M. Wang, B. Chen et S.-L. Dai, Direct adaptive fuzzy tracking control for a class of perturbed strict-feedback nonlinear systems, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 158, no. 24, 16, pp. 2655-2670, 2007.
- [**Wu, 04**] H. Wu et J. M. Mendel, Uncertainty bounds and their use in the interval type-2 fuzzy logic systems, *IEEE Trans. on Fuzzy Syst.*, vol. 10, no. 5, pp. 84-98, 2004.
- [**Xu, 07**] J.-X. Xu et Y. Tan, Nonlinear Adaptive Wavelet Control Using Constructive Wavelet Networks, *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 18, no. 1, pp. 115-127, 2007.

[Yen, 08] K. Yeh, C.-Y. Chen et C.-W. Chen, Robustness design of time-delay fuzzy systems using fuzzy Lyapunov method, *Applied Mathematics and Computation*, vol. 205, no. 2, pp. 568-577, 2008.

[Yoo, 98] 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.

[Yin, 00] H. Ying, *Fuzzy control and modeling, analytical foundations and applications*, IEEE Press, NJ, 2000.

[Yin, 08] H. Ying, General interval type-2 Mamdani fuzzy systems are universal approximators, *Fuzzy Information Processing Society*, NAFIPS 2008, Annual Meeting of the North American, pp. 1-6, 2008.

[Yil, 04] M. Yilmaz et R.N. Tuncay, A Wavelet Study of Sensorless Control of Brushless DC Motor through Rapid Prototyping Approach, *IEEE International Conference on Mechatronics*, (ICM '04), pp. 334-339, 2004.

[Yoo, 05] S.J. Yoo, J.B. Park et Y.H. Choi, Stable Predictive Control of Chaotic Systems Using Self-Recurrent Wavelet Neural Network, *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 3, no. 1, pp. 43-55, 2005.

[Yu, 97] X. Yu, M. Zhihong et Y. Wu, Terminal sliding modes with fast transient performance, *Proc. of 36th IEEE Conference on Decision and Control*, San Diego (USA), vol. 2, pp. 962-963, 1997.

[Yur, 04] V.D. Yurkevich, *Design of Nonlinear Control Systems with the Highest Derivative in Feedback*, World Scientific Publishing, 2004.

[Zad, 65] L. A. Zadeh, Fuzzy sets, *Information and Control*, pp. 29-44, 1965.

[Zad, 75] L.A. Zadeh, The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning, *Information Sciences*, vol. 8, pp. 199-249, 1975.

[Zek, 08] M. Zekria, S. Sadria et F. Sheikholeslam, Adaptive fuzzy wavelet network control design for nonlinear systems, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 159, no. 20, pp. 2668-2695, 2008.

[Zha, 92] Q. Zhang et A. Benveniste, Wavelet Networks, *IEEE Trans. Neural Net.*, vol. 3, pp. 889-898, 1992.

[Zho, 08] Y.H. Zhou et J. Zhou, A modified wavelet approximation for multi-resolution AWCM in simulating nonlinear vibration of MDOF systems, *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, vol. 197, no. 17-18, pp. 1466-14781, 2008.

Sites web:

[1] <http://www.dspace.de/ww/fr/fra/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm>

[2] http://www.dspace.de/shared/data/pdf/flyer2008/dspace_2008_ds1104_en_pi778.pdf

[3] <http://www.dspace.de/ww/fr/fra/home/products/hw/singbord/conledpanels.cfm>

[4] <http://www.mdpmotor.fr> - Motoréducteur RE40G/PLG42S

[5] http://www.ivo.fr/pdf/produkte/PI_GA240_GA241_Parallel_FR.pdf