

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

جامعة فرحات عباس سطيف  
UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF

Thèse de Doctorat d'Etat

Présentée au Département d'Electrotechnique  
Faculté des Sciences de l'Ingénieur  
Pour l'obtention du titre de

**Docteur d'Etat en Automatique**

**par**

**Harmas Mohamed Naguib**

Thème

Contribution à la commande intelligente des systèmes

Soutenue le 18 Décembre 2008 en salle Kermi Salah devant la commission d'examen  
composée de :

Benmahammed Khier	Prof. à l'université Ferhat Abbas, Sétif	Président
Merzouki Abdelaziz	Prof. à l'université Ferhat Abbas, Sétif	Directeur de thèse
Hamdi-Cherif Aboubaker	M.C. à l'université El Qassim, (A.S.)	Co-Dir. de thèse
Abdessemed Rachid	Prof. à l'université Hadj Lakhdhar, Batna	Examineur
Chikouche Djamel	Prof. à l'université Khider, Msila	Examineur
Khaber Farid	M. C. à l'université Ferhat Abbas, Sétif	Examineur

# REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier mes encadreurs messieurs MERZOUKI Abdelaziz et HAMDI-CHERIF Aboubaker pour tout ce que les mots ne diront jamais.

Mes sincères remerciements au président du jury le professeur BENMAHMMAD Khier , à messieurs les professeurs ABDESSEMED Rachid et CHIKOUCHE Djamel et au Maître de Conférences KHABER Farid pour avoir accepté de juger ce modeste travail.

A mon ami et frère Khaled ZEHAR sans qui bien de choses ne seraient pas ce quelles sont et envers qui je resterais toujours redevable tant qu'il me restera le moindre souffle.

Je ne saurais remercier assez l'équipe de Troyes qui m'a longtemps soutenu et parfois supporté.

Que tous mes collègues du département d'électrotechnique sans exception trouvent ici mes remerciements et un grand merci à mes frères, Abdelhak, Farid, Abdelaziz et Nasir qui se reconnaîtront.

**M.N. Harmas**

# Sommaire

<b>Introduction Générale</b>	1
<b>Chapitre 1: Introduction à la commande par Logique Floue</b>	9
1.1 Structure d'un système flou	10
1.1.a La fuzzification	11
1.1.b Le moteur d'inférence	12
1.1.c La défuzzification	13
1.2 Approximateur universel	16
1.3 Commande par logique floue d'un système électro-énergétique	21
1.4 Commande par PID flou	23
1.5 Conclusion	26
<b>Chapitre2:Introduction à la Commande par Mode glissant</b>	27
2.1 Systèmes à structure variable	27
2.2 Représentation des systèmes à structure variable	28
2.2.1 Commutation par contre réaction d'état variable	31
2.2.2 Commutation de type relais	32
2.3 Mode glissant pour les systèmes non linéaires	34
2.3.1 Condition de glissement	34
2.3.2 Dynamique glissante	35
2.3.3 Approche de la commande équivalente	35
2.3.4 Domaine de glissement	36
2.3.5 Choix de la surface de glissement	36
2.3.6 Placement des pôles dans le mode de glissement	37
2.4 Invariance des régimes de mode glissant	38
2.5 Bouclage linéarisant à structure variable	39
2.5.1 Linéarisation exacte par retour d'état statique	39
2.5.2 Bouclage à structure variable	40
2.5.3 Robustesse par rapport aux perturbations	44
2.6 Extension de la méthode	45
2.6.1 Commande continue dans une bande autour de la surface	45
2.7 Application	46

2.7.1	Commande discontinue	49
2.7.2	Commande continue	52
<b>Chapitre 3: Commande Adaptative Floue</b>		
3.1	Concept de la commande adaptative	56
3.1.1	Commande adaptative par modèle de référence	57
3.1.2	Méthode du gradient	59
3.1.3	Méthode basée sur la stabilité selon Lyapounov	60
3.2	Contrôleurs flous adaptatifs	61
3.2.1.	Commande par logique floue adaptative directe	62
3.2.2	Commande par logique floue adaptative indirecte	63
3.3.3	Synthèse de la commande par Lyapounov	64
3.3.4	Application	65
<b>Chapitre4:Application à la commande de la machine synchrone</b>		
4.1	introduction	77
4.2	commande par SMC	81
4.3	commande adaptative floue indirecte d'un système de puissance	83
4.4	Analyse des résultats	85
4.5	Elaboration d'une commande hybride	89
4.5.1	Mise en œuvre de la commande hybride	92
4.5.2	Analyse des résultats	96
<b>CONCLUSION</b>		97
<b>ANNEXE</b>		98
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>		100

# **INTRODUCTION GENERALE**

## INTRODUCTION GENERALE

La connaissance précise du modèle mathématique d'un système est la base sur laquelle sont élaborées la plupart des techniques de commande classique de ce dernier. Celle-ci n'étant pas toujours possible, vu que l'on est en pratique toujours confronté à des imprécisions dues à des incertitudes liées au procédé étudié dont les paramètres sont mal connus ou difficiles à identifier, ou aussi dues à des dynamiques négligées lors de la simplification du modèle utilisé.

Les procédés de commande dite classique ne peuvent donc répondre adéquatement au cahier des charges toujours établi en terme de robustesse en stabilité et de robustesse en performance [9] [18].

Mu par le besoin accru de plus de fiabilité et plus de stabilité tant dans les applications industrielles que domestiques, de nouvelles techniques de commande dite intelligentes ont été développées durant les dernières décennies à la lumière de l'essor phénoménal qu'a connu l'évolution des composants électroniques[9][20][22][44] .

L'idée séminale, base de toutes les techniques intelligentes, fut de se tourner vers les êtres biologiques, dotés d'une capacité inouïe d'apprentissage, en premier lieu le cerveau humain ce qui a donné après les systèmes experts[43], les réseaux de neurones [18], la logique floue[88] puis ensuite une orientation tournée vers la biologie tant humaine qu'animale pour aboutir aux algorithmes génétiques[44][45], évolutionnaires [1] et aux colonies de fourmis, l'optimisation par la logique en essaim [13]...

Ces développements ont été suivis par le contrôle par supervision ou hiérarchique, l'intelligence s'exprimant par l'ajustement des paramètres et/ou l'ajustement des structures dans le cadre d'un algorithme classique de contrôle ou enfin la supervision ordonnée de plusieurs contrôleurs conventionnels.

L'utilisation de l'aspect intelligence est manifestement bien illustrée dans le contrôle adaptatif. Le contrôleur intelligent reçoit ses signaux d'entrées d'un module d'évaluation des performances telles que l'erreur ou l'amortissement d'un système afin de garantir la satisfaction du cahier des charges par l'ajustement continu des paramètres du régulateur adaptatif[5].

Le contrôle expert ou autonome constitue une forme d'intelligence dans la commande et peut être utilisé pour superviser de nombreux algorithmes de contrôle.

La notion de control expert a été d'abord introduite pour permettre l'obtention d'une structure de commande pour un système utilisant tant des signaux que des symboles [4][43][64].

L'idée de base était de réaliser une séparation stricte du traitement de signal et de la logique qui était réalisée par un contrôleur expert.

De nombreux prototypes ont été ainsi réalisés dans le cadre du control expert tels que les adaptateurs automatiques, la sécurité des réseaux et dans le contrôle adaptatif du diagnostique. Il y a aussi l'implémentation d'un nombre de fonctions auxiliaires pour l'estimation des paramètres, pour la conception du contrôleur, la supervision, la détection des défauts et le diagnostique, l'utilisation de différents algorithmes pour la même tâche étant souvent préconisée.

Plus récemment l'avènement des formes hybrides de contrôle et en particulier l'utilisation de contrôleurs de commutation font l'objet d'intérêt de la communauté de la commande dite classique.

La commutation du système entre les différents contrôleurs est alors basée sur un indice de performance donné. Un superviseur sélectionne soit la loi de commande issue d'un contrôleurs ou bien la combinaison de signaux issus de plusieurs autres systèmes. Ceci a été finalement suivi du développement du contrôle intelligent.

Toutes les techniques de contrôle utilisant des approches dite AI (Intelligence Artificielle) telles que celle des réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques sont à inclure dans la classe des techniques de commande intelligentes. Il est à noter que bien qu'une polémique a toujours existé quant à l'auteur du terme AI il semblerait que John McCarthy en serait l'inventeur en 1956 et que ce terme décrit : l'étude et la conception d'agents capables de percevoir leurs environnements et de prendre les actions nécessaires afin d'optimiser les chances d'un bon fonctionnement des systèmes considérés[50].

Les techniques dites de contrôle intelligent, les réseaux de neurones artificiels et la logique floue, sont considérées comme étant potentiellement robustes[1]. Leur implantation digitale permet d'obtenir des solutions compactes et performantes pour certains problèmes difficiles à aborder par des techniques classiques[18]. De telles approches pourraient donc être utilisées pour des applications destinées à fonctionner en environnement sévère (nucléaire ou spatial) ou en environnement fortement non linéaire (systèmes de puissance) [1][4].

La logique floue à laquelle on s'intéressera particulièrement dans ce travail ne nécessite pas de modélisation préalable dans la synthèse de la commande, mais seulement des informations émanant de l'expert humain et se présente donc comme une bonne alternative aux méthodes classiques.

Les nombreuses applications commerciales ainsi que ses outils linguistiques, exprimant l'aspect mathématique de l'expertise humaine d'un opérateur qualifié, en ont fait un centre d'intérêt soutenu tant de la part de la communauté scientifique que des utilisateurs industriels. La logique floue dont la paternité reviendrait à L. Zadeh [88] a été introduite dans la commande par l'équipe de Mamdani dans les années 70[48][49][68].

Cependant la mise en oeuvre de ces contrôleurs flous, heuristique et n'obéissant à aucune méthodologie précise, a été longtemps boudée par les automaticiens du fait qu'elle ne prenait pas en compte les critères classiques de stabilité et de robustesse. L'avènement des systèmes flous de type Takagi -Sugeno au début des années 80 ont alors permit de mettre à profit les approches classiques connues[10] [11][25][69][73].

Afin de maintenir les mêmes performances en présence de grandes variations structurelles l'ajout de commande dites robustifiantes telle que celle de mode glissant ainsi qu'une approche adaptative s'est avéré nécessaire donnant lieu à la commande adaptative floue[15][30][35][36][62][67][71][73][76] ainsi qu'au second sujet de notre intérêt à savoir l'association de la commande floue et celle par mode glissant[10] [19] [20] [22] [25] [29] [38] [45] [46] [55][57] [58] [62] [77] [80].

Dans le cas de la commande adaptative floue directe, les auteurs [27] [30] [70] [77] [82] [84] ont utilisé un ou deux systèmes adaptatifs flous pour élaborer la loi de commande. Les paramètres ajustables peuvent être adaptés suivant une loi, déduite de l'étude de stabilité, fondée soit sur l'erreur de poursuite seule, soit sur les erreurs de prédiction et de poursuite. Dans le cas indirect, deux systèmes flous ont été considérés pour approximer le modèle du processus et déduire ainsi la loi de commande. Les lois d'adaptation des paramètres ajustables sont aussi déduites de l'étude de stabilité.

Malgré le succès de la commande adaptative floue, les performances de poursuite ne peuvent être garanties dans le cas des systèmes perturbés ou incertains. Plusieurs approches de robustification ont été donc proposées dans la littérature dont [58][66][77][81][87].Cependant, il est difficile de garantir la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro par ces approches. Par ailleurs, il faut trouver un compromis entre les performances de poursuite et les variations du signal de commande durant le régime transitoire.



Les travaux présentés dans cette thèse ont pour objectif de contribuer au développement et à la mise en oeuvre d'une commande adaptative floue par mode glissant d'un système non linéaire incertain afin de résoudre les problèmes de poursuite d'une trajectoire donnée. L'application au problème de la régulation propre aux systèmes électro-énergétiques fera l'objet d'une étude développée.

Deux méthodes de robustification seront envisagées dans le cadre de ce travail, l'une basée sur le contrôle adaptatif flou indirect et l'autre sur la commande par mode glissant avec superviseur flou.

Concernant la première technique, nos travaux ont porté donc sur l'introduction des systèmes adaptatifs flous pour approximer le modèle avant d'élaborer la loi de commande. Un signal superviseur flou est proposé pour garantir la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro et la réduction du broutement du signal de commande propre au mode glissant [29]. Nous avons également introduit un observateur linéaire afin de résoudre la contrainte sur la mesure des variables d'état. Concernant la commande par mode glissant, nous avons proposé de remplacer le signal de commutation par un système adaptatif flou pour éliminer le phénomène de broutement.

Des résultats prometteurs ont également été obtenus en combinant la commande par mode glissant et la logique floue. Deux cas ont notamment été étudiés :

- le modèle nominal du système est considéré disponible.
- le modèle est approximé par des systèmes adaptatifs flous.

Les résultats ainsi obtenus en utilisant un superviseur flou, le flou et le mode glissant, ou leur combinaison, ont permis d'obtenir de bonnes performances de poursuite suivant le cas étudié. Les différentes approches utilisant la technique adaptative permettent de s'affranchir des connaissances a priori sur le comportement dynamique du système ainsi que les bornes supérieures des incertitudes et des perturbations externes. Par ailleurs, la commande par mode glissant permet d'obtenir une convergence rapide de l'erreur de poursuite sans pour autant détériorer les performances de poursuite ou avoir le phénomène de broutement. Dans ce cas, la loi de commande peut être pénalisée par le temps de calcul si le modèle du système est aussi approximé. Afin de remédier à cet inconvénient, des travaux en cours se focalisent sur l'utilisation de la technique de terminal sliding mode [78] [79] [80].

## Structure du mémoire

Ce mémoire comporte quatre chapitres :

Dans le premier chapitre un bref aperçu sur la logique floue est donné et son utilisation pour la mise en oeuvre d'un approximateur flou. A travers un exemple d'application, les propriétés ainsi que les limites d'un tel approximateur sont mises en évidence. Les concepts de la commande adaptative floue basée sur la technique de linéarisation Entré-Sortie dont la robustification sont ensuite introduits et leur mise en oeuvre ainsi que la stabilité sont traitées à l'aide de la théorie de Lyapounov. Un exemple classique de simulation illustre, les avantages et les inconvénients de la commande floue. En chapitre 2, les techniques de commande par mode glissant sont revues et les inconvénients du broutement et de la connaissance du modèle sont mis en évidence par la simulation de plusieurs exemples. Après avoir donné un bref aperçu sur la robustification en utilisant la technique le mode glissant, nous présentons les différentes commandes robustes développées dans la littérature en vue de les améliorer et de remédier ainsi à leurs limitations. Dans un premier temps, le modèle nominal est considéré disponible. Afin d'éliminer les incertitudes structurelles, un système adaptatif flou a été introduit. Une deuxième approche par mode glissant a été développée. Pour résoudre le problème de broutement et la disponibilité des connaissances à priori sur les perturbations externes et les incertitudes structurelles, la commande par commutation a été approximée par un système adaptatif flou.

La loi d'adaptation a été déduite de l'étude de stabilité via la synthèse de Lyapounov. Dans un deuxième temps, ces approches sont appliquées dans le cas où le modèle est approximé par deux systèmes adaptatifs flous supplémentaires

Enfin, dans le but d'allier les avantages de la commande de mode glissant et la commande floue, un superviseur flou est introduit pour combiner les deux commandes graduellement suivant la position du système dans l'espace d'état.

La commande d'une machine synchrone reliée à un bus infini par deux lignes de transmission est étudiée et les différentes techniques de la littérature sont revues [1][3][6][8][7][15][29]et[35]. Des propositions d'amélioration des techniques utilisées sont alors présentées[31][32] et les résultats de simulation pour différentes conditions de fonctionnement sont discutés et comparés dans le chapitre 4 suivi de la conclusion et de la présentation des travaux en cours.

# Chapitre 1

---

## Introduction à la Commande par Logique Floue

## 1. Introduction à la commande par logique floue

L'une des tâches principales que confronte l'automaticien est d'établir une relation analytique entre les entrées et les sorties du système considéré sur la base des mesures effectuées. Les systèmes devenant de plus en plus complexes, les méthodes de modélisation traditionnelles s'avèrent souvent inadéquates pour représenter le comportement global d'un système.

Un opérateur humain peut décrire sa propre stratégie de contrôle d'un processus, à l'aide de mots, sans aucune considération du modèle de celui-ci.

En logique floue[88], ce savoir-faire est formalisé sous la forme de règles "Si-Alors", permettant d'établir une relation entre les entrées et les sorties du système considéré.

La structure résultante peut être assimilée à un modèle classique dont l'élaboration, à partir de l'expertise humaine, permet de donner une crédibilité au modèle ainsi obtenu.

Les premiers travaux sur la commande floue, développés dans les années 70, faisaient appel à un type de contrôleur flou, dit contrôleur à conclusions symboliques ou de Mamdani [48] [49]. Ce type de contrôleurs présente deux inconvénients majeurs. Le premier réside dans la contrainte de temps, car le calcul de l'agrégation des règles et de la défuzzification peut être discriminatoire [79]. L'utilisation d'un tel contrôleur est donc conseillée uniquement pour des systèmes lents ou pour lesquels le temps de calcul n'est pas un facteur critique. Le deuxième inconvénient réside dans la mise en œuvre, heuristique, qui ne prend en compte aucun critère de stabilité ou de robustesse.

A partir de 1985 un second contrôleur flou est développé par Takagi et Sugeno dans lequel les conclusions des règles peuvent être des fonctions analytiques des entrées[70]. Ce type de contrôleur à conclusions constantes sera utilisé dans ce travail. En 1992 Wang présente le théorème d'approximation universelle[75] permettant de prouver l'existence d'un système flou optimal approximant uniformément, à un degré de précision désiré, toute fonction dynamique continue sur un ensemble compact[75][76]. Cet important résultat permet d'exploiter les différentes techniques de commande basées sur la linéarisation entrée-sortie qui seront présentées ultérieurement.

Dans ce qui suit un bref aperçu sur la structure de base d'un système flou est donné ainsi que l'expression analytique d'un système de type Takagi-Sugeno à conclusion constante.

Le théorème de l'approximation universelle est donné dans la section suivante et est illustré par l'approximation d'une réponse indicielle d'un système oscillatoire amorti du second ordre.

### 1.1. Structure du système flou

A l'opposé de la commande classique, la commande floue, basée sur la théorie des ensembles flous introduite par Zadeh en 1965[88], permet de mettre à profit l'expérience d'un opérateur humain dans la conduite d'un processus. En effet, les informations obtenues décrivant la stratégie de commande ou le comportement dynamique du processus, sont linguistiques et ne peuvent donc pas être directement introduites ou utilisées dans le cas d'un contrôleur classique. Pour exploiter ces dernières, elles sont transformées en règles de type "Si-Alors" composées d'une prémisse et d'une conclusion. Notons que la différence majeure entre les structures Mamdani et Takagi-Sugeno, réside dans la nature symbolique des conclusions du premier et numérique du second. La logique floue possède un arsenal théorique lui permettant d'exploiter efficacement ces informations linguistiques.

Le contrôleur ainsi obtenu peut être facilement implémenté. La configuration de base d'un système flou, montre trois parties principales comme l'indique la figure 1.1.

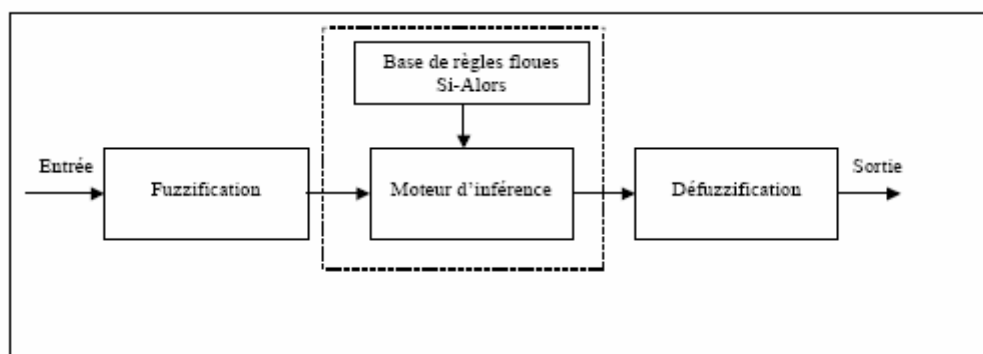


Figure 1.1 : Structure de base d'un système flou

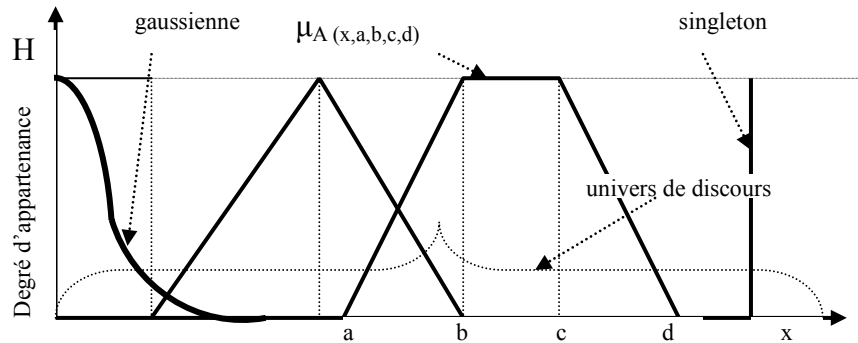
**1.1.a La fuzzification** : consiste à faire une projection des variables physiques réelles (entrées) sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables. Sur l'univers de discours, à chaque ensemble flou, on associe une fonction dite d'appartenance pour définir le degré de vérité ou d'appartenance d'une valeur d'entrée à cet ensemble flou. La fonction d'appartenance associée à un ensemble flou  $A$ , la plus utilisée appelée pseudo trapézoïdale, est donnée par :

$$\mu_A(x, a, b, c, d) = \begin{cases} 0 & x \in ]a, d[ \\ I(x) & x \in [a, b[ \\ H & x \in [b, c] \\ D(x) & x \in ]c, d] \end{cases}$$

$$a \leq b \leq c \leq d; 0 < H \leq 1; 0 < |I(x)| \leq 1; 0 < |D(x)| \leq 1. \quad (1.1)$$

Les fonctions  $I(x)$  et  $D(x)$  sont l'une croissante et l'autre décroissante. Si l'ensemble flou correspondant  $A$  est normalisé alors  $H=1$ .

Les formes les plus utilisées sont données dans la figure 1.2.



**Figure 1.2** Exemples de fonctions d'appartenance

Afin de garantir la couverture uniforme de l'univers de discours et d'éviter les confusions quand à la prise de décision entre les règles, on utilise les propriétés suivantes :

- Des ensembles flous  $A^1, \dots, A^N$  sont dits complémentaires, si pour tout élément  $x$  de l'univers de discours, il existe au moins un ensemble flou  $A^i, i \leq 1 \leq n$  tel que le degré d'appartenance de  $x$  à  $A^i$  soit non nul.

- Des ensembles flous  $A^1, \dots, A^N$  sont dits consistants lorsqu'ils vérifient la propriété suivante: si un élément  $x$  vérifie  $\mu_{A^i}(x) = 1$  alors  $\mu_{A^k}(x) \neq 1$  pour tout  $k \neq i$

**1.1.b Le moteur d'inférence :** permet d'exploiter la base de règles floues pour obtenir une variable de sortie linguistique en utilisant plusieurs opérateurs [9] [68] [76]. Pour un système flou d'entrées  $x_1, \dots, x_n$  et de sortie  $y$ , la base de règles floues dans le cas des systèmes Takagi-Sugeno peut être écrite sous la forme suivante :

*Si  $x_1$  est  $A_1^1$   $\otimes$   $x_2$  est  $A_2^1$   $\otimes$  ...  $\otimes$   $x_n$  est  $A_n^1$  Alors  $y = f_1(x_1, x_2, \dots, x_n)$  OU*

*Si  $x_1$  est  $A_1^2$   $\otimes$   $x_2$  est  $A_2^2$   $\otimes$  ...  $\otimes$   $x_n$  est  $A_n^2$  Alors  $y = f_2(x_1, x_2, \dots, x_n)$  OU*

•  
•  
•

*Si  $x_1$  est  $A_1^M$   $\otimes$   $x_2$  est  $A_2^M$   $\otimes$  ...  $\otimes$   $x_n$  est  $A_n^M$  Alors  $y = f_M(x_1, x_2, \dots, x_n)$*

Où  $A_i^j$  représente l'ensemble flou de la  $i^{\text{ème}}$  entrée,  $f_M(x_1, x_2, \dots, x_n)$  est un singleton et  $j=1 \dots M$  représente le nombre de règles floues utilisées. L'opérateur  $\otimes$  entre les éléments de la prémisse est obtenu en appliquant l'une des deux conjonctions : "Ou", "Et".

Les méthodes d'inférence fréquemment utilisées dans la littérature sont : le max-min, le max-prod, et le somme-prod.

Le principe de ces méthodes d'inférence est résumé dans le tableau suivant :

Méthode d'inférence	Prémisse		Conclusion	Agrégation des Règles
	Ou	ET	Alors	Ou
Max-Min	Maximum	Minimum	Minimum	Maximum
Max-Prod	Maximum	Minimum	Produit	Maximum
Somme-Prod	Somme-Algèbr	Produit	Produit	Somme Algèbr.

**Tableau 1.1** Table d'inférences

Dans la méthode d'inférence "somme-prod", par exemple, les opérateurs "OU" et "ET" sont réalisés respectivement par la somme algébrique et le produit. La relation entre la prémisse et la conclusion "Alors" est traduite par le produit. L'agrégation des règles définies par "Ou" est obtenue par la somme algébrique.

**1.1. c La défuzzification :**

La commande nécessitant un signal précis, il faudrait donc transformer la fonction d'appartenance résultante obtenue à la sortie du moteur d'inférence en une valeur numérique précise ce processus est appelé la défuzzification.

Il existe plusieurs méthodes de défuzzification [9] [69] [76] [88], parmi lesquelles on peut citer :

- La méthode du centre de gravité
- La méthode de la hauteur
- La méthode de la hauteur modifiée
- La méthode de la valeur maximale
- La méthode de la moyenne des centres

Afin de réduire le temps de calcul et de simplifier la mise en oeuvre des contrôleurs flous on utilise souvent le singleton pour la fuzzification, le somme-prod comme méthode d'inférence et la moyenne des centres pour la défuzzification. Dans ce cas, la sortie du système flou est donnée par :

$$f(\underline{x}) = \frac{\sum_{j=1}^M f_j(\underline{x}) \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i)}{\sum_{j=1}^M \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i)} \quad (1.2)$$

Où  $j=1...M$  représente le nombre de règles,  $i=1...n$  représente le nombre de variables d'entrées.

Le singleton peut prendre soit une valeur constante ou fonction linéaire des entrées soit un modèle du système pour un point de fonctionnement donné. Ceci permet de classer les contrôleurs en deux grandes classes :

La nature du singleton  $f_i(\underline{x})$  : L'ensemble des contrôleurs flous de type Takagi-Sugeno regroupe deux grandes classes suivant

-la conclusion est un modèle local

On a alors :

$f_i(\underline{x}) = C_i \underline{x} + D_i u$  où  $C_i$  et  $D_i$  sont deux matrices et  $u$  est l'entrée du processus à commander.



Les règles floues ainsi construites décrivent le comportement dynamique du processus autour de certains points de fonctionnement en considérant son modèle local en ces points comme conclusion.

- la conclusion est un polynôme

On a alors :

$f_i(\underline{x}) = a_0^j + a_1^j x_1 + a_2^j x_2 + \dots + a_n^j x_n$  où les  $a_i$  sont des constantes et les  $x_i$  représentent les variables des entrées.

A cause de la linéarité on peut alors utiliser les algorithmes de la commande classique.

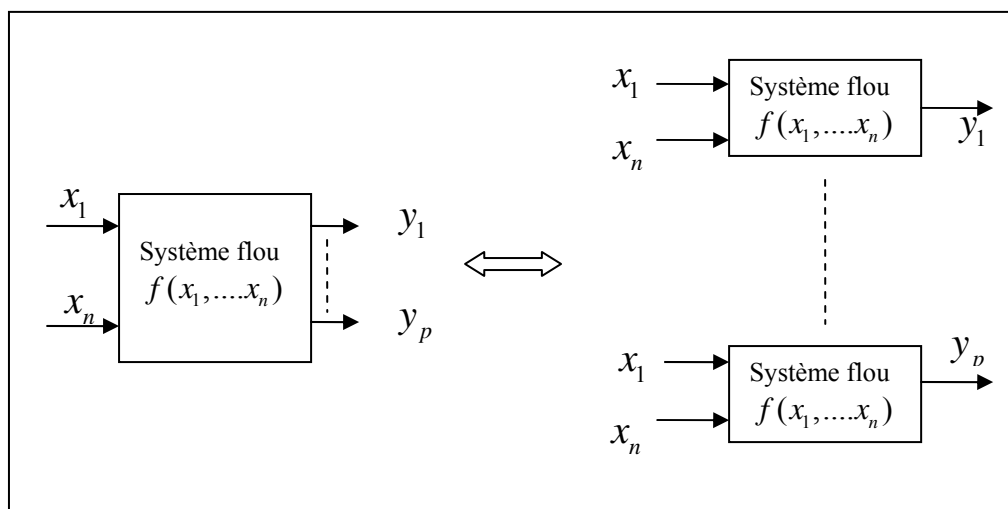
Dans la suite de ce travail, on utilisera un cas particulier de la classe polynomiale dont la valeur est une constante donnée  $f_i(\underline{x}) = a_0^j$ .

La sortie du système flou sera ainsi donnée par :

$$f(\underline{x}) = \frac{\sum_{j=1}^M a_0^j(\underline{x}) \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i)}{\sum_{j=1}^M \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i)} \quad (1.3)$$

En plus de la nature numérique de la partie conclusion, la sortie de ce type de systèmes flous peut être réécrite sous forme d'un produit scalaire de deux vecteurs : le premier est composé des éléments de la prémisse et le second des conclusions numériques. Cette écriture permet d'appliquer les différentes synthèses de commandes conventionnelles.

Par extension, un système flou  $\underline{f}(x_1, \dots, x_n)$  à plusieurs sorties  $y_1, y_2, \dots, y_p$  peut être synthétisé par autant de systèmes flous dont chaque sortie est de la forme (1.3), comme montré dans la figure 1.3.



**Figure 1.3** Décomposition d'un système flou à  $m$  sorties

## 1.2. Approximateur universel

Les systèmes non linéaires sont complexes et difficilement modélisables. Plusieurs techniques utilisant le principe de la boîte noire ont été développées dans la littérature pour la modélisation de ces systèmes [9] [44]. Cependant, ce type de structure ne permet pas d'obtenir un modèle optimal [57] [69]. Les réseaux de neurones, étant non linéaires par nature, ont également été utilisés pour modéliser des processus non linéaires [4] [18], leur principal avantage résidant dans leur capacité de modélisation sans aucune hypothèse préalable.

Cependant, les variables utilisées dans ces réseaux n'ont nécessairement pas de signification physique. Il est donc intéressant de garder la structure multicouche et d'utiliser le raisonnement flou pour approximer des processus inconnus ou incertains.

Plusieurs travaux ont été développés dans ce sens [18] [75], ce dernier ayant aboutit au théorème de l'approximateur universel donné dans ce qui suit.

### 1.2.a. Théorème [75]:

Pour toute fonction réelle  $g(x)$  continue sur un compact  $U \subset R$  donné, il existe un système flou  $f(x)$  sous la forme (1.3) tel que :

$$\sup_{x \in U} |f(x) - g(x)| < \varepsilon \quad (1.4)$$

où  $\varepsilon \geq 0$  est une constante arbitraire.

L'exemple d'un système flou à deux entrées et une sortie, approximant une fonction  $g(x)$  défini sur :  $[\alpha_1 \beta_1] \times [\alpha_2 \beta_2]$  est présenté pour illustrer les étapes nécessaires dans la synthèse d'un approximateur flou.

**Etape 1 :** sur le domaine de définition  $[\alpha_i \beta_i]$  de chaque variables  $x_i$ , considéré comme univers de discours, on définit  $N_i$  ensembles flous  $A_i^1, A_i^2, \dots, A_i^{N_i}, (i=1,2)$ . Les fonctions d'appartenance pseudo trapézoïdales correspondantes doivent être normalisées, consistantes et complémentaires.

**Etape 2 :** on construit  $M = N_1 \times N_2$  règles floues Si-Alors de la forme suivante :

$$R^{i_1, i_2} \text{ Si } x_1 \text{ est } A_1^{i_1} \text{ Et } x_2 \text{ est } A_2^{i_2} \text{ Alors } y = y^{i_1, i_2} = g(c_1^{i_1}, c_2^{i_2})$$

Où  $i_1 = 1, \dots, N_1, i_2 = 1, \dots, N_2$  et  $c_i^j$  est le centre de l'ensemble flou.

On remarque que la partie prémisses des règles floues est construite à partir de toutes les combinaisons possibles des ensembles flous des deux variables d'entrées. Si l'on généralise cette méthode aux systèmes multi-variables, le nombre des règles utilisées serait très grand. Pour résoudre ce problème et optimiser la base de règles, plusieurs approches ont été proposées dans la littérature [35][41][58].

**Etape 3 :** on construit le système flou  $f(x)$  en utilisant le produit comme moteur d'inférence et le centre de gravité pour la défuzzification :

$$f(\underline{x}) = \frac{\sum_{j=1}^M a_0^j(\underline{x}) \prod_{i=1}^n \mu_{A_j^i}(x_i)}{\sum_{j=1}^M \prod_{i=1}^n \mu_{A_j^i}(x_i)} \quad (1.5)$$

La nature linéaire de la conclusion permet d'exploiter les algorithmes de la commande classique.

Dans le cas où l'on disposerait d'informations supplémentaires sur la fonction à approximer, on peut les exploiter pour atteindre un degré de précision désiré. Parmi ces informations, on peut utiliser la norme infinie  $\|\cdot\|_\infty$ . La norme infini de la fonction  $d(x)$  est définie par  $\|d(x)\|_\infty = \sup_{x \in U} (|d(x)|)$ .

Dans ce cas, on utilise le développement de Taylor

$$\|g(x) - f(x)\| \leq \left\| \frac{\partial g(x)}{\partial x_1} \right\| h_1 + \left\| \frac{\partial g(x)}{\partial x_2} \right\| h_2 \leq \varepsilon \quad (1.6)$$

Où  $h_1$  et  $h_2$  sont la distance maximale entre les deux ensembles flous voisins. La fonction

$g(x)$  étant continue sur un compact, les normes  $\left\| \frac{\partial g(x)}{\partial x_1} \right\|$  et  $\left\| \frac{\partial g(x)}{\partial x_2} \right\|$  sont finies[75].

Comme exemple d'illustration, on propose d'approximer la fonction  $g(x) = 1.4 - 1.15e^{-2x} \sin(8.15x + \pi/2)$  sur l'intervalle  $[\alpha \beta] = [0 \ 6]$  avec un degré de précision  $\varepsilon = 0.2$ .

On a :

$$\|g(x) - f(x)\|_\infty \leq \left\| \frac{\partial g(x)}{\partial x} \right\|_\infty h \leq 0.2 \quad \text{sachant que} \quad \left\| \frac{\partial g(x)}{\partial x} \right\|_\infty = 7.17,$$

le choix de  $h \approx 0.03$  permet d'atteindre la précision désirée  $\varepsilon = 0.2$ . Dans ce cas le nombre

minimum d'ensembles flous est égal à  $1 + \frac{\beta - \alpha}{h} = 201$

Les fonctions d'appartenance utilisées dans cet exemple sont :

$$\begin{aligned}\mu_{A^1} &= \mu_{A^1}(x, 0, 0, 0.03) \\ \mu_{A^j} &= \mu_{A^j}(x, c^{j-1}, c^j, c^{j+1}); j = 2, \dots, 200; c^j = +0.03(j-1). \\ \mu_{A^{201}} &= \mu_{A^{201}}(x, 2.97, 6, 6)\end{aligned}$$

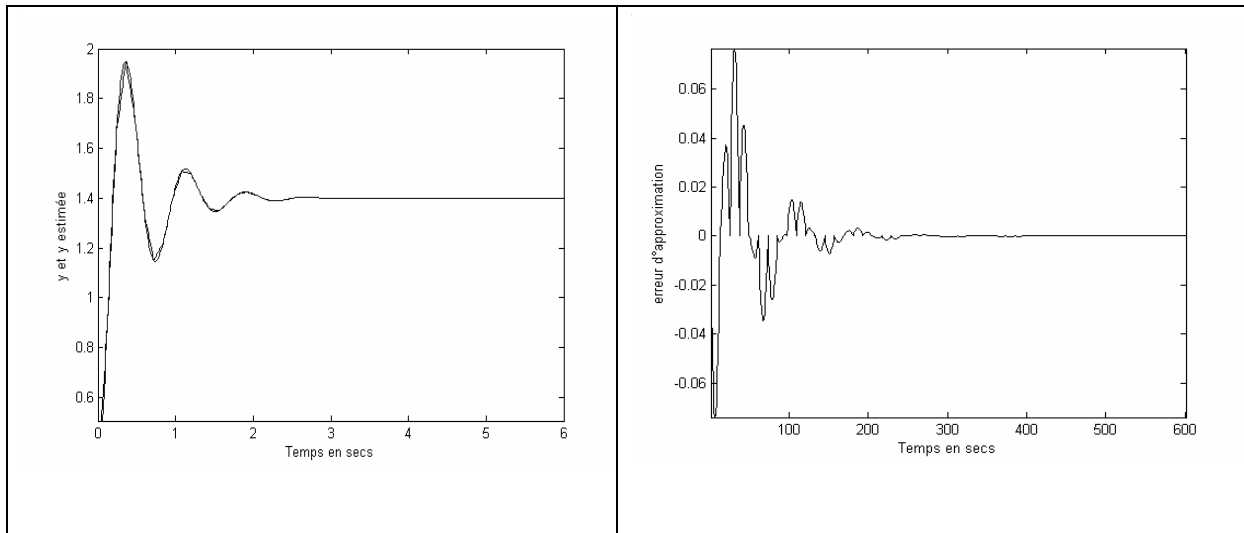
En utilisant l'équation (1.6) on obtient le système flou suivant :

$$f(\underline{x}) = \frac{\sum_{j=1}^{31} g(c^j) \mu_{A^j}(x)}{\sum_{j=1}^{31} \mu_{A^j}(x)} \quad (1.7)$$

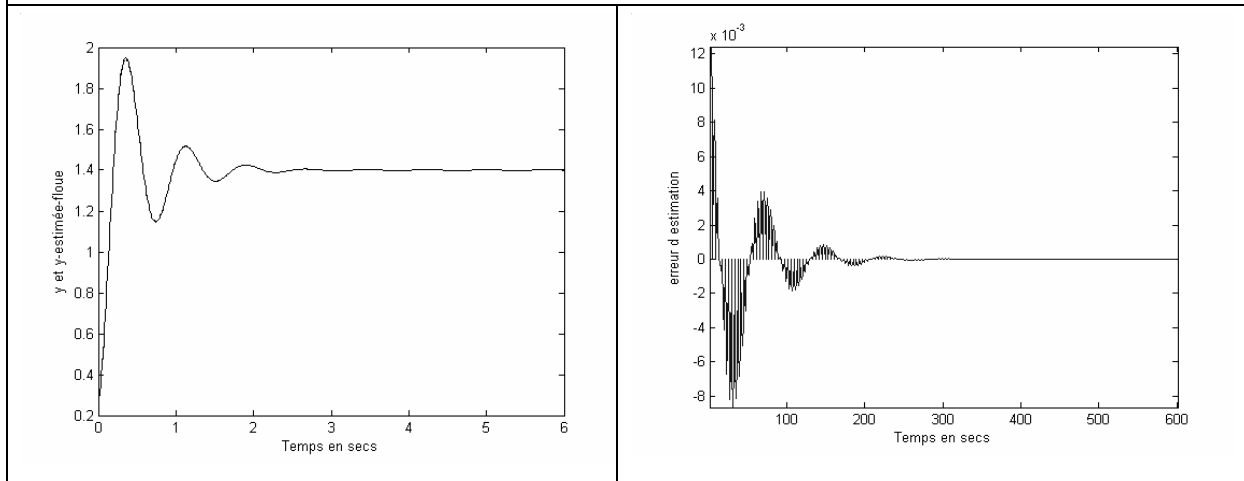
Sur les figures Fig.1.4 a et b, la fonction  $y(t)$  et son approximation floue ainsi que l'erreur d'approximation obtenue pour 50, 150 et 200 règles floues sont données .

La diminution de l'erreur est proportionnelle au nombre d'ensembles flous utilisés. Ainsi, l'accroissement du nombre des mesures parallèlement au nombre des règles floues a pour effet d'améliorer l'approximation de la fonction à estimer au prix de plus de temps de calcul.

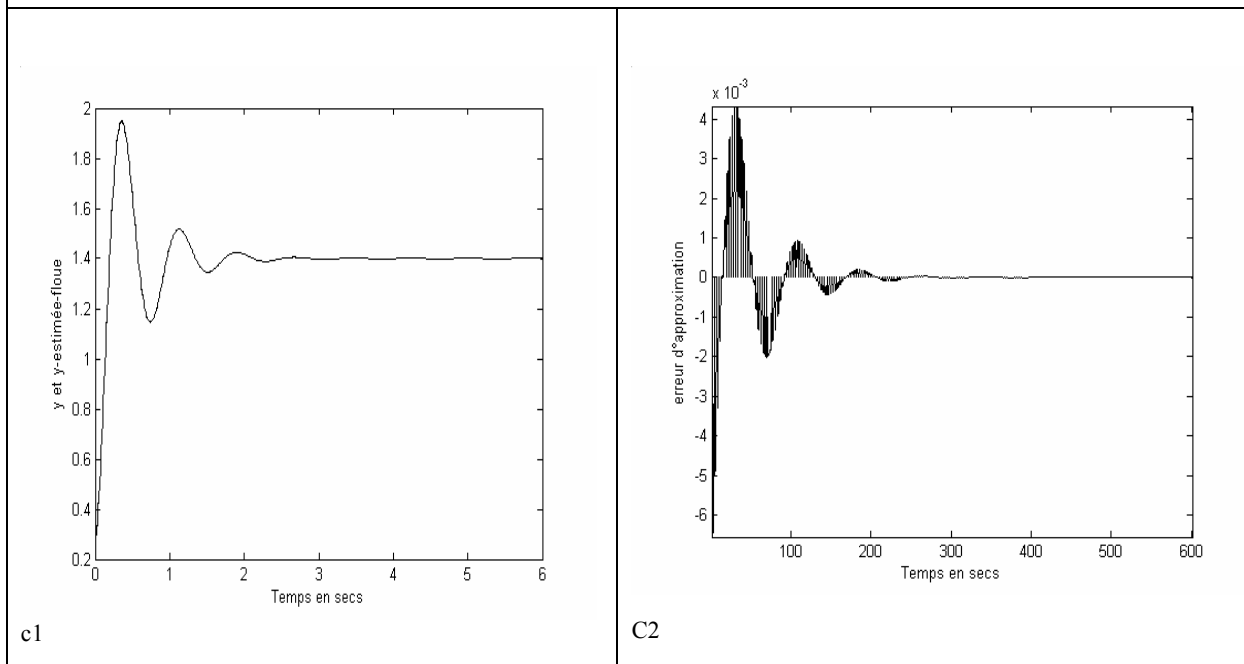
**Approximation floue de la fonction  $y(t) = 1.4 - 1.15e^{-2t} \sin(8.15t + \pi/2)$**



b)  $y, y_{\text{approximée floue}}$  et l'erreur d'approximation pour 50 règles floues.



b)  $y, y_{\text{approximée floue}}$  et l'erreur d'approximation pour 150 règles floues



c1

C2

c)  $y, y_{\text{approximée floue}}$  et l'erreur d'approximation pour 200 règles floues

**Fig.1.4** Approximation floue et erreur pour 50,150 et 200 règles floues de la fonction  $y(t)$

### 1.3 Commande par logique floue d'un système électro-énergétique.

Dans ce qui suit un exemple de commande floue appliquée à une machine synchrone reliée à un bus infini par une ligne de transmission est présentée pour illustrer cette technique.

Un contrôleur flou a généralement deux entrées, l'erreur et sa dérivée. Les entrées utilisées sont  $\Delta\omega$  et sa dérivée.

L'univers de discours est divisé en sept sous ensembles flous pour chaque variable :

NG : négative grande; NM : négative moyenne; NP : négative petite; ZE : zéro; PP : positive petite; PM:positive moyenne ; PG: positive grande.

Chaque sous-ensemble est représenté par une fonction d'appartenance.

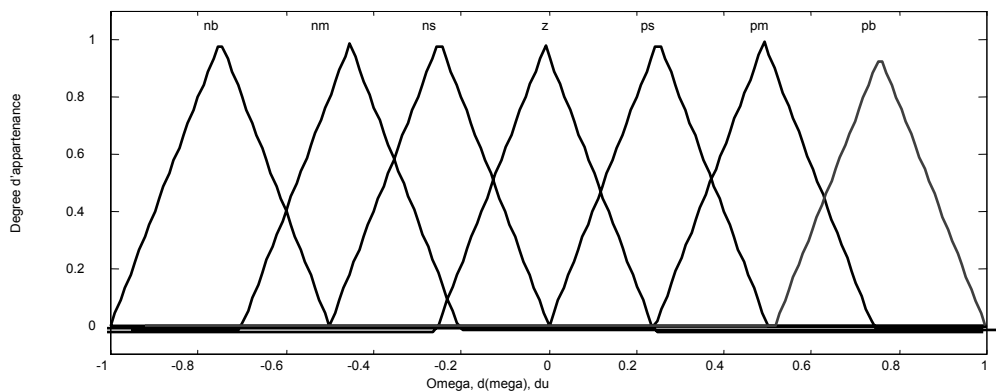
- la fuzzification est réalisée à l'aide de l'opérateur

Min-Max ;

- la défuzzification est réalisée à l'aide de la méthode de centre de gravité ;

- les fonctions d'appartenance sont de type triangulaire.

La figure 1.5 représente le type de fonctions d'appartenance proposées pour convertir ces variables des entrées et de sortie en variables linguistiques.

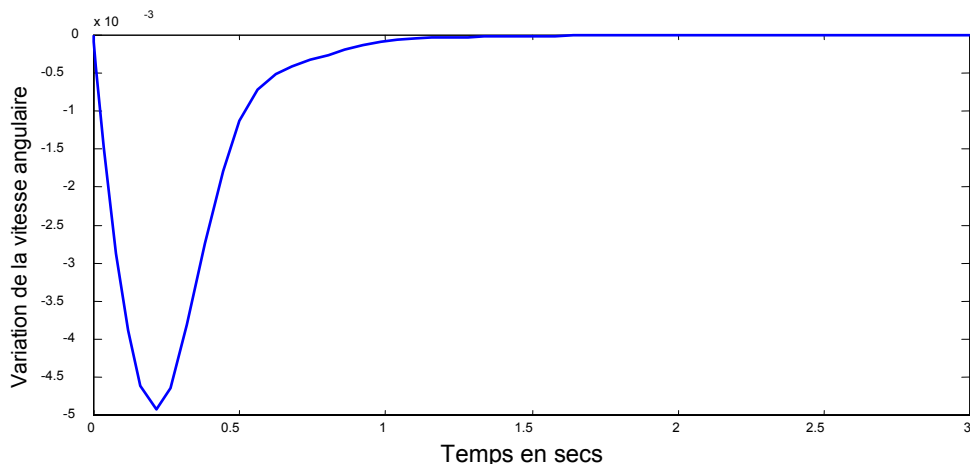


**Fig.1.5** Les fonctions d'appartenances des entrées et de la sortie.

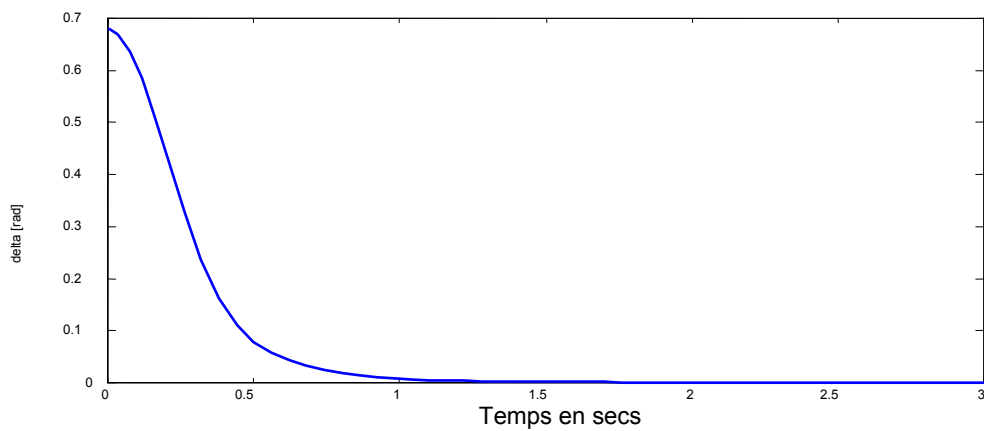
La matrice d'inférence est donnée dans le tableau 1.4.

$\Delta\omega$ Variation de la vitesse angulaire	$\frac{d}{dt}\Delta\omega$ Dérivée de variation de la vitesse angulaire						
	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	PP	ZE
NM	NG	NM	NM	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NM	NP	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PP	PM	PG
PM	NS	ZE	PP	PM	PM	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

**Tableau 1.4** Matrice d'inférence.



**Fig. 1.6** Variation de la vitesse angulaire.



**Fig. 1.6** Variation de l'angle du rotor



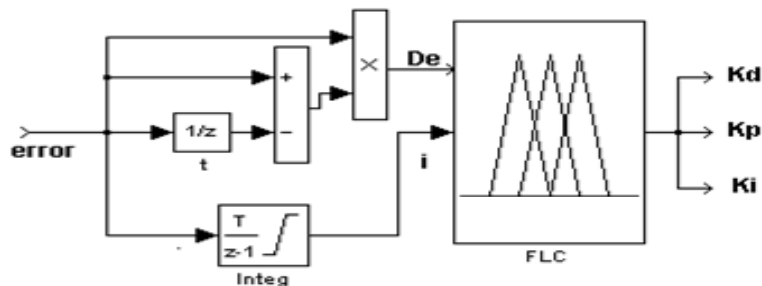
## 1.4 Commande par PID flou

Nous avons aussi développé un PID flou[31] que nous présentons ici comme une autre exemple d'application du contrôle par logique floue.

Un PID classique permet d'élaborer la loi de commande de type [85]:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_D \frac{de}{dt} \quad (1.8)$$

Les paramètres  $K_I$  du régulateur PID sont traditionnellement obtenus à l'aide du réglage suggéré par Ziegler et Nichols en 1942 et beaucoup d'installations industrielles actuelles continuent d'utiliser cette méthode de réglage. Les techniques de commande par logique floue ont permis d'améliorer les performances des systèmes à base de contrôle par PID dont le travail que nous avons proposé dans [33] et que nous avons appelé 'self-tuning fuzzy PID contrôleur' présenté en fig.1.8.



**Fig.1.8** Schéma de bloc du STF-PID contrôleur

Les entrées du STF-PID sont définies comme suit :

$$De = e(k)^2 - e(k) * e(k-1) \quad (1.9)$$

Où  $i$  représente l'intégrale de l'erreur [11].

Le contrôleur STF-PID utilisé dans cette approche est élaboré selon le schéma suivant :

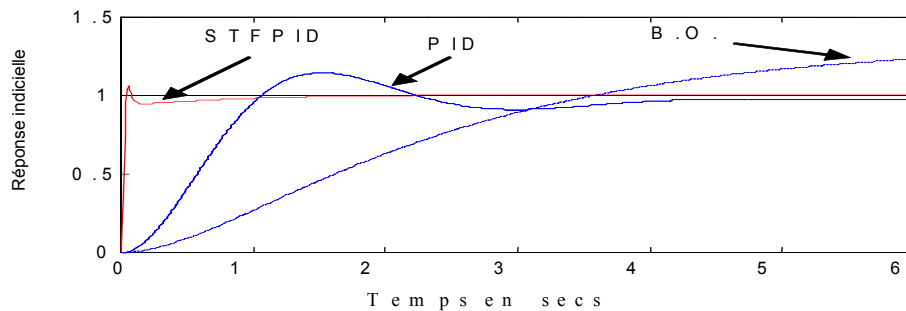
1. Le système est réglé selon les techniques de réglage des paramètres  $K_p$ ,  $K_i$  and  $K_D$  à travers la procédure conventionnelle de Ziegler-Nichols.

2. Ensuite un contrôleur flou est réalisé en prenant pour univers de discours normalisé de De et  $i : [0, 1]$ . La simulation indique que  $i$  varie dans l'intervalle  $[0, 0.5]$  mais la réponse qui en résulte ne varie pas de façon significative.
3. Les univers de discours sont comme suit :  $[0, K_i^*]$  for  $K_i$  ;  $[0, 10K_D^*]$  , pour  $K_P$  nous avons utilisé  $[0, K_P^*]$  pour débiter pour enfin arriver après quelques essais d'ajustement de l'erreur à un ensemble réduit à  $[0, 0.2]$  signifiant une réduction importante du gain. Cinq singletons seulement sont utilisés pour chaque paramètre. (\* valeurs obtenues par la procédure Z-N. en première étape 1).

Les résultats de simulation sur un système du second ordre montre de meilleures performances que lors du réglage classique. La fonction de transfert en boucle ouverte du système à retour unitaire utilisée est donnée par :

$$T(p) = \frac{1}{(p+1.5)(p+0.5)} \quad (1.10)$$

Les réponses indicielles du système avec PID classique ( $K_P = 5, K_I = 0.98$  and  $K_D = 0.1$ ), celle du système avec le contrôleur proposé STFPID et en boucle ouverte sont montrées en fig.1.9.



**Fig.1.9** Réponses indicielles

La période d'échantillonnage utilisée est  $T = 0.01$  sec.

Les performances obtenues selon la simulation sont données en tableau 1.2.

Facteur Perf.	Dep. (%)	$T_m$ (sec.)	$T_r$ (sec.)
PID	16.1	1.03	3.7
STFPID	5.1	0.06	0.36

**Tableau 1.2** Résultats de simulation

Les résultats de simulation semblent intéressants à plus d'un titre vu l'amélioration globale des facteurs de performance sauf que la procédure gagnerait par l'élimination du tâtonnement dans l'évaluation du gain de contrôle et aussi que cette procédure n'étant pas systématique donc pas nécessairement fiable. La stabilité et la généralisation de cette approche devraient être adressées dans de futurs travaux.

En général l'approche floue n'est pas assez robuste dans le sens où l'erreur statique en général n'est pas nulle, ce qui suggère l'introduction du principe d'adaptivité dans la commande floue.

### **1.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la mise en oeuvre d'un système flou de type Takagi-Sugeno à conclusion constante ainsi que le théorème de l'approximation universelle permettant d'assurer l'existence d'un système flou adéquat pour une précision voulue. A travers deux exemples d'illustration, nous avons montré que la mise en oeuvre d'un approximateur flou ne peut être réalisée qu'à partir d'un nombre suffisant de paires de mesures (entrée, sortie). Par ailleurs, la plupart des systèmes industriels sont incertains et/ou perturbés, ce qui peut induire des erreurs de mesures et par suite détériorer la précision d'approximation. Des approches plus robustes doivent donc être utilisées en conjonction avec l'approche floue, parmi celle-ci la commande par mode glissant que nous abordons dans le chapitre suivant.

## Chapitre 2

---

### Introduction à la commande par mode glissant

## **Introduction à la commande par Mode Glissant**

Dans la réalité, il est souvent très difficile de représenter fidèlement un processus et de connaître toutes les variables mise en jeu. Par conséquent, la loi de commande qui lui sera associée doit être robuste afin de couvrir certaines non linéarité ou erreurs d'identification.

La commande par mode glissant permet de répondre à ce problème mais cette robustesse se fera au détriment des performances. En effet, la discontinuité de l'entrée induit des vibrations hautes fréquences indésirables en pratique. De plus, la surface de glissement définie dans le formalisme réduit l'ordre du système en boucle fermée, ce qui ne permet pas dans certains cas, d'imposer au système un mode désiré de stabilisation.

Dans le but de remédier à ces inconvénients, pour des systèmes non linéaires, une commande par mode glissant robuste, performante et présentant une simplicité de mise en œuvre est basée sur la mise en œuvre d'une surface de glissement de même ordre que le système. La surface ainsi définie fait intervenir une loi de commande particulière, appelée commande dynamique par mode glissant.

La simulation d'un système non linéaire est utilisée pour démontrer la robustesse et la performance de la commande par mode glissant.

### **2.1. SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE**

La théorie des systèmes à structure variable, initialisée au début du 20<sup>ème</sup> siècle, a pris son essor dans les années 60 et possède comme attribut principal : la structure du contrôleur utilisé peut changer d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures. C'est le cas, par exemple des circuits de conversion de puissance, où le système est

gouverné par une équation différentielle différentielle pour chaque position de l'interrupteur.

La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associés a fait l'objet de beaucoup d'études au cours des dernières années aussi bien par les chercheurs soviétiques, que par les chercheurs d'autres pays [37].

Elle a donné naissance aux notions de régimes glissants qui se sont par la suite étendus aux systèmes discontinus réalisés artificiellement, c'est à dire, des systèmes du type  $\dot{x}=f(x,t)$ , avec  $f$  une fonction non linéaire continue, et pour lesquels on définit un retour d'état discontinu. Cette approche a pour but de maintenir l'état représentatif de l'évolution du système sur une surface  $S$  définie au préalable, appelée « surface de glissement ». Dans ce contexte et sous certaines conditions, le système est dit en « régime glissant » et invariant à certaines perturbations.

La dynamique du système ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction  $f(x,t)$  et dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie, ce qui explique l'insensibilité de cette loi de commande vis-à-vis des perturbations et des variations paramétriques lors du fonctionnement en mode glissant.

## **2.2. REPRESENTATION DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE**

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

### **2.2.1 Commutation par contre réaction d'état variable**

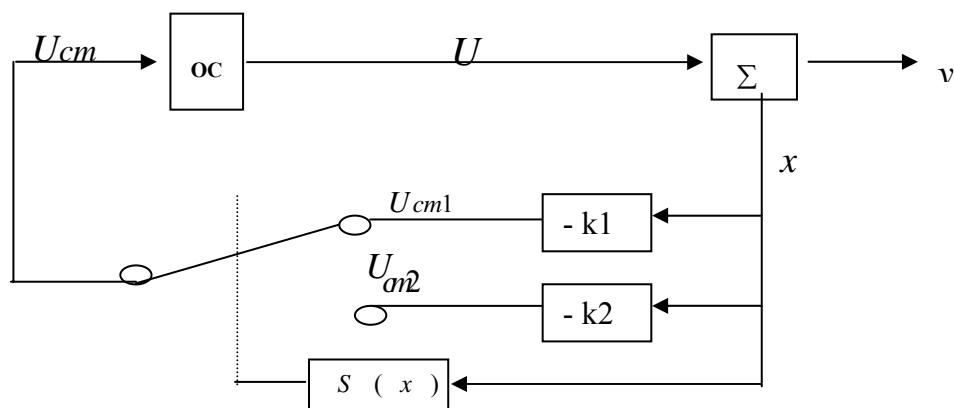
Le changement de la structure se fait lors de la commutation de la commande  $U$ . L'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande  $U_{cm}$  qui commute rapidement entre deux valeurs variables,  $U_{cm1}$  et  $U_{cm2}$  ce qui

peut provoquer de fortes sollicitations de l'organe de commande, donc, une réalisation pratique impossible.

La représentation de cette configuration est donnée par la figure ci-dessous. [14] [37] [74].

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

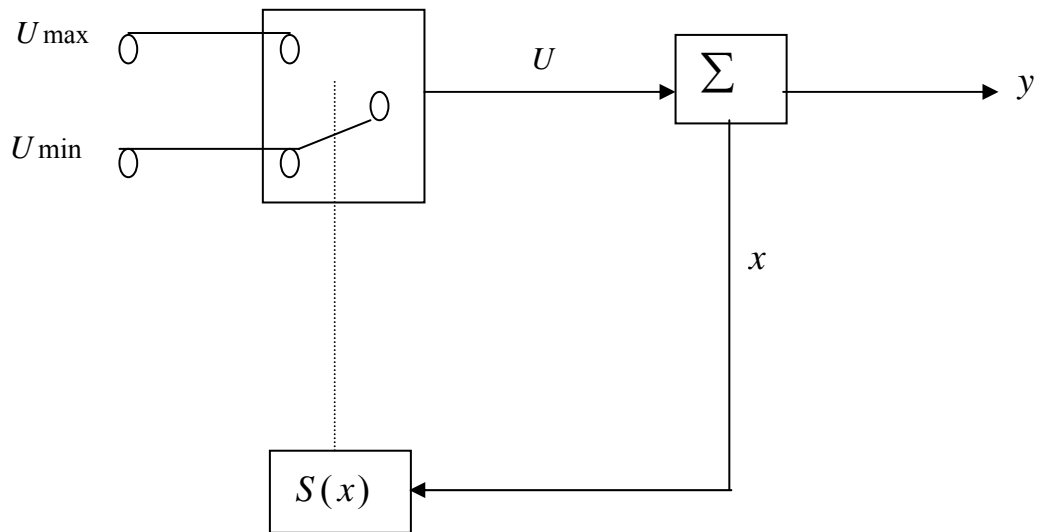
$$\begin{cases} U_{cm} = U_{cm1} = -k_1 x & \text{Pour : } S(x) > 0 \\ U_{cm} = U_{cm2} = -k_2 x & \text{Pour : } S(x) < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$



**Fig.2.1** Configuration de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable.

### 2.2.2 Commutation de type relais

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



**Fig.2.2** Configuration de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Dans ce cas, l'organe de commande est conçu de sorte que la grandeur de commande commute entre deux valeurs constantes " $U_{\max}$ " et " $U_{\min}$ ", selon le signe de la fonction  $S(x)$ , la logique de commutation est donnée par [14]:

$$\left\{ \begin{array}{ll} U = U_{\max} & \text{Pour : } S(x) > 0 \\ U = U_{\min} & \text{Pour : } S(x) < 0 \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Cette configuration correspond à un réglage à deux positions, avec une loi de commutation plus performante.

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliées entre elles par la relation:  $S(x)=0$ .

### 2.3. MODE GLISSANT POUR LES SYSTEMES NON LINEAIRES

La technologie des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement



et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

### 2.3.1 CONDITION DE GLISSEMENT

Si l'on exprime la condition d'existence de solution de l'équation  $\dot{x}=f(x,t)$  en fonction d'une surface  $S$ , il est nécessaire de calculer sa dérivée [14] :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \langle \nabla S, f \rangle \quad (2.3)$$

Ce qui représente le produit scalaire de la normale à la surface  $S(x)=0$ , orientée de  $X^-$  vers  $X^+$  et du vecteur  $f(x,t)$ . Par suite, si les conditions précédentes sont vérifiées, on en déduit :

$$(f^+ < 0 \text{ et } f^- > 0) \Leftrightarrow S\dot{S} < 0 \quad (2.4)$$

Cette condition (2.4), appelée condition de glissement, représente l'inégalité fondamentale pour la synthèse de la commande par mode glissant. Elle traduit le fait que si les projections de  $f^+$  et  $f^-$  sur le vecteur  $\nabla S$ , dans un voisinage de la surface  $S$ , sont de signes contraires alors la surface  $S$  est attractive.

### 2.3.2 DYNAMIQUE GLISSANTE

La dynamique glissante est définie par la trajectoire de l'état sur la surface glissante  $S$ . Dans le deuxième cas, c'est l'approche de la commande équivalente qui est utilisée le plus souvent [14].

### 2.3.3 APPROCHE DE LA COMMANDE EQUIVALENTE

La dynamique glissante résulte de l'action du champ équivalent, donné par la commande, appelée commande équivalente, qui rend la surface de glissement invariante [80]. On considère des systèmes du type :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (2.5)$$

Avec  $g = [g_1, g_2, \dots, g_n]^T$  un champ de vecteurs définissant les gains de commande et  $u \in \mathcal{R}$ , une loi de commande vérifiant :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{Si } S(x) > 0 \\ u^- & \text{Si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

Selon cette loi, le système présente un régime glissant caractérisé par la dynamique équivalente :

$$f_{eq}(x) = f(x) + g(x)u_{eq} \quad (2.7)$$

Dans laquelle,  $u_{eq}$  est la commande équivalente qui rend la surface de glissement  $S$  invariante et vérifie, pour  $x \in S$ , l'inégalité :

$$\min(u^-(x), u^+(x)) < u_{eq} < \max(u^-(x), u^+(x)) \quad (2.8)$$

En notant que:

$$u_{\min} = \min(u^-(x), u^+(x)) \text{ et } u_{\max} = \max(u^-(x), u^+(x)) \quad (2.9)$$

On peut interpréter  $u_{eq}$  comme étant la valeur moyenne de  $u(t)$  lors de la commutation rapide entre  $u_{\max}$  et  $u_{\min}$  [9].

La commande équivalente correspond au régime glissant idéal (ni seuil, ni retard, ni hystérésis), c'est à dire pour lequel le glissement est décrit en utilisant la condition d'invariance :

$$S(x) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(x) = 0 \quad (2.10)$$

Il vient en développant les calculs :

$$\dot{S} = \langle \nabla S, f \rangle = 0 \quad (2.11)$$

D'où :

$$u_{eq} = - \frac{\langle \nabla S, f \rangle}{\langle \nabla S, g \rangle} \quad (2.12)$$

Avec la condition d'existence :

$$\langle \nabla S, g \rangle \neq 0 \quad (2.13)$$

En portant l'expression de  $u_{eq}$  dans (2.8), on obtient l'équation du régime glissant idéal sur la surface  $S = 0$  :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u_{eq} = [I - g(x)(\langle \nabla S, g(x) \rangle)^{-1} \cdot (\nabla S)] f(x) \quad (2.14)$$

- Le champ de vecteur  $g$  n'a aucune influence sur la dynamique glissante. En d'autres termes, seule la projection du champ  $f$  sur l'espace tangent à la surface détermine la dynamique glissante **[14]**.
- Dans le cas des systèmes non affines en la commande, la dynamique glissante peut être calculée en utilisant l'approche de la commande équivalente pour le système rendu localement affine **[9] [14]**.

#### 2.3.4 DOMAINE DE GLISSEMENT

La détermination du domaine de glissement peut se ramener à l'étude de la stabilité du système en régime glissant [9]. Pour cela, on suppose que le glissement s'effectue dans un voisinage tubulaire de la surface  $S$ , glissement réel, qu'on fera tendre, dans le cas d'un glissement idéal, vers la surface de glissement  $S$ . Les résultats de Lyapounov concernant la stabilité des systèmes non linéaires peuvent être ainsi étendus aux régimes glissants [9] [14].

Le domaine de glissement est le domaine dans lequel les conditions suffisantes de stabilité du système en régime glissant sont satisfaites. Le théorème suivant d'Utkin, qui est basé sur l'utilisation des fonctions de Lyapounov, fournit ces conditions dans le cas général, celui des systèmes multi-variables [14]. Dans ce dernier contexte, on définit la surface  $S$  comme étant l'intersection de plusieurs surfaces élémentaires.

#### 2.3.5 CHOIX DE LA SURFACE DE GLISSEMENT

Le choix de la surface de glissement qui garde le système stable en mode glissant est parmi les problèmes de mode glissant. Existente plusieurs méthodes différentes de chacune son propre importance et ses propres conditions.

#### 2.3.6 METHODE DE PLACEMENT DES POLES DESIRES EN GLISSEMENT [29]

Soit, la représentation d'état du système suivante :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t); x_0 \quad (2.15)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2.16)$$

Supposons que le mode glissant existe, le vecteur de surface de glissement peut être exprimé comme suit :

$$S(t) = Gx(t) \quad (2.17)$$

où  $G$  est le vecteur de gain de la surface de glissement.

Pour déterminer  $G$ , on applique la méthode suivante qui est basée sur la technique de placement de pôles [39].

On définit la transformation suivante :

$$z(t) = Mx(t) \quad (2.18)$$

où  $M$  est une matrice arbitraire non singulière tel que :

$$MB = \begin{bmatrix} 0 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad b_2 \neq 0 \quad (2.19)$$

tel que : les  $(n-1)$  lignes de  $MB$  sont des zéros, le rang  $M = n$ , et le dernier élément  $b_2$  est un scalaire non nul.

Par la substitution de  $x(t) = M^{-1}z(t)$  dans l'équation (2.18), on obtient :

$$\dot{z} = MAM^{-1}z + MBu \quad ; \quad z_0 = Mx_0 \quad (2.20)$$

Si on prend :

$$z = \begin{bmatrix} z_1^T & z_2 \end{bmatrix}^T, \quad \text{où } z_1 \text{ est un vecteur colonne de dimension } (n-1),$$

et où  $z_2$  est un scalaire.

On peut re-écrire l'équation (2.23) comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_2 \end{bmatrix} u \quad (2.21)$$

$A_{11}$ ,  $A_{12}$ ,  $A_{21}$  et  $A_{22}$  sont obtenues par partition de la matrice  $MAM^{-1}$ .

Donc :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = A_{11} z_1 + A_{12} z_2 & (2.22) \\ \dot{z}_2 = A_{21} z_1 + A_{22} z_2 + b_2 u & (2.23) \end{cases}$$

L'équation (2.25) représente la description d'un système en boucle ouverte où  $z_1$  est le vecteur d'état, et  $z_2$  le signal de commande. Si la paire  $(A, B)$  est contrôlable, la paire  $(A_{11}, A_{12})$  est aussi contrôlable [14].

La substitution de  $x = M^{-1} z$  dans l'équation (2.20), donne :

$$S = GM^{-1} z = 0 \quad (2.24)$$

On peut écrire :  $GM^{-1} = \begin{bmatrix} G_1^T & G_2 \end{bmatrix}$ , où  $G_1^T$  est un vecteur colonne de dimension  $(n-1)$ , et  $G_2$  un scalaire.

L'équation (2.24) devient :

$$S = G_1^T z_1 + G_2 z_2 = 0 \quad (2.25)$$

Sans perte de généralités, on peut prendre  $G_2=1$ , le signal de commande  $z_2$  est :

$$z_2 = -G_1^T z_1 \quad (2.26)$$

On remplace l'équation (2.26) dans l'équation (2.25), résulte:

$$\dot{z}_1 = (A_{11} - A_{12}G_1^T)z_1 = A_c \cdot z_1 \quad (2.27)$$

Les valeurs propres du système peuvent être d'une façon arbitraire dans le plan complexe. Donc, le gain de la surface de glissement est :

$$G = \begin{bmatrix} G_1^T & G_2 \end{bmatrix} M \quad (2.28)$$

#### 2.4. INVARIANCE DES REGIMES GLISSANTS

Considérons le système perturbé suivant :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u + p(x) \quad (2.29)$$

Où  $p$  représente les perturbations paramétriques du champ de vecteurs nominal  $f(x)$ . L'invariance du régime glissant vis-à-vis de la perturbation  $p$  est donnée par la définition suivante [14]:

Le régime glissant sur la surface  $S$  du système perturbé (2.29), satisfait les propriétés d'invariance vis-à-vis de  $p$ , si et seulement le vecteur perturbation  $p$  satisfait la condition suivante [14] :

$$p \in \text{Vect} \{g(x)\}$$

Avec  $\text{Vect}$  l'espace engendré par la base  $g(x)$ .

#### 2.5. Bouclage linéarisant à structure variable

Le problème de la linéarisation par bouclage consiste à transformer, de manière exacte dans un domaine ouvert donné,

un système non linéaire en un système linéaire à l'aide d'un bouclage d'état et d'un changement de variables sur l'état du système [65]. Lorsqu'elle existe, cette transformation permet de stabiliser le système en utilisant les méthodes des systèmes linéaires (placement de pôles, synthèse quadratique, etc...). L'emploi de cette technique pour la régulation est essentiellement justifié par la facilité d'analyse du comportement des systèmes linéaires.

Dans ce contexte, l'utilisation de la commande à structure variable a pour objectif de créer un régime glissant afin de stabiliser le système représenté sous la forme canonique de commandabilité.

### 2.5.1. LINEARISATION EXACTE PAR RETOUR D'ETAT STATIQUE

Soit le système non linéaire de dimension  $n$  sous la forme canonique de commandabilité, décrit par les équations :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} & , i=1,\dots,(n-1) \\ \dot{x}_n = f(x, t) + g(x, t)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2.30)$$

Si l'on considère le retour d'état statique :

$$u = g(x, t)^{-1} (v^* - f(x, t)) \quad (2.31)$$

L'expression (2.31) dans laquelle  $v^*$  définit une nouvelle entrée, donne dans (2.30) :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} & , i=1,\dots,(n-1) \\ \dot{x}_n = v^* \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2.32)$$



Le modèle linéaire ainsi obtenu correspond au schéma de la figure suivante :

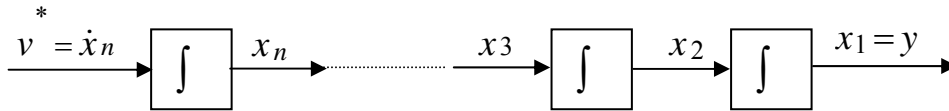


Fig.2.5.1. Linéarisation par retour d'état statique.

### 2.5.2 BOUCLAGE A STRUCTURE VARIABLE

Dans le but de rendre l'origine de l'espace d'état asymptotiquement stable pour le système (2.30), la surface de glissement  $S$  doit contenir le point final de stabilisation. On prend  $S$  de la forme :

$$S = \sum_{i=1}^n a_i x_i ; a_n = 1 \quad (2.33)$$

Les  $a_i (i=1, \dots, n)$  définis dans (2.33) sont choisis de telle manière que  $a_0 + a_1 s + \dots + a_{(n-1)} s^{n-1} + s^n = 0$  soit Hurwitz.

Nous présentons l'approche classique [14], où la surface de glissement  $S$  est une solution de l'équation :

$$\dot{S} = -M \text{sign}(S) \quad (2.34)$$

$M$  étant une constante strictement positive appelée gain de glissement.

Ce choix de la surface  $S$  permet de satisfaire la condition d'attractivité :

$$S\dot{S} < 0 \quad \text{si } S \neq 0 \quad (2.35)$$

En effet :

$$S\dot{S} = -M|S| < 0, \quad \text{si } S \neq 0 \quad (2.36)$$

Considérons (2.36), la dérivée de  $S$  s'écrit :

$$\dot{S} = \dot{x}_n + \sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} \quad (2.37)$$

L'équation (2.37) permet d'établir la relation :

$$\dot{x}_n = -\sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} - M \text{sign}(S) \quad (2.38)$$

Si l'on considère le système (2.35), il en résulte pour la nouvelle entrée l'expression :

$$v^* = -\sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} - M \text{sign}(S) \quad (2.39)$$

Ce qui permet, compte tenu de l'équation (2.34), de définir le bouclage linéarisant à structure variable :

$$u = g(x, t)^{-1} \left( -\sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} - M \text{sign}(S) - f(x, t) \right) \quad (2.40)$$

Cette commande apparaît comme la somme d'un signal continu  $u_{eq}$  et d'un signal de haute fréquence  $\Delta u$  assurant le régime glissant.

En effet, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{eq} = \frac{1}{g(x, t)} \left( -\sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} - f(x, t) \right) \\ \Delta u = \frac{-M \text{sign}(S)}{g(x, t)} \end{array} \right. \quad (2.41)$$

Quand le régime glissant est atteint, la dynamique du système originale (2.30) est plongée dans l'état d'un système réduit et libre représenté dans l'espace d'état par :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} & , i=1, \dots, (n-1) \\ \dot{x}_{n-1} = -\sum_{i=1}^{n-1} a_i x_i \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2.42)$$

Les coefficients  $a_i (i=1, \dots, n)$  de la surface de glissement  $S$  déterminent la dynamique en mode de glissement et le mode de stabilisation.

Remarques

- La surface de glissement peut être définie d'une façon plus générale dans l'espace de l'erreur de la sortie  $y$  par rapport à la consigne  $y_c$  :

$$S = \sum_{i=0}^{n-1} a_i (y^{(i)} - y_c) \quad , a_n = 1 \quad (2.43)$$

En effet, en remplaçant  $y_c$  par zéro et  $y^{(i)}$  par  $x_{i+1}$  dans (2.43), on retrouve l'équation (2.33).

- Soit  $S(t)$  la fonction continue, dérivable sur  $\mathfrak{R}$  définie comme suit :

$$S(t) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i (y^{(i)} - y_c) \quad ; a_n = 1 \quad (2.44)$$

Après le calcul de  $\dot{S}(t)$  et la commande équivalente  $u_{eq}$ , en remplaçant l'expression de cette dernière dans l'équation (2.33), on obtient un système linéaire de dimension  $n$  défini dans l'espace des phases par :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} & , i=1, \dots, (n-1) \\ \dot{x}_n = \sum_{i=0}^n a_i y_c - \sum_{i=0}^{n-1} a_i x_{i+1} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2.45)$$

Le système (2.45) est de dimension  $n$ , par suite, l'introduction d'une telle fonction de glissement permet de ne pas réduire l'ordre du système en boucle fermée.

### 2.5.3. ROBUSTESSE PAR RAPPORT AUX PERTURBATIONS

Considérons le système dynamique défini par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_i = x_{i+1} \quad , i=1, \dots, (n-1) \\ \dot{x}_n = f(x, t) + g(x, t)u + p(x, t) \\ y = x_1 \end{array} \right. \quad (2.46)$$

Où  $p(x, t)$  représente les perturbations extérieures et les variations paramétriques. On se place dans le cas où l'hypothèse :

$$|p(x, t)| \leq p^1 \quad (2.47)$$

est satisfaite [14], où  $p^1$  est une borne connue.

L'expression de  $S$  est donnée par l'équation (2.36), soit :

$$S = \sum_{i=1}^n a_i x_i \quad , a_n = 1 \quad (2.48)$$

On désire assurer la condition d'attractivité (2.39) de la surface  $S(x)=0$ . En utilisant (2.50), le calcul de  $S\dot{S}$  donne :

$$S\dot{S} = S \left( \sum_{i=1}^{n-1} a_i x_{i+1} + f(x, t) + g(x, t)u + p(x, t) \right) \quad (2.49)$$

Alors le bouclage linéarisant à structure variable défini (2.44) par :

$$u = g(x, t)^{-1} \left( - \sum_{i=1}^{n-1} a_i x^{i+1} - p(x, t) - f(x, t) \right) \quad (2.50)$$

assure l'attractivité de la surface  $S(x)=0$  et maintient l'évolution sur celle-ci une fois atteinte si le gain de glissement  $M$  est supérieur à la borne maximum de la perturbation  $p(x, t)$ .

Soit, en considérant (2.51) :

$$M > p^1 \quad (2.55)$$

## 2.6. EXTENSIONS METHODOLOGIQUES

Malgré les différents avantages de la commande à structure variable, son utilisation dans certains domaines, a été entravée par les oscillations du régime glissant dues aux imperfections (hystérésis, retard...) des éléments de commutations, qui excitent les dynamiques de hautes fréquences non modélisées.

Afin d'y remédier, de nombreux algorithmes à structures variables ont été développés durant la dernière décennie dont la commande continue dans une bande de la surface [65].

### 2.6.1. COMMANDE CONTINUE DANS UNE BANDE DE LA SURFACE

La solution proposée par Slotine [37] [65] consiste à remplacer la loi de commande discontinue par une loi continue en  $x$  à l'extérieur d'une fine bande située au voisinage de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande.

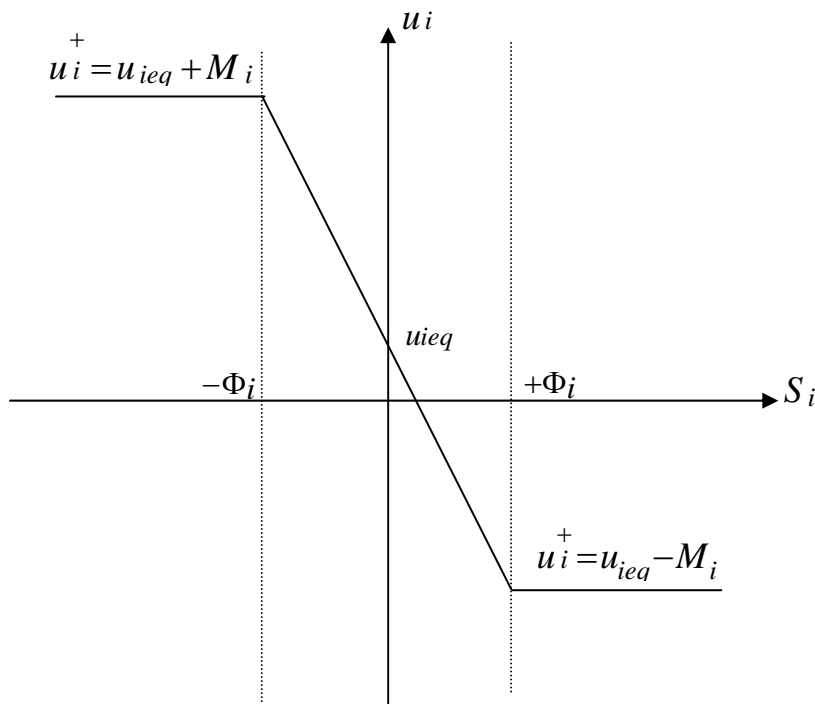
Forme de Slotine [37]

La composante haute fréquence de la loi de commande est choisie comme :

$$\Delta u_i = -M_i \operatorname{sat} \left( \frac{S_i}{\Phi_i} \right) \quad (2.56)$$

La loi de commande continue dans une bande fine par mode glissant est définie à partir des conditions suivantes :

$$\operatorname{sat} \left( \frac{S_i}{\Phi_i} \right) = \begin{cases} \left( \frac{S_i}{\Phi_i} \right) & \text{si } \left| \frac{S_i}{\Phi_i} \right| \leq 1 \quad \text{et} \quad u_i = u_{ieq} - M_i \frac{S_i}{\Phi_i} \\ \operatorname{sign}(S_i) & \text{si } \left| \frac{S_i}{\Phi_i} \right| > 1 \quad \text{et} \quad u_i = u_{ieq} - M_i \operatorname{sign}(S_i) \end{cases} \quad (2.57)$$



**Fig.2.6.1.** Loi de commande par bande fine continue

## 2.7 APPLICATION

### 2.7.1. Commande discontinue

Considérons le système non linéaire du deuxième ordre représenté par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -x_1 x_2 + u + p(x, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2.58)$$

On désire une sortie nulle avec une constante de temps équivalente égale à 1/3 secs.

Il en résulte pour l'expression :

$$S = 3x_1 + x_2 \quad (2.59)$$

En utilisant l'équation (2.45), la condition de glissement devient :

$$S\dot{S} = S(3x_2 - x_1 x_2 + u + p(x, t)) < 0 \quad (2.60)$$

La résolution de cette inéquation, par rapport à  $u$ , fournit des solutions assurant l'évolution du système en régime glissant. Le bouclage

$$u = -3x_2 + x_1 x_2 - M \operatorname{sign}(S) \quad (2.61)$$

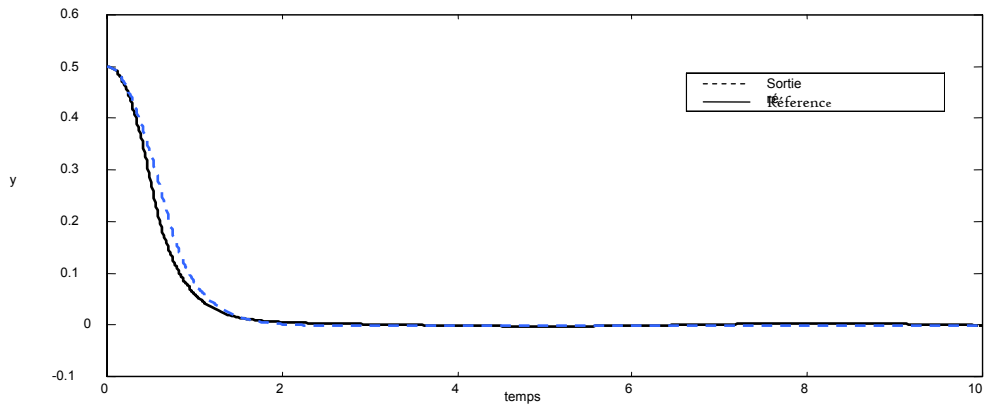
assure l'attractivité de la surface  $S$ .

La simulation a été réalisée avec :

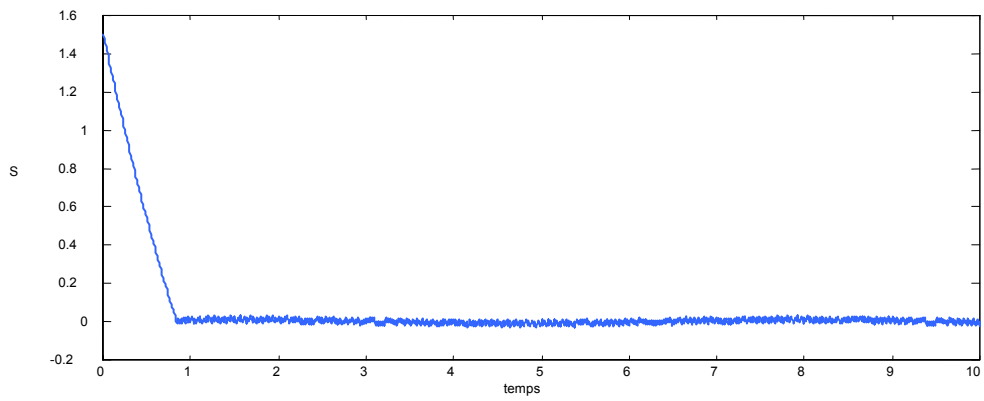
$$p(x, t) = \sin(t) \quad (2.62)$$

Par suite, pour satisfaire la condition d'attractivité de la surface et de robustesse, la commande nécessite un gain de glissement  $M > 2$ .

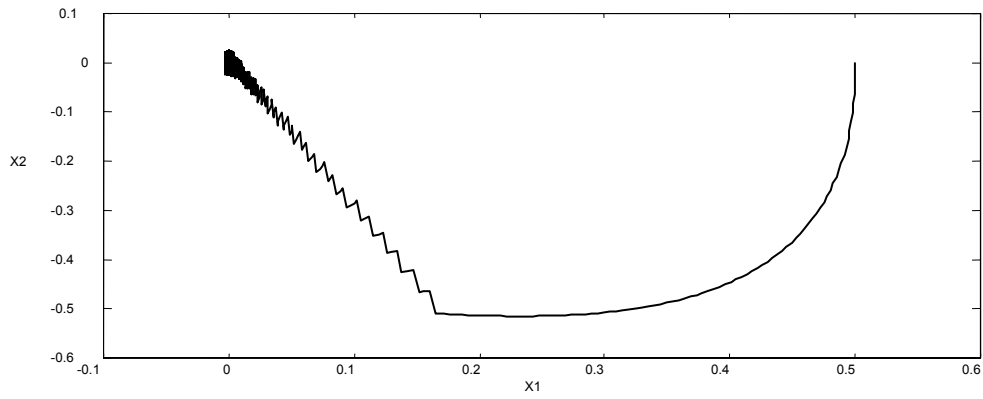
Les figures suivantes présentent les résultats de simulation pour un gain de glissement  $M = 2.2$ .



**Fig.2.7.1** Signal de sortie.



**Fig.2.7.2** Variation de S.



**Fig.2.7.3** Plan de phase.



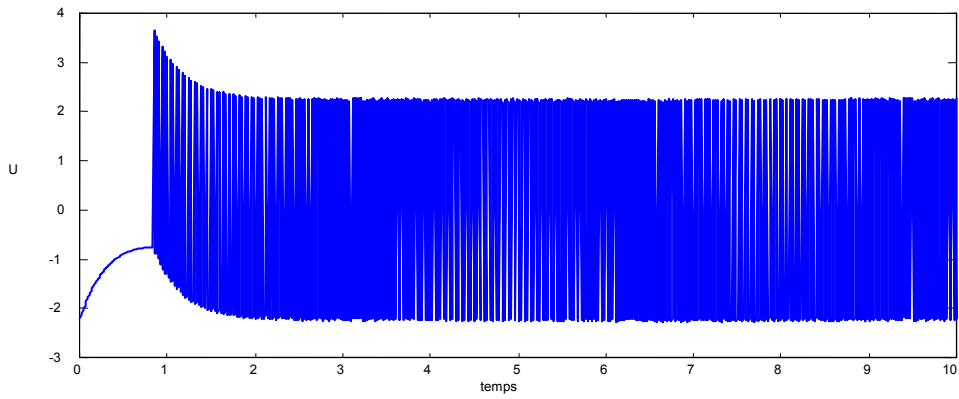


Fig.2.7.4 Variation de la commande.

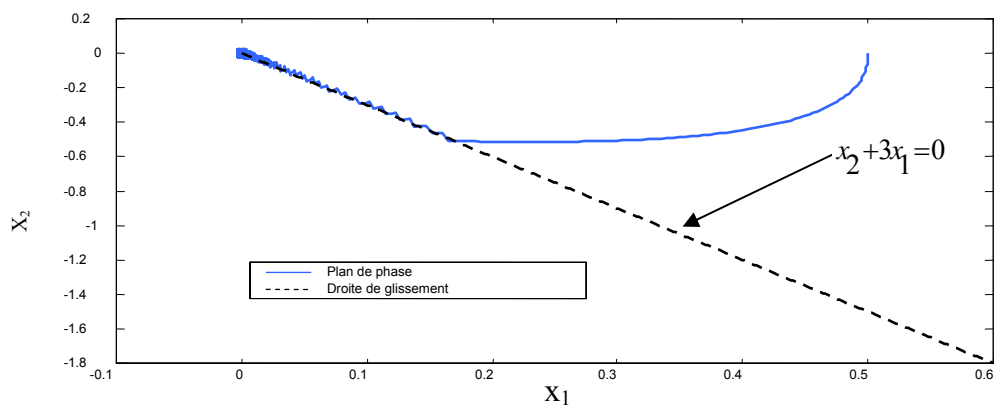


Fig.2.7.5 Glissement dans le plan de phase.

On constate que la sortie réelle  $y$  du processus coïncide avec la sortie désirée  $y_d$  (sortie du système non perturbé) après un certain temps.

Ce type de loi de commande permet donc d'atteindre l'objectif souhaité, mais engendre des oscillations donnant lieu sur certaines grandeurs à un phénomène de broutement indésirable en pratique.

### 2.7.2. Commande continue

Dans l'exemple utilisé dans le paragraphe (2.59) on remplace la fonction  $sign(S)$  dans (2.62) par la fonction  $sat(\frac{S}{\Phi})$ , il en résulte pour la loi de commande l'expression :

$$u = -3x_2 + x_1 x_2 - M \cdot sat\left(\frac{S}{\Phi}\right) \quad (2.64)$$

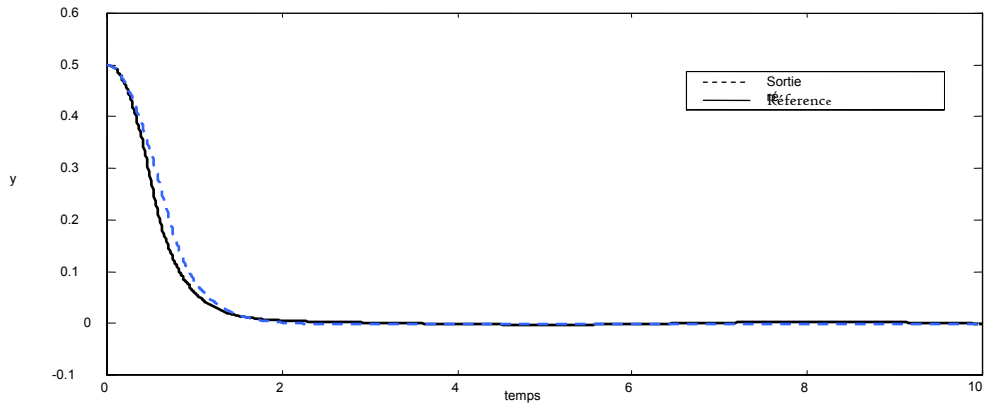


Fig.2.7.6 Évolution de la sortie.

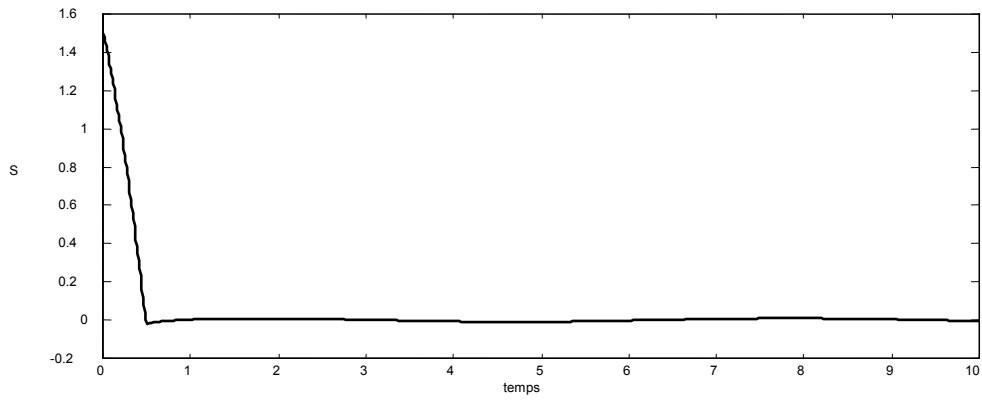


Fig.2.7.7 Variation de la surface de glissement  $s$ .

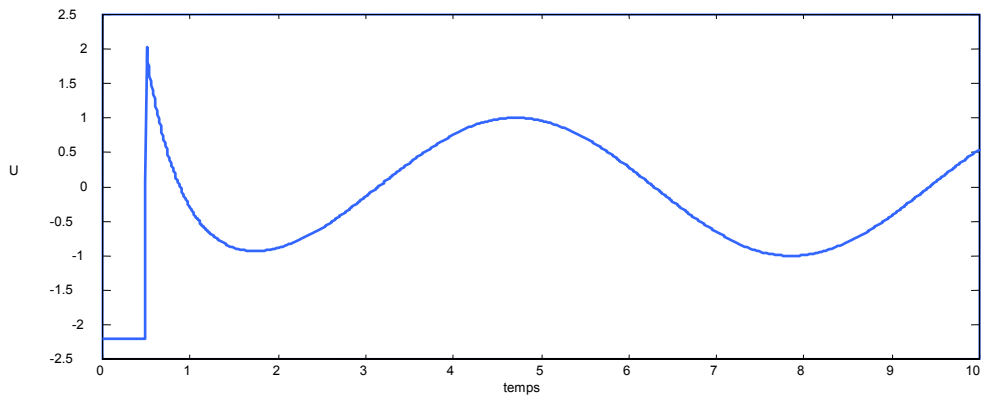


Fig.2.7.8. Variation de la commande continue.

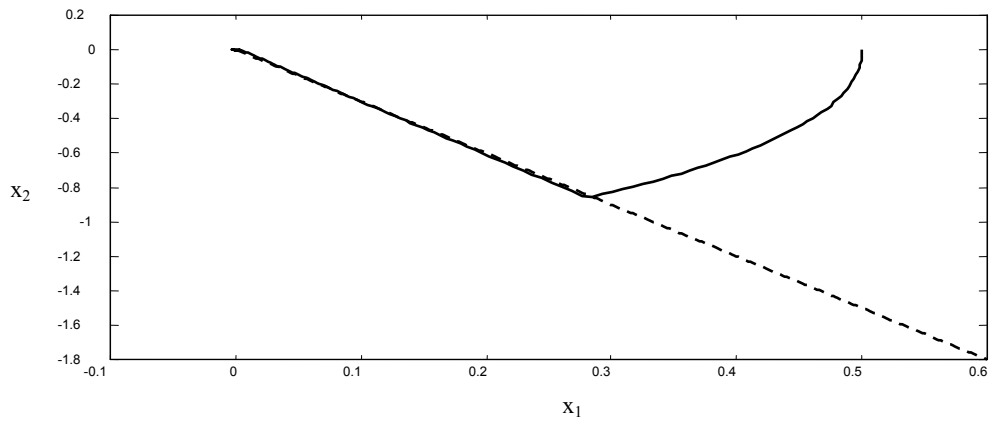
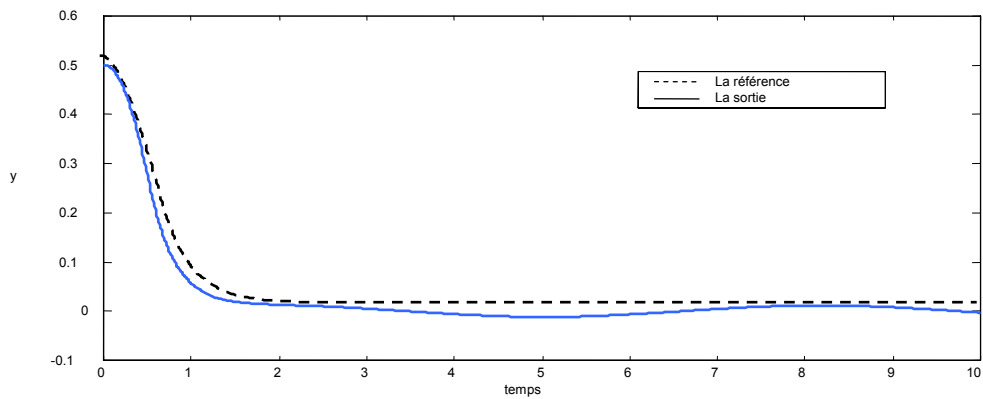
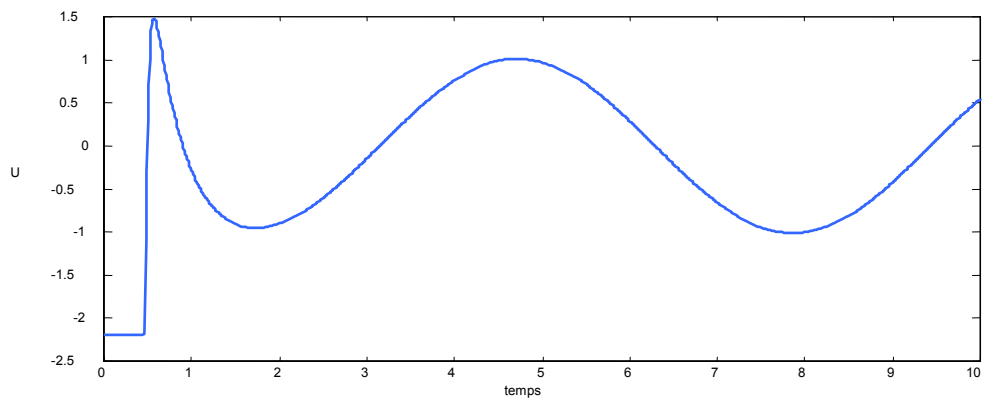


Fig. 2.7.9 Plan de phase et glissement.

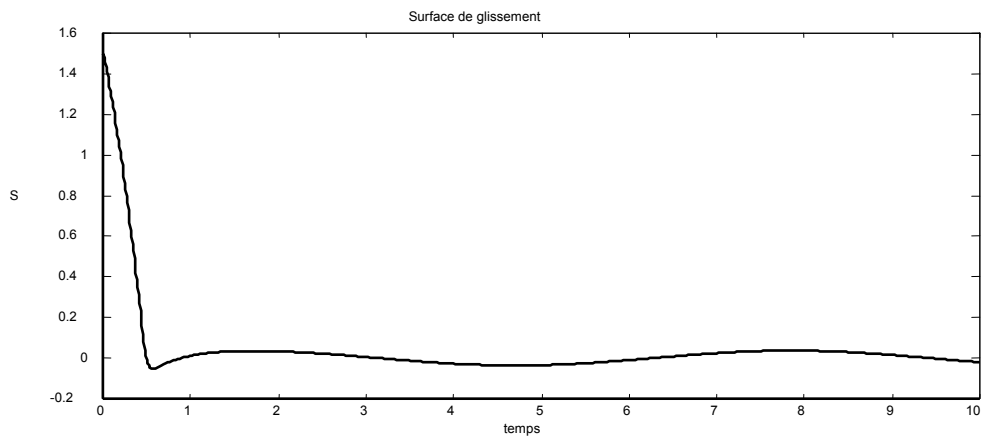
En augmentant la bande, on constate que la commande devient plus lisse, mais au détriment des performances du système comme l'illustre les figures suivantes.



a. Évaluation de la sortie du système.

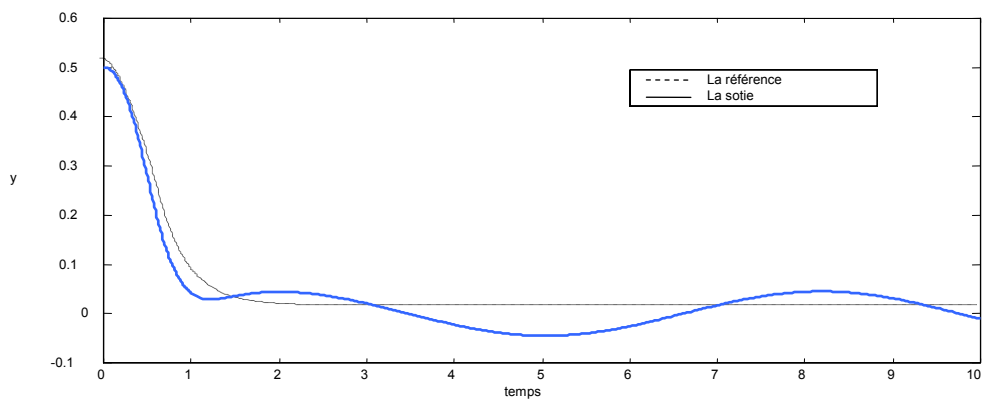


b. Variation de la commande continue.

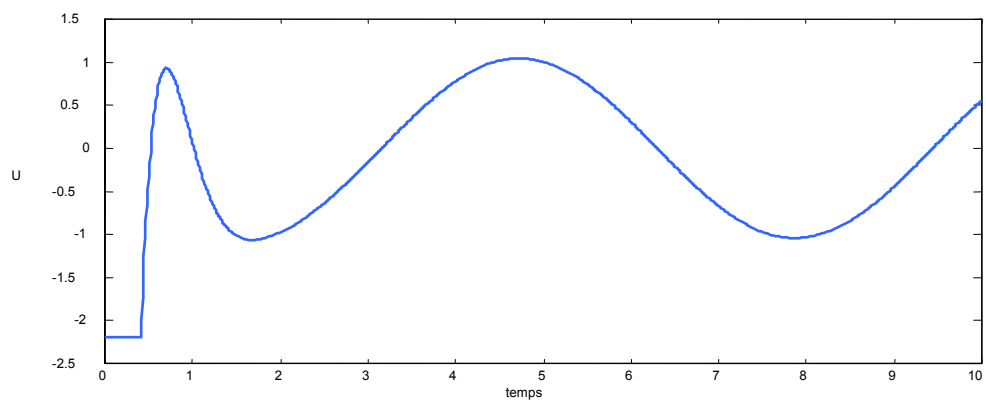


c. Variation de la surface  $S$ .

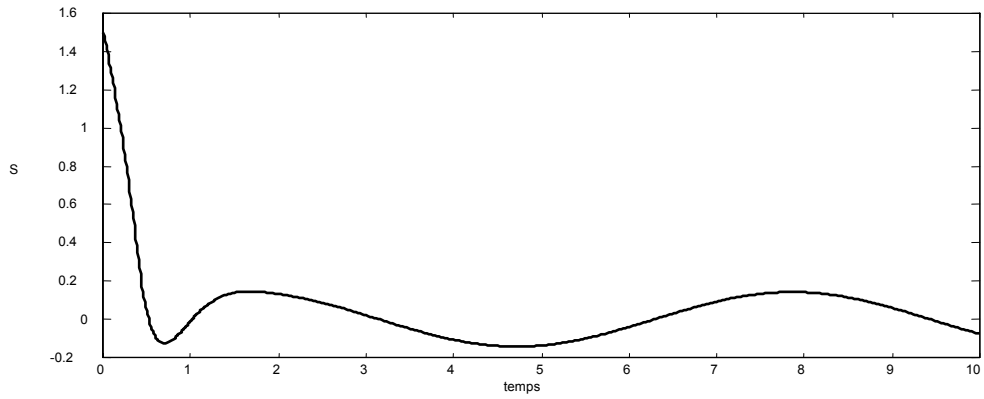
Fig.2.7.10. Cas où la largeur de la bande est égale à 0.08.



a. Évaluation de la sortie du système.



b. Variation de la commande continue ( $\phi=0.3$ )



c. Variation de la surface  $S$ .

Fig.2.7.11. Cas où la bande est égale à 0.3.

Dans la figure (2.7.12), on illustre l'influence du choix de gain de glissement sur le temps de ralliement du point d'équilibre.

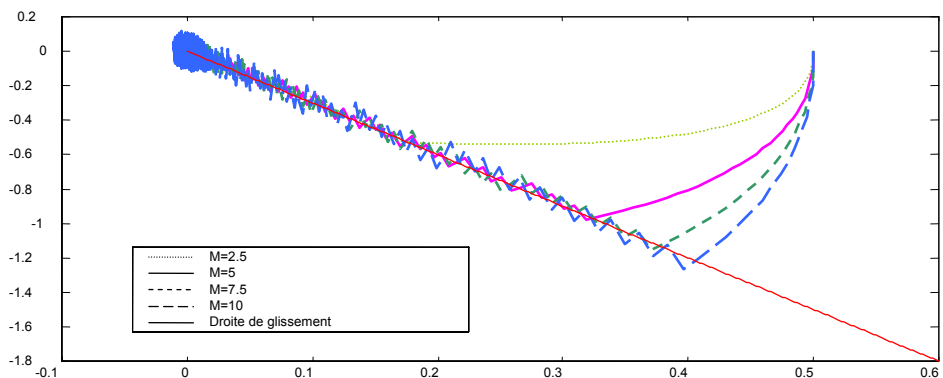


Fig.2.7.12. Plan de phase pour des gains différents.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons effectué une synthèse des principaux résultats sur la commande à structure variable en régime glissant dans le formalisme classique.

L'intérêt majeur de cette approche se situe d'une part dans la simplicité de mise en œuvre de la loi de commande, d'autre part dans la synthèse des coefficients de la surface de glissement. On peut facilement prendre en compte aussi bien en terme de stabilité que de robustesse, les non-linéarités,

les saturations et l'imprécision des paramètres identifiés du processus à commander. C'est un avantage non négligeable qui permet de connaître les limites de fonctionnement à ne pas dépasser.

Néanmoins, dans certains cas, les performances du système peuvent être altérées à cause d'un phénomène de broutement qui se manifeste dans la commande. En plus, la réduction de l'ordre du système ne permet pas toujours d'atteindre l'objectif imposé de la dynamique désirée. En effet, si l'on considère le cas particulier d'un système de degré relatif égal à un, la surface de glissement correspondante, d'ordre zéro, permet de stabiliser le système sur l'origine mais ne peut définir la manière de l'atteindre.

Les extensions méthodologiques ont concerné uniquement le phénomène de broutement et ont permis sa diminution. Cependant, elles ont donné naissance à d'autres problèmes tels que la complexité de la mise en œuvre de la loi de commande, l'existence d'un compromis entre la robustesse du régulateur et les performances du système.

On évite ainsi les phénomènes de broutement liés à des commutations trop rapides de l'entrée et la réduction de l'ordre du système en boucle fermée.

Ainsi, la loi de commande par mode glissant assure à la fois, robustesse, performance et simplicité avec le problème propre de broutement qui doit être réduit car dangereux pour les actionneurs.

## Chapitre 3

---

# INTRODUCTION A LA COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE

## **INTRODUCTION A LA COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE**

La commande adaptative a débutée dans les années 50s comme solution pour contrôler les processus fonctionnant sous des conditions et environnement variables dans le temps. Dans les années 60 plusieurs contributions de la théorie de la commande ont été introduites dans le développement de la commande adaptative, comme par exemple l'approche d'état et les théories de stabilité... De nombreuses méthodes d'estimation ont été élaborés et introduites dans le contrôle adaptatif dès le début des années 70s.

L'étude de la stabilité de la commande adaptative a commencé au début des années 80s en parallèle avec une rapide évolution en micro-électronique ce qui a permis d'implémenter des régulateurs adaptatifs sur des systèmes à microprocesseurs.

Les principes généraux de la commande adaptative sont présentés dans ce chapitre.

### **3.1 Concept de la commande adaptative**

En pratique le système à contrôler possède des paramètres incertains au début de l'opération de commande rendant difficile la satisfaction d'un cahier des charges préétabli. Malgré que cette incertitude paramétrique disparaisse en temps réel par un certain mécanisme d'ajustement, elle peut causer une instabilité du système de commande. Dans d'autres cas, le phénomène inverse se produit, où on démarre avec des paramètres connus et certains, mais au cours de fonctionnement, ces paramètres évoluent perdant leurs valeurs devenant incertains. Donc sans un ajustement continu du contrôleur, le régulateur initial s'avère inefficace.

Généralement, l'objectif principal de la commande adaptative est de maintenir des performances désirées pour un



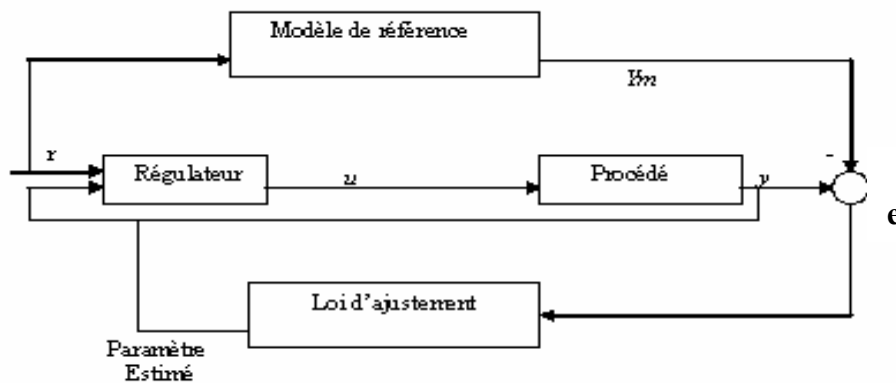
systeme en presence d'incertitudes ou variations parametriques du procede.

Un regulateur adaptatif differe d'un regulateur ordinaire dans le fait que les parametres du premier sont variables et qu'un certain mecanisme d'ajustement de ces parametres existe .Dans le present travail nous nous proposons d'utiliser la commande adaptative floue

### 3.1.1. Commande adaptative par modele de reference

Generalement, une commande adaptative a modele de reference est presentee comme le montre la figure 3.1 Elle est composee de 4 parties :

1. le procede contenant les parametres inconnus.
2. un modele de reference specifiant les performances desirees.
3. une loi de commande contenant les parametres ajustables
4. un mecanisme d'ajustement pour l'adaptation des parametres ajustables.



**Fig.3.1** Commande adaptative a modele de reference.

- Le procede est suppose avoir une structure a parametres inconnus.
- Le modele de reference est utilise pour specifier la reponse ideale de notre systeme.

- Le régulateur est décrit généralement par un certain nombre de paramètres ajustables, qui seront ajustés par un mécanisme d'ajustement.
- Le mécanisme d'ajustement est utilisé pour adapter les paramètres dans la loi de commande. La loi d'ajustement permet d'obtenir les valeurs des paramètres pour lesquelles la réponse du système sous la commande adaptative suit la réponse du modèle de référence, c'est à dire, imposer à l'erreur de poursuite de converger vers zéro.

Dans la commande adaptative à modèle de référence, on rencontre deux structures : la commande adaptative directe et la commande adaptative indirecte.

Dans la commande adaptative directe, les paramètres du procédé et ceux du régulateur seront reliés les uns aux autres pour former une seule structure paramétrique qui sera ajustée par le mécanisme d'ajustement. Donc, dans ce type de commande, la loi de commande est générée directement sans estimation propre aux paramètres du procédé.

Dans commande adaptative indirecte (figure 3.2) on estime les paramètres du système à contrôler en première phase.

L'appellation indirecte vient du fait qu'on estime d'abord les paramètres du procédé pour les utiliser dans l'élaboration de la loi de commande.

Pour analyser et concevoir un système a commande adaptative, on trouve essentiellement 2 approches :

1. méthode du gradient.
2. méthode de la synthèse par LYAPUNOV.

#### 3.1.4. Approche du gradient

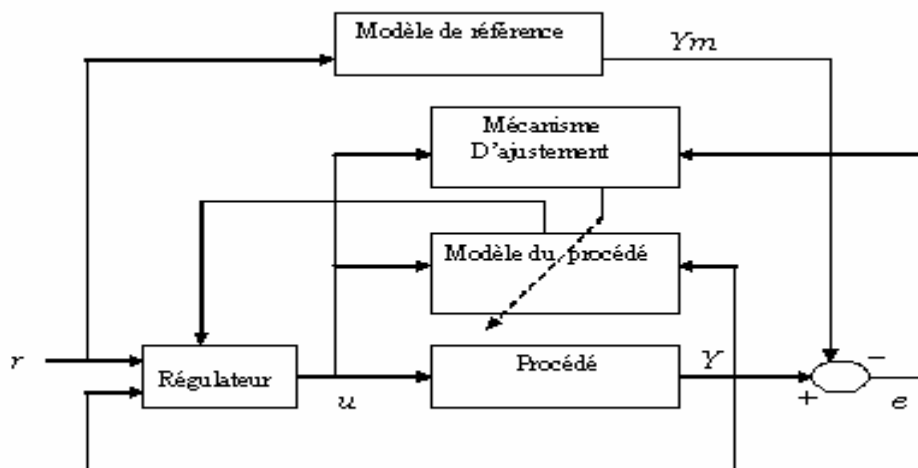
Cette approche est basée sur l'hypothèse que les paramètres du procédé changent d'une manière très lente par rapport aux

autres variables dans le système. On utilise l'approche du gradient qui ne fournit pas nécessairement un système stable en boucle fermée. Le mécanisme d'ajustement des paramètres est appelé MIT.

### Règle MIT

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

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (3.1)$$



**Fig. 3.2.** Commande adaptative indirecte

Pour obtenir le min de  $J$ , il est logique de changer les paramètres dans la direction négative du gradient de  $J$ , c'est à dire que l'on a :

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (3.2)$$

Cette règle MIT fonctionnera bien si le gain d'adaptation  $\gamma$  est faible. La grandeur permise de  $\gamma$  dépendra alors de l'amplitude du signal de référence et du gain du procédé. Par

conséquent, il n'est pas possible de donner des limites fixées qui peuvent garantir la stabilité, donc la règle MIT peut donner un système instable en boucle fermée. Une loi d'ajustement modifiée utilisant la théorie de stabilité peut alors être introduite.

### 3.1.5. Stabilité selon Lyapunov

Dans cette approche nous allons essayer de trouver des lois d'ajustements de telle sorte que la convergence de l'erreur vers zéro soit garantie.

Lyapunov a introduit sa méthode directe pour étudier la stabilité d'une solution à une équation différentielle non linéaire. Le principe de base de cette méthode est l'extension d'une observation physique fondamentale : si l'énergie totale d'un système mécanique (ou électrique) est continuellement dissipée, alors le système convergera vers un état d'équilibre. Donc, on peut conclure la stabilité d'un système donné par simple examen d'une certaine fonction scalaire.

Soit l'équation différentielle

$$\dot{x} = f(x, t) \quad ; \quad f(0, t) = 0 \quad (3.3)$$

Où  $x$  est le vecteur d'état de dimension  $n$ , l'origine est supposée être un point d'équilibre.

Soit la fonction  $V : \mathbb{R}^{n+1} \rightarrow \mathbb{R}$  satisfaisant les conditions :

1.  $V(0, t) = 0 \quad \forall t \in \mathfrak{R}$
2.  $V$  est différentiable en  $x$  et en  $t$
3.  $V$  est définie positive, c'est-à-dire,  $V(x, t) \geq g(\|x\|) > 0$  ou  $g : \mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}$  est une fonction continue et croissante avec :  
 $\lim_{x \rightarrow \infty} g(x) \rightarrow \infty$ .

Une condition suffisante pour la stabilité asymptotique uniforme du système est que la fonction :

$$\dot{V}(x,t) = f(x,t)gradV + \frac{\partial V}{\partial t} < 0 \quad \text{pour } \underline{x} \neq 0 \quad (3.4)$$

D'où  $\dot{V}(x,t)$  est définie négative.

La théorie de la stabilité selon Lyapunov peut être utilisée pour concevoir une loi de commande adaptative qui peut garantir la stabilité du système en boucle fermée.

### 3.2. Les contrôleurs flous adaptatifs

#### 3.2.1. Introduction

L'étude de la stabilité d'un asservissement est un point clé des méthodes de synthèse de l'automatique. Les trois principaux avantages du contrôle flou développés dans la littérature sont les suivants :

1. Temps de développement court.
2. Conception du type système expert (utilisation des connaissances issues d'expertise).
3. la robustesse du contrôle flou.

Les deux grandes classes formant le contrôle adaptatif peuvent être discernés selon que le contrôleur soit élaboré directement ou indirectement.

#### 3.2.2 Contrôleur flou adaptatif direct

La commande floue adaptative directe est basée sur la technique de contrôle adaptatif classique utilisant un contrôleur flou et dont la stabilité est garantit par la méthode de stabilité de Lyapounov.

#### 3.2.3 Contrôleur flou adaptatif indirect

La technique de contrôle adaptatif indirect est utilisée pour estimer par logique floue les paramètres du système afin d'élaborer une commande adaptative floue indirecte ce que nous développons dans ce qui suit[82].

Considérons le système suivant :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
\dot{x}_2 &= x_3 \\
&\dots \\
\dot{x}_n &= f(x_1, \dots, x_n) + g(x_1, \dots, x_n)u \\
y &= x_1
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Ou de la forme équivalente :

$$\begin{aligned}
x_n^{(n)} &= f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u \\
y &= x
\end{aligned} \tag{3.6}$$

où  $f$  et  $g$  sont des fonctions continues inconnues,  $u \in \mathbb{R}$  et  $y \in \mathbb{R}$  sont l'entrée et la sortie du système respectivement,  $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état du système qui est supposé observable. Pour que (3.5) soit commandable il faut que  $g(x) \neq 0$  avec  $x \in U_c$  et  $U_c \in \mathbb{R}^n$  ( $U_c$  région de commandabilité),  $g(x)$  est une fonction continue, on suppose que  $g(x) > 0$  pour  $x \in U_c$ .

L'objectif de la commande est de forcer  $y$  à suivre un signal de référence borné  $y_m(t)$ , sous la contrainte que tous les signaux impliqués soient bornés. Plus spécifiquement il s'agit de déterminer la commande par retour d'état  $u = u(x/\theta)$  et une loi d'adaptation pour ajuster les paramètres du vecteur  $\theta$ .

Soit  $e$  l'erreur de poursuite donnée par  $e = y_m - y$

On prend  $e = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T$  et  $k = (k_n, k_{n-1}, \dots, k_1)^T \in \mathbb{R}^n$  tel que toutes les racines du polynôme  $h(s) = s^n + k_1 s^{n-1} + \dots + k_n$  soient dans le demi-plan gauche.

a)  $f$  et  $g$  sont connues, alors la loi de commande s'exprime par :

$$u = \frac{1}{g(x)} [-f(x) + y_m^{(n)} + k^T e] \tag{3.7}$$

Ce qui donne :

$$e^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = 0 \tag{3.8}$$

Qui résulte en :  $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$

b)  $f$  et  $g$  sont inconnues, on remplace  $f$  et  $g$  par des systèmes flous, alors la loi de commande s'exprime par :

$$u_c = \frac{1}{\hat{g}(x/\theta_g)} \left[ -\hat{f}(x/\theta_f) + y_m^{(n)} + k^T e \right] \quad (3.9)$$

En appliquant (3.9) à (3.6) on trouve :

$$e^{(n)} = -k^T e + \left[ \hat{f}(x/\theta_f) - f(x) \right] + \left[ \hat{g}(x/\theta_g) - g(x) \right] u_c \quad (3.10)$$

Qui est équivalent à :

$$\dot{e} = A_c e + b_c \left[ \left( \hat{f}(x/\theta_f) - f(x) \right) + \left( \hat{g}(x/\theta_g) - g(x) \right) u_c \right] \quad (3.11)$$

où :

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & -k_{n-2} & -k_{n-3} & \dots & -k_3 & -k_2 & -k_1 \end{bmatrix}; \quad b_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Vu que  $A_c$  est stable ( $|sI - A_c| = s^n + k_1 s^{n-1} + \dots + k_n = 0$  Hurwitz), il existe une matrice symétrique  $P(n \times n)$  unique qui satisfait l'équation de Lyapunov :

$$A_c^T P + P A_c = -Q \quad (3.13)$$

Où  $Q$  est une matrice arbitraire définie positive de dimension  $n \times n$ .

Soit :

$V_e = \frac{1}{2} e^T P e$ , alors en utilisant (3.11) et (3.13) on a :

$$\dot{V}_e = \frac{1}{2} \dot{e}^T P e + \frac{1}{2} e^T P \dot{e} = -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P b_c \left[ \left( \hat{f}(x/\theta_f) - f(x) \right) + \left( \hat{g}(x/\theta_g) - g(x) \right) u_c \right] \quad (3.14)$$

Pour que  $x_i = y_m^{(i-1)} - e^{(i-1)}$  soit borné, il faut que  $V_e$  soit bornée, ce qui signifie que  $\dot{V}_e \leq 0$  lorsque  $V_e$  est supérieure à une constante  $\bar{V}$ . Il est cependant difficile de concevoir  $u_c$ , tel que le dernier terme de (3.14) soit négatif.

Pour résoudre ce problème, on ajoute un autre terme,  $u_s$  à  $u_c$

$$d'où : \Rightarrow u = u_c + u_s \quad (3.15)$$

$u_s$ : signal de contrôle du superviseur.

A ce niveau on détermine  $u_s$  tel que :  $\dot{V}_e \leq 0$  quand  $V_e \geq \bar{V}$ .

En substituant (3.15) dans (3.6), on obtient la nouvelle expression de l'erreur :

$$\dot{e} = A_c e + b_c \left[ \left( \hat{f}(x/\theta_f) - f(x) \right) + \left( \hat{g}(x/\theta_g) - g(x) \right) u_c - g(x) u_s \right] \quad (3.16)$$

En utilisant (3.16) et (3.13) on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P b_c \left[ \left( \hat{f}(x/\theta_f) - f(x) \right) + \left( \hat{g}(x/\theta_g) - g(x) \right) u_c - g(x) u_s \right] \\ \dot{V}_e &\leq -\frac{1}{2} e^T Q e + \left| e^T P b_c \left[ \left| \hat{f}(x/\theta_f) \right| + \left| f(x) \right| + \left| \hat{g}(x/\theta_g) u_c \right| + \left| g(x) u_c \right| \right] \right| - e^T P b_c g(x) u_s \end{aligned} \quad (3.17)$$

La conception de la commande  $u_s$  telle que le dernier terme de (3.17) soit négatif nécessite la connaissance des limites des fonctions  $f$  et  $g$ .

Pour ce faire, on considère la supposition suivante :

On détermine :



$f^u, g^u$  et  $g_l$  tel que  $|f(x)| \leq f^u$  et  $g_l \leq g(x) \leq g^u$  pour  $x \in U_c$ , ou  $f^u < \infty, g^u < \infty$  et  $g_l \geq 0$ .

Le superviseur  $u_s$  est choisi comme suit [76] :

$$u_s = \begin{cases} \text{sgn}(e^T P b_c) \frac{1}{g_l} \left[ |\hat{f}(x/\theta_f)| + f^u + |\hat{g}(x/\theta_g)u_c| + |g^u u_c| \right] & \text{si}(V_e > \bar{V}) \\ 0 & \text{si}(V_e \leq \bar{V}) \end{cases} \quad (3.18)$$

En substituant (3.18) dans (3.17) et en considérant le cas où  $V_e \geq \bar{V}$ , on a :

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &\leq -\frac{1}{2} e^T Q e + \left[ |e^T P b_c| \left( |\hat{f}(x/\theta_f)| + |f(x)| + |\hat{g}(x/\theta_g)u_c| + |g(x)u_c| - \frac{g(x)}{g_l} \left( |\hat{f}(x/\theta_f)| + f^u + |\hat{g}(x/\theta_g)u_c| + |g^u u_c| \right) \right) \right] \\ \Rightarrow \dot{V}_e &\leq -\frac{1}{2} e^T Q e \leq 0 \end{aligned} \quad (3.19)$$

La prochaine étape consiste à remplacer  $\hat{f}$  et  $\hat{g}$  par la formule spécifique du système flou, et à développer une loi d'adaptation pour ajuster les paramètres du système flou afin de forcer la convergence de l'erreur de poursuite.

On définit d'abord :

$$\theta_f = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[ \sup_{x \in U_c} |\hat{f}(x/\theta_f) - f(x)| \right] \quad (3.20)$$

$$\theta_g = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left[ \sup_{x \in U_c} |\hat{g}(x/\theta_g) - g(x)| \right] \quad (3.21)$$

où  $\Omega_f$  et  $\Omega_g$  sont les ensembles des contraintes  $\theta_f$  et  $\theta_g$  respectivement.

Pour  $\Omega_f$  on exige que  $\theta_f$  doit être bornée.

$$\Omega_f = \{ \theta_f : |\theta_f| \leq M_f \} \quad (3.22)$$

où  $M_f$  est une constante positive spécifiée par le concepteur. En plus des contraintes précédentes, on exige pour  $\Omega_g$  aussi que  $\hat{g}(x/\theta_g)$  soit positive.

$$\Omega_g = \{\theta_g : |\theta_g| \leq M_g, y^{-l} \geq \varepsilon\} \quad (3.23)$$

où  $M_g, \varepsilon$  sont des constantes positives spécifiées par le concepteur.

Soit :

$$w = (\hat{f}(x/\theta_f^*) - f(x)) + (\hat{g}(x/\theta_g^*) - g(x))u_c \quad (3.24)$$

L'équation de l'erreur minimale d'approximation peut être réécrite comme suit :

$$\dot{e} = A_c e + b_c \left[ (\hat{f}(x/\theta_f) - \hat{f}(x/\theta_f^*)) + (\hat{g}(x/\theta_g) - \hat{g}(x/\theta_g^*))u_c + w \right] - b_c g(x)u_s \quad (3.25)$$

Si  $\hat{f}$  et  $\hat{g}$  sont du type flou, alors (3.25) peut être réécrite de la façon suivante :

$$\dot{e} = A_c e + b_c w + b_c \left[ \Phi_f^T \xi(x) + \Phi_g^T \xi(x)u_c \right] - b_c g(x)u_s \quad (3.26)$$

où :  $\Phi_f = \theta_f - \theta_f^*$ ,  $\Phi_g = \theta_g - \theta_g^*$ , et  $\xi(x)$  est une fonction floue.

Considérons la fonction de LYAPUNOV :

$$V = \frac{1}{2} e^T P e + \frac{1}{2\gamma_1} \Phi_f^T \Phi_f + \frac{1}{2\gamma_2} \Phi_g^T \Phi_g \quad (3.27)$$

où :  $\gamma_1$  et  $\gamma_2$  sont des constantes positives.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P b_c w - g(x) e^T P b_c u_s + \frac{1}{2\gamma_1} \Phi_f^T \left[ \dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T P b_c \xi(x) \right] + \frac{1}{2\gamma_2} \Phi_g^T \left[ \dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T P b_c \xi(x) u_c \right]$$

on pose :

$$A = \frac{1}{2\gamma_1} \Phi_f^T \left[ \dot{\theta}_f + \gamma_1 e^T P b_c \xi(x) \right]$$

$$B = \frac{1}{2\gamma_2} \Phi_g^T \left[ \dot{\theta}_g + \gamma_2 e^T P b_c \xi(x) u_c \right]$$

$$\Rightarrow \dot{V} = -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T P b_c w - g(x)e^T P b_c u_s + A + B \quad (3.28)$$

où on utilise (3.13) et  $\dot{\Phi}_g = \dot{\theta}_g$ ,  $\dot{\Phi}_f = \dot{\theta}_f$

A partir de (3.18) et  $g(x) > 0$  on a :  $g(x)e^T P b_c u_s \geq 0$

En choisissant les lois d'adaptation suivantes :

$$\dot{\theta}_f = -\gamma_1 e^T P b_c \xi(x) \quad (3.29)$$

$$\dot{\theta}_g = -\gamma_2 e^T P b_c \xi(x) u_c \quad (3.30)$$

On obtient alors à partir de (3.28) :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2}e^T Q e + e^T P b_c w \quad (3.31)$$

Les fonctions  $\hat{f}(x/\theta_f)$  et  $\hat{g}(x/\theta_g)$  sont construites comme suit :

$$\hat{f}(x/\theta_f) = \theta_f^T \xi(x) \quad (3.32)$$

$$\hat{g}(x/\theta_g) = \theta_g^T \xi(x) \quad (3.33)$$

Avec :

$$\xi^{(l_1, \dots, l_n)}(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^{l_i}}(x_i)}{\sum_{l_1}^{m_1} \dots \sum_{l_n}^{m_n} \left( \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^{l_i}}(x_i) \right)} \quad (3.34)$$

On considère le système (3.5) avec : la commande (3.15), avec (3.9) et (3.18),  $\hat{f}$ ,  $\hat{g}$  de (3.32) et (3.33)

a)  $|\theta_f| \leq M_f$ ,  $|\theta_g| \leq M_g$  et  $\theta_g \geq \varepsilon$

$$|x| \leq |y_m| + \sqrt{\frac{2\bar{V}}{\lambda_{\min}}} \quad (3.35)$$

$$|u| \leq \frac{1}{\varepsilon} + \left( M_f + |y_m^{(n)}| + |k| \sqrt{\frac{2\bar{V}}{\lambda_{\min}}} \right) + \frac{1}{g_l} \left[ M_f + |f^u| + \frac{1}{\varepsilon} (M_g + g^u) \times \left( M_f + |y_m^{(n)}| + |k| \sqrt{\frac{2\bar{V}}{\lambda_{\min}}} \right) \right] \quad (3.36)$$

$\lambda_{\min}$  : est la valeur propre minimale de P.

On utilise les lois d'adaptation suivantes pour ajuster le vecteur de paramètres  $\theta_f$ .

$$\dot{\theta}_f = \begin{cases} -\gamma_1 e^T P b_c \xi(x) & \text{si } (|\theta_f| < M_f) \text{ où } (|\theta_f| = M_f \text{ et } e^T P b_c \theta_f^T \xi(x) \geq 0) \\ P \{-\gamma_1 e^T P b_c \xi(x)\} & \text{si } (|\theta_f| = M_f \text{ et } e^T P b_c \theta_f^T \xi(x) < 0) \end{cases} \quad (3.37)$$

Où:

$$P \{-\gamma_1 e^T P b_c \xi(x)\} = -\gamma_1 e^T P b_c \xi(x) + \gamma_1 e^T P b_c \frac{\theta_f \theta_f^T \xi(x)}{|\theta_f|^2} \quad (3.38)$$

On utilise les lois d'adaptation suivantes pour ajuster le vecteur de paramètres  $\theta_g$ .

$$\dot{\theta}_g = \begin{cases} -\gamma_2 e^T P b_c \xi(x) u_c & \text{si } (|\theta_g| < M_g) \text{ où } (|\theta_g| = M_g \text{ et } e^T P b_c \theta_g^T \xi(x) u_c \geq 0) \\ P \{-\gamma_2 e^T P b_c \xi(x) u_c\} & \text{si } (|\theta_g| = M_g \text{ et } e^T P b_c \theta_g^T \xi(x) u_c < 0) \end{cases} \quad (3.39)$$

Où:

$$P\{-\gamma_2 e^T P b_c \xi(x) u_c\} = -\gamma_2 e^T P b_c \xi(x) u_c + \gamma_2 e^T P b_c \frac{\theta_g \theta_g^T \xi(x) u_c}{|\theta_g|^2} \quad (3.40)$$

On se propose de valider l'approche adaptative floue sur un pendule inverse classique.

### 3.2.4 Commande adaptative floue d'un pendule inversé

$$\begin{aligned} x_1 &= \theta \\ x_2 &= \dot{\theta} \end{aligned}$$

$$\begin{cases} x_1 = x_2 \\ x_2 = \frac{g \sin x_1 - \frac{m l x_2^2 \cos x_1 \sin x_1}{m + m_c}}{l \left( \frac{4}{3} - \frac{m \cos^2 x_1}{m + m_c} \right)} + \frac{\frac{\cos x_1}{m + m_c}}{l \left( \frac{4}{3} - \frac{m \cos^2 x_1}{m + m_c} \right)} u \end{cases} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} g &= 9.81 \text{ m/s}^2 \\ m_c &= 1 \text{ kg} \\ m &= 0.1 \text{ kg} \\ l &= 0.5 \text{ m} \end{aligned}$$

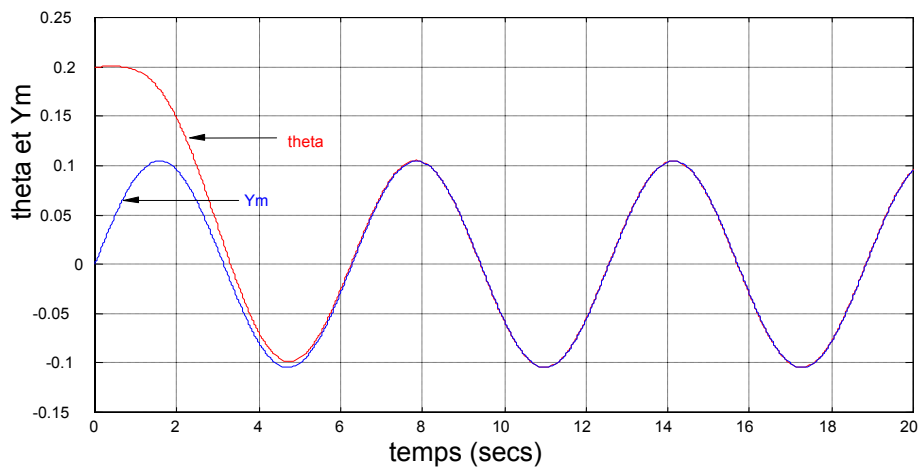
On considère comme signal de référence  $y_m(t) = \frac{\pi}{30} \sin(t)$ .

3.2.3.a)  $f$  et  $g$  sont connues :

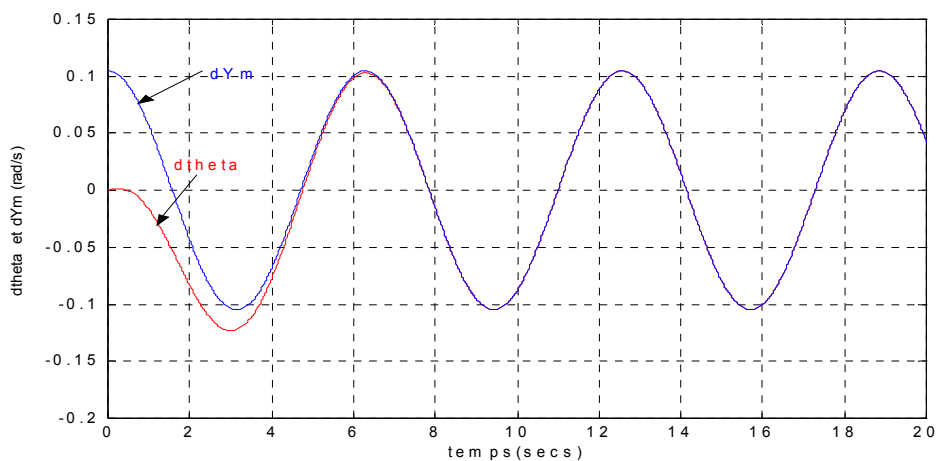
$$f(x_1, x_2) = \frac{g \sin x_1 - \frac{m l x_2^2 \cos x_1 \sin x_1}{m + m_c}}{l \left( \frac{4}{3} - \frac{m \cos^2 x_1}{m + m_c} \right)} \quad \text{et} \quad g(x_1, x_2) = \frac{\frac{\cos x_1}{m + m_c}}{l \left( \frac{4}{3} - \frac{m \cos^2 x_1}{m + m_c} \right)}$$

La commande est alors donnée par  $u = \frac{1}{g(x)} [-f(x) + \ddot{y}_m + k^T e]$

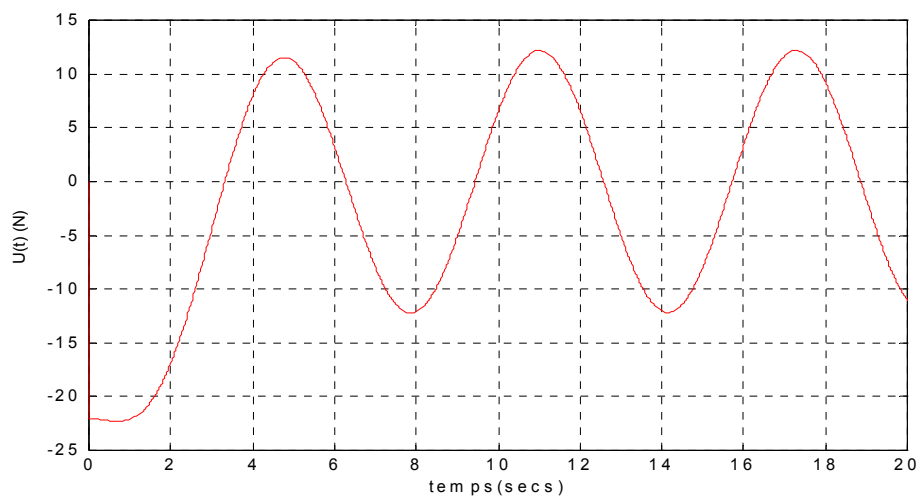
Les résultats de simulation sont illustrés par les graphes suivants pour les conditions initiales  $x(0)=[0.2 \ 0]^T$ .



**Fig.3.3.a.1.** Angle  $\theta$  du pendule et référence



**Fig.3.3.a.2.** Vitesse angulaire



**Fig.3.3.a.3.** Commande  $u(t)$

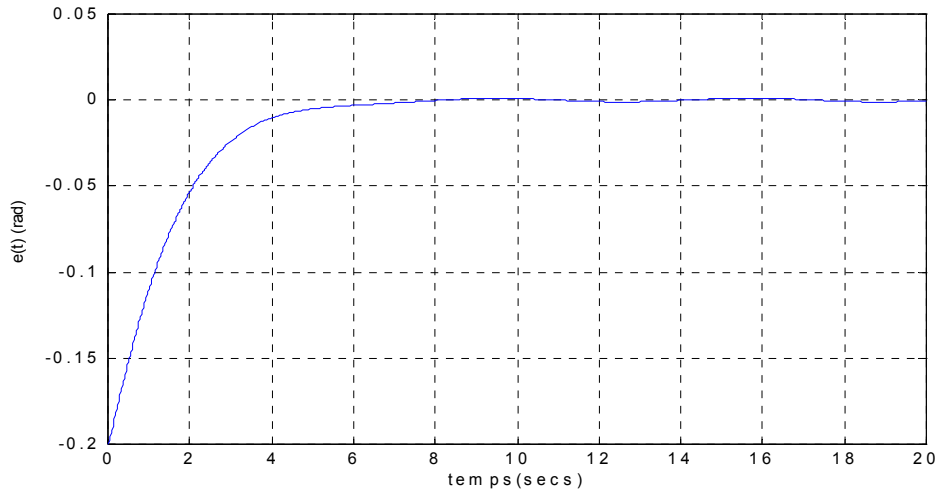


Fig.3.3.a.4. Erreur e (t)

3.3.b)  $f$  et  $g$  sont inconnues, on remplace  $f$  et  $g$  par des systèmes flous dont on a besoin d'en déterminer les limites :  $f^u$ ,  $g^u$  et  $g_l$ . Pour ce système, on a :

$$\Rightarrow u_c = \frac{1}{\hat{g}(x)} [-\hat{f}(x) + \ddot{y}_m + k^T e]$$

$$|f(x_1, x_2)| = \left| \frac{g \sin x_1 - \frac{m x_2^2 \cos x_1 \sin x_1}{m + m_c}}{l \left( \frac{4}{3} - \frac{m \cos^2 x_1}{m + m_c} \right)} \right| \quad (3.42)$$

$$|f(x_1, x_2)| \leq \frac{9.81 - \frac{0.025}{1.1} x_2^2}{\left( \frac{2}{3} - \frac{0.05}{1.1} \right)}$$

$$\Rightarrow f^u = 15.78 + 0.0366 x_2^2$$

$$|g(x_1, x_2)| = \left| \frac{\frac{\cos x_1}{m + m_c}}{l \left( \frac{4}{3} - \frac{m \cos^2 x_1}{m + m_c} \right)} \right| \quad (3.43)$$

$$|g(x_1, x_2)| \leq \frac{1}{1.1 \left( \frac{2}{3} - \frac{0.05}{1.1} \right)}$$

$$\Rightarrow g^u = 1.46$$

$$|x_1| \leq \frac{\pi}{6}$$

$$|g(x_1, x_2)| \geq \frac{\cos \frac{\pi}{6}}{1.1 \left( \frac{2}{3} - \frac{0.05}{1.1} \cos^2 \frac{\pi}{6} \right)} = 1.12$$

$$\Rightarrow g_l = 1.12 \quad (3.40)$$

$$|x_1| \leq \frac{\pi}{6} \quad \text{et} \quad |u| \leq 180 \quad (3.41)$$

On détermine les paramètres :  $M_f, M_g, \varepsilon, k_1, k_2$  et  $\bar{V}$ .

$$|y_m| \leq \frac{\pi}{15}, \quad \text{et selon la règle (3.35)} \quad \sqrt{\frac{2\bar{V}}{\lambda_{\min}}} \leq \pi/10$$

On considère  $k_1 = 2$ ,  $k_2 = 1$  et  $Q = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}$

La résolution de l'équation (3.13) donne :

$$P = \begin{bmatrix} 15 & 5 \\ 5 & 5 \end{bmatrix} \Rightarrow \lambda_{\min} = 2.93$$

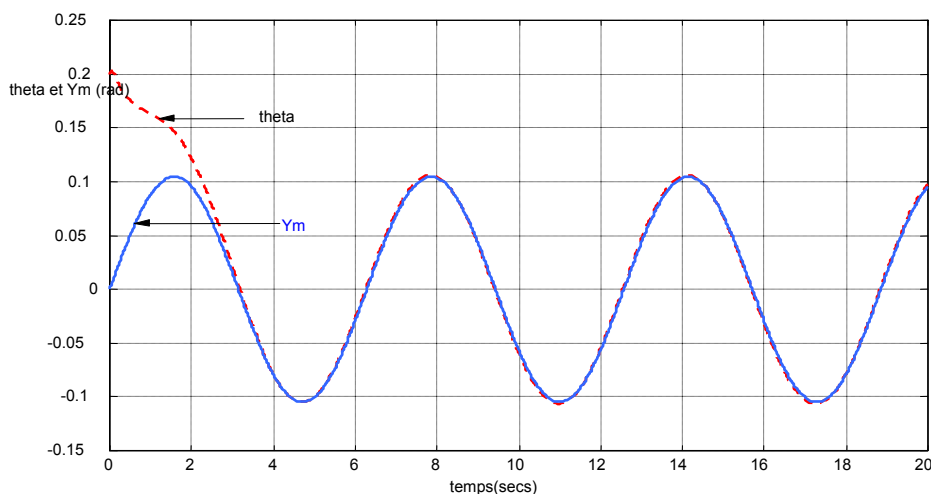
$$\Rightarrow \bar{V} = 0.267$$

$$M_f = 16$$

$$(3.35) \text{ et } (3.36) \Rightarrow M_g = 1.6$$

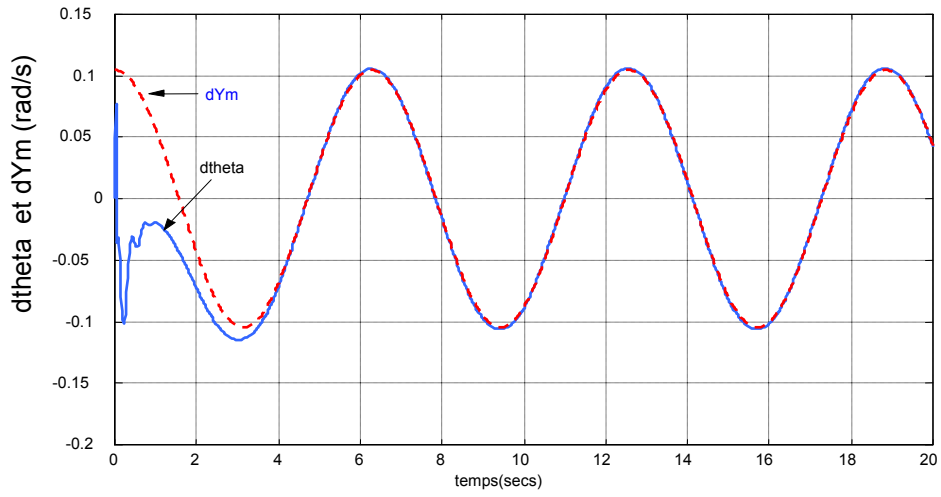
$$\varepsilon = 0.7$$

$$x(0) = (0.2, 0)^T$$

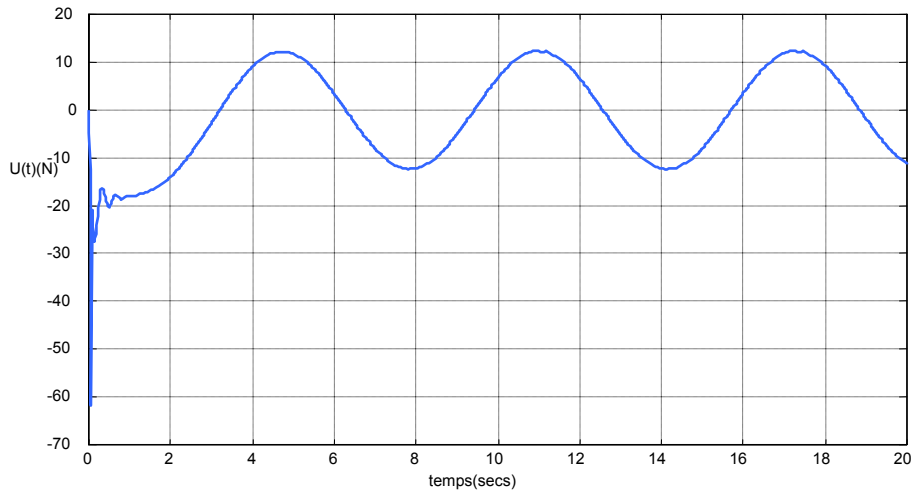


**Fig. 3.3.b.1.** Angle

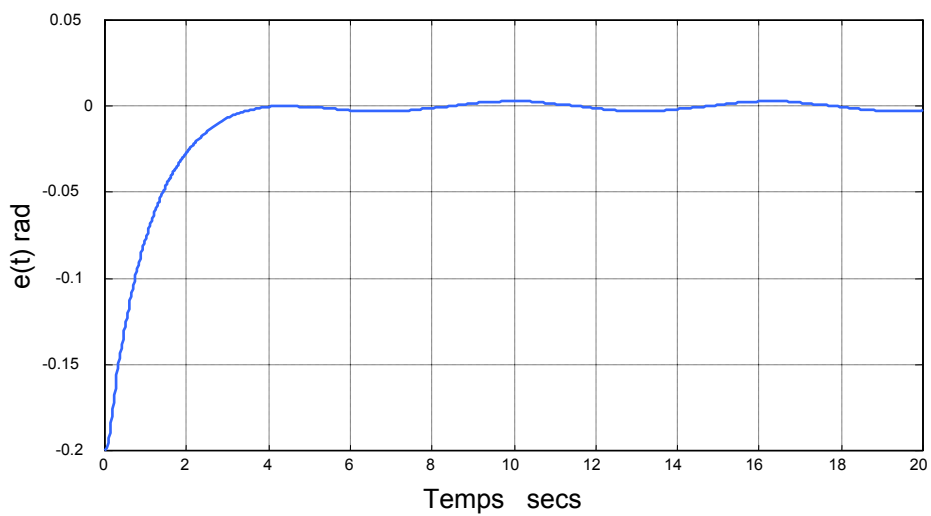




**Fig.3.3.b.2** Vitesse angulaire et référence.



**Fig.3.3.b.3** Commande  $u(t)$



**Fig.3.3.b.4** Erreur  $e(t)$

3.3.c) Cas d'une perturbation  $p(t)=0.01\sin(t)$

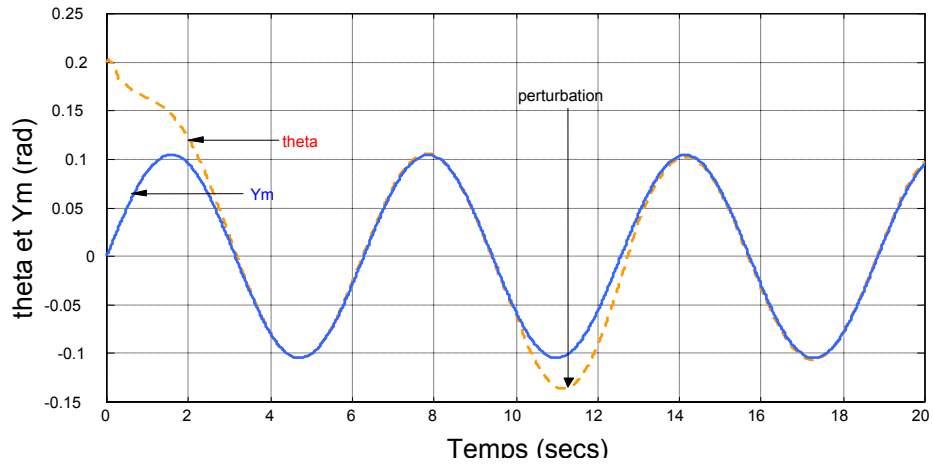


Fig.3.3.c.1. Angle

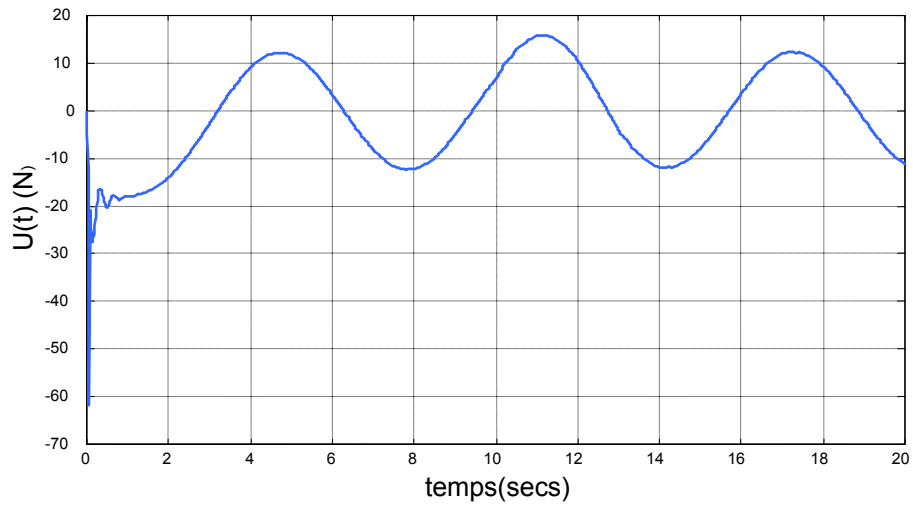


Fig.3.3.c.3 Commande u(t)

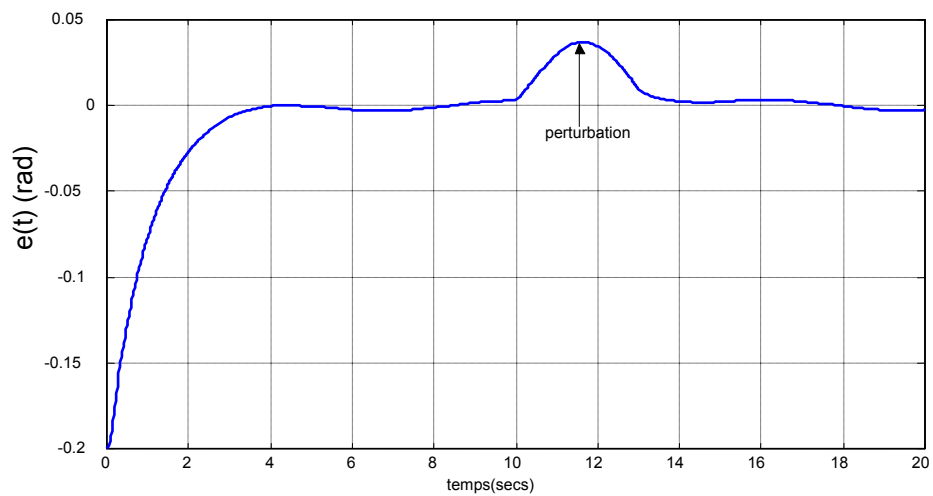


Fig.3.3.c.4 Erreur

L'application de ces techniques à un système électro-énergétique constitué d'une machine synchrone reliée à un jeu de barres infini par une ligne de transmission double fait l'objet du chapitre suivant.

## Chapitre 4

---

# Application à la commande d'un système de puissance électro-énergétique

## Application de la commande à la machine synchrone

### 4.1. Introduction:

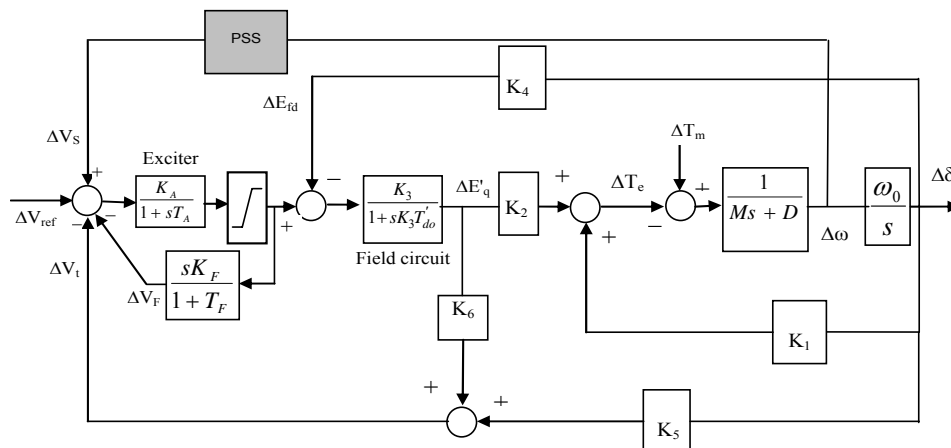
Un système électro-énergétique est un ensemble d'équipements électriques destinés à produire, transporter et distribuer l'énergie électrique aux consommateurs, les machines synchrones constituant le centre des systèmes électro-énergétiques.

Les machines synchrones constituent la plus grande catégorie des machines à courant alternatif. Elles sont réversibles et peuvent fonctionner indifféremment en générateur « alternateurs » ou en moteur.

La machine fonctionne en synchronisme signifie que la vitesse de rotation de l'arbre de sortie (rotor) est égale à la vitesse de rotation du champ tournant.

### 4.2. Représentation et mise en équations de la machine [40]

L'étude de la machine synchrone est très complexe si on tient compte de sa configuration exacte, les équations du système sont données en annexe.



**Fig.4.1** Modèle linéaire de la machine synchrone

Les systèmes électro-énergétiques subissent en permanence des variations des conditions de fonctionnement causant parfois des oscillations de basse fréquence [3][40][43][44][6] pouvant

limiter l'écoulement de puissance dans le meilleur des cas et résultant parfois en une perte de synchronisme. Afin d'y remédier de nombreux auteurs ont préconisés l'ajout d'un signal issu d'un stabilisateur de puissance PSS (Power System Stabilizer) permettant la suppression rapide des ces oscillations [1] [6][7][15][16][36][38][42][65]. On utilisera les modèles linéaires [16]et non linéaires[65] existant dans la littérature pour développer des stabilisateurs basés d'abord sur les techniques de mode glissant, de logique floue adaptative et non adaptative et enfin la simulation d'un PSS FSMC avec un superviseur flou .

### 4.3. Application des techniques de commande à la machine synchrone

#### 4.3.1. Commande par mode glissant

On applique la commande par mode glissant à un système de puissance constitué d'une machine synchrone relié à un bus infini par une double ligne de transmission.

Soit l'équation d'état du système

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.14)$$

Avec :

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6]^T = [\Delta w \ \Delta \delta \ \Delta E_q \ \Delta E_{fd} \ \Delta V_R \ \Delta V_E]$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -0.12 & -0.14 & 0 & 0 & 0 \\ 314.16 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.31 & -0.46 & 0.17 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1 & 2 & 0 \\ 0 & 111.33 & -317.11 & 0 & -20 & -1000 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 & 0.2 & -2 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1000 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

En admettant que le mode glissant existe, on choisit une fonction de Lyapounov candidate de la forme classique :

$$V = \frac{1}{2} S(t)^2$$

$$\Rightarrow \dot{V} = S(t)\dot{S}(t)$$

telle que la dérivée  $\dot{V} \leq 0$

une solution possible est que

$$\dot{S}(t) = -K \text{sign}(S(t))$$

La surface de glissement est exprimée comme suit :

$$S(t) = Gx(t) \quad (4.17)$$

La dérivée de l'équation (4.17), donne :

$$\dot{S}(t) = -K \text{sign}(S(t)) \quad (4.18)$$

Où:  $K$  est un gain positif

Par substitution des équations (4.14) et (4.18), dans l'équation (4.17), on trouve la commande par mode glissant suivante :

$$u_{SMC} = -(GB)^{-1} [Gx(t) + K \text{sign}(s(t))] \quad (4.19)$$

Cette commande apparaît comme la somme de deux commandes :

$u_{eq}$  : La commande équivalente.

$u_{dis}$  : La commande discontinue.

Donc:

$$u_{SMC} = u_{eq} + u_{dis} \quad (4.20)$$

tel que :

$$u_{eq} = -(GB)^{-1}(GAx(t)) \quad (4.21)$$

$$u_{dis} = -(GB)^{-1}(Ksign(s(t))) \quad (4.22)$$

$G$  : est un gain qui a été calculé par la méthode de placement des pôles désirés en mode de glissement [42].

Les résultats de simulation sous MATLAB sont illustrés par les graphes suivants en figures 4.2.1.1 jusqu'à la figure 4.2.1.9. Pour les conditions suivantes :

$$x(0) = [0.001 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \text{ et } K = 300 .$$

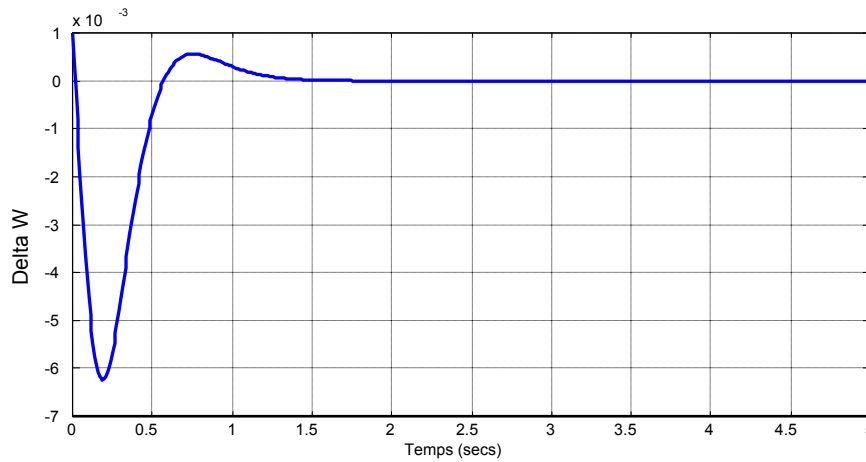


Fig. 4.2.1.1. **Variation de la vitesse angulaire  $\Delta\omega$**

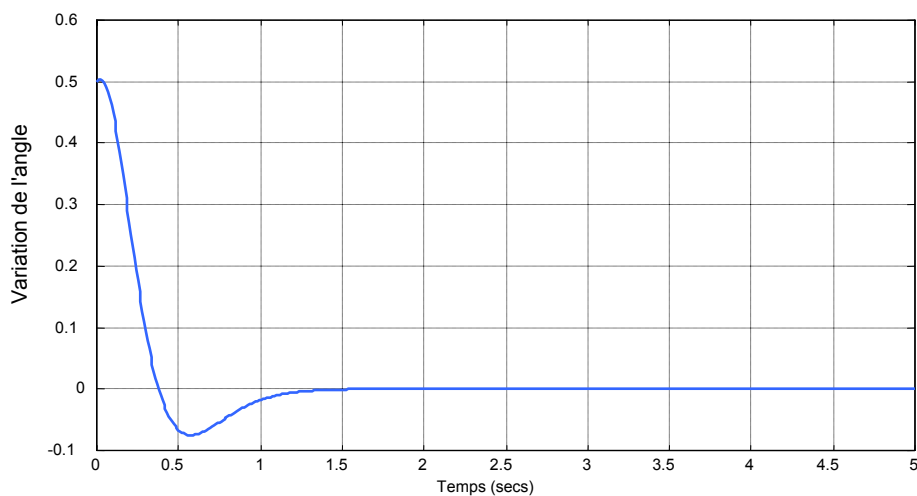


Fig.4.2.1.2. **Variation de l'angle rotorique  $\Delta\delta$**



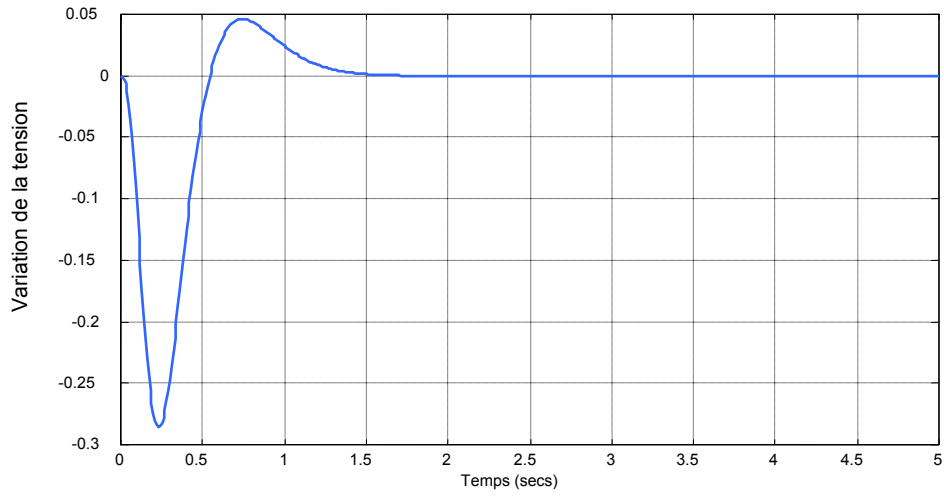


Fig.4.2.1.3. Variation de la tension  $\Delta E_q$

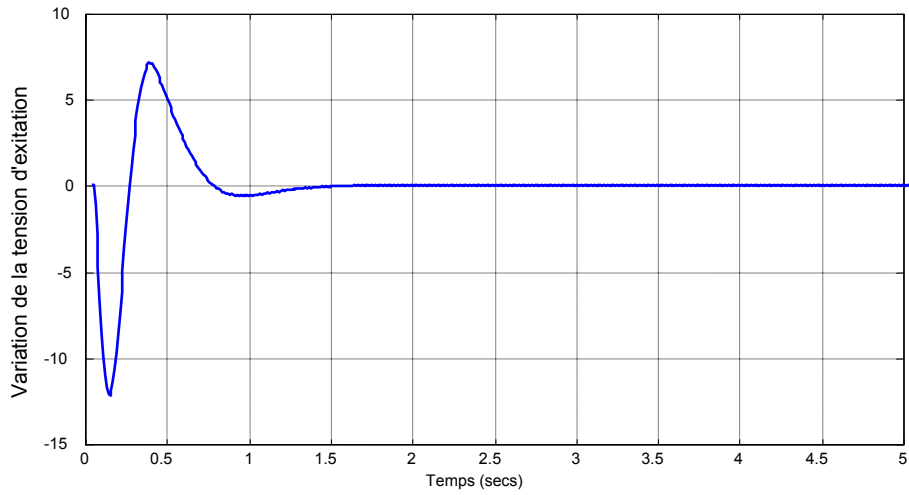


Fig.4.2.1.4 Variation de la tension d'excitation  $\Delta E_{fd}$

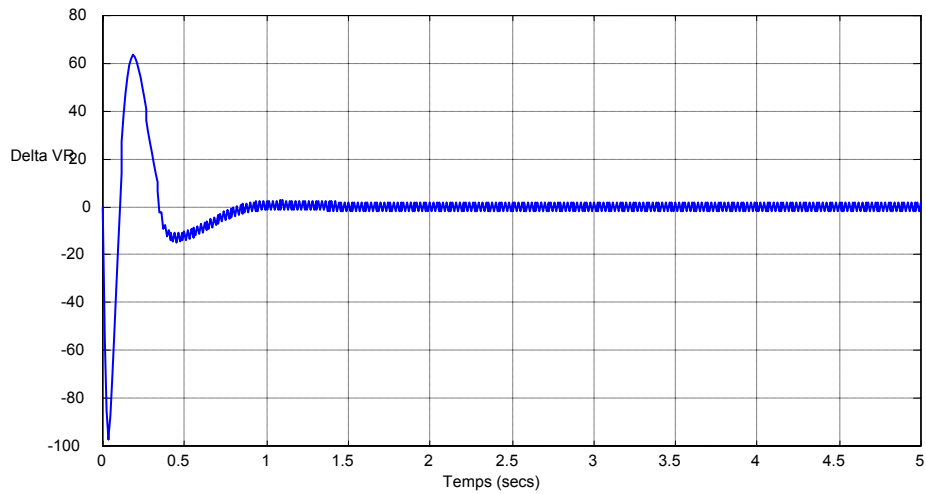


Fig.4.2.1.5 Sortie  $\Delta V_R$

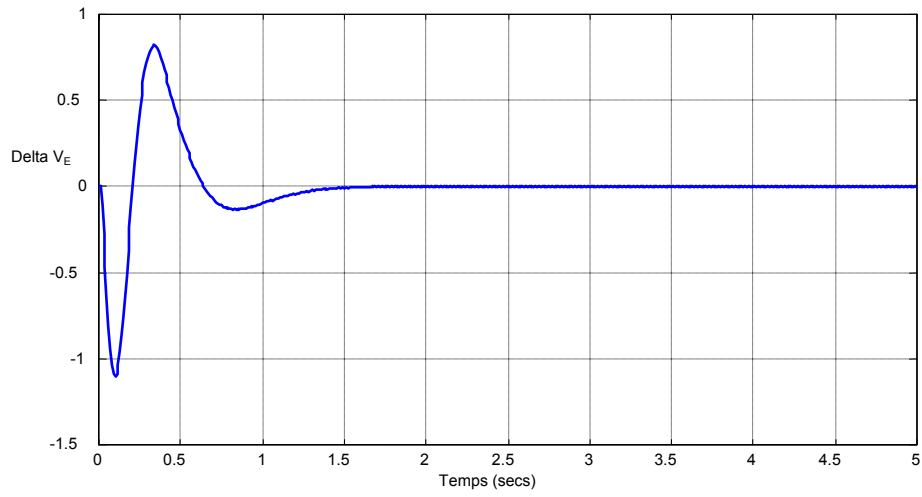


Fig.4.2.1.6 **Sortie  $\Delta V_E$**

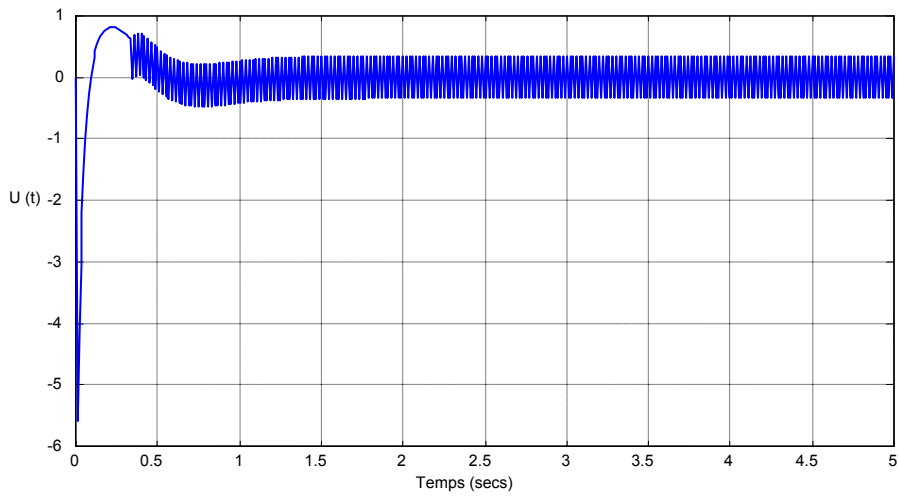


Fig.4.2.1.8 **Commande u (t)**

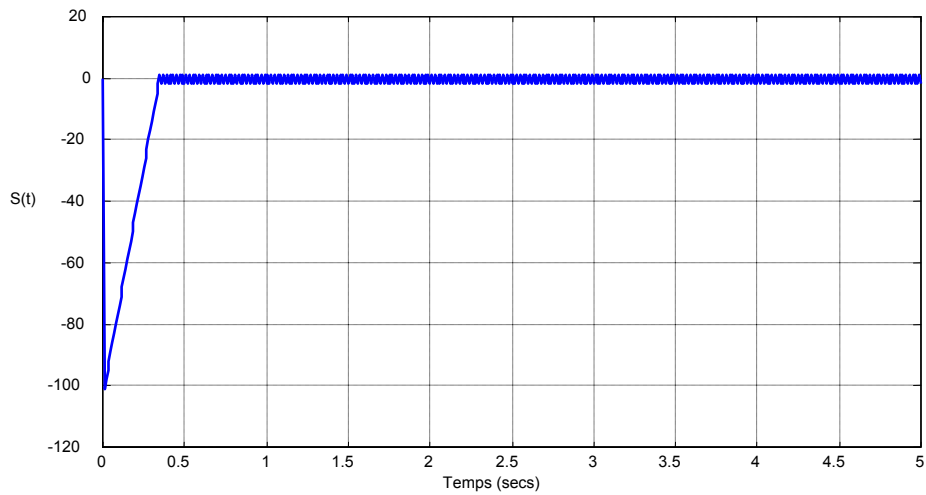


Fig.4.2.1.9 **Surface S(t)**

Le choix de la surface de glissement n'étant pas unique, on se propose de voir l'impact de ce choix à l'aide de la méthode proposée par Rashidi [65].

Pour un système représenté par l'équation d'état :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.23)$$

La surface de glissement est exprimée comme suit :

$$S(t) = G \left[ x(t) - \int (A + BK)x(r) dr \right] = 0 \quad (4.24)$$

$G$  : est le vecteur gain de la surface de glissement

$K$  : le vecteur de gain en boucle fermée qui peut être déterminé par placement de pôles.

$$S(t)\dot{S}(t) = s(t)[G\dot{x}(t) - Gx(t)] \quad (4.25)$$

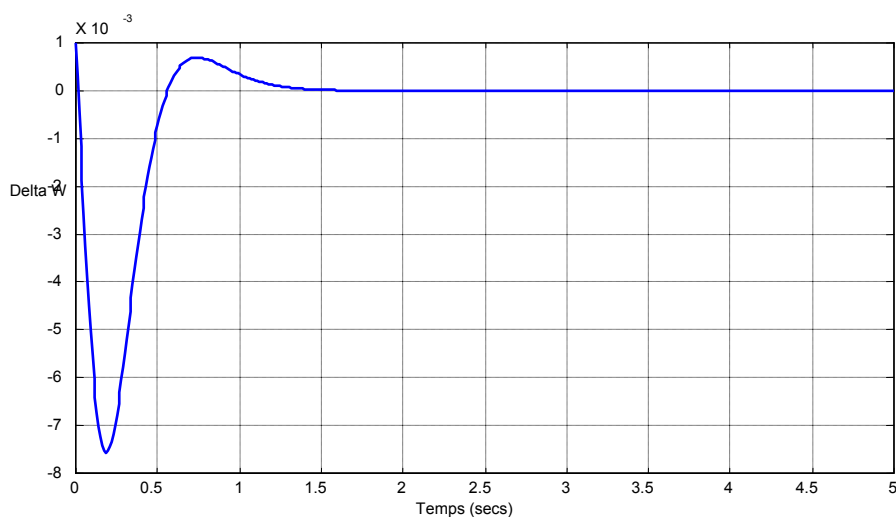
$$S(t)\dot{S}(t) < 0 \quad (4.26)$$

$$\Rightarrow U(t) = Kx(t) - K_R \text{sign}(s(t)) \quad (4.27)$$

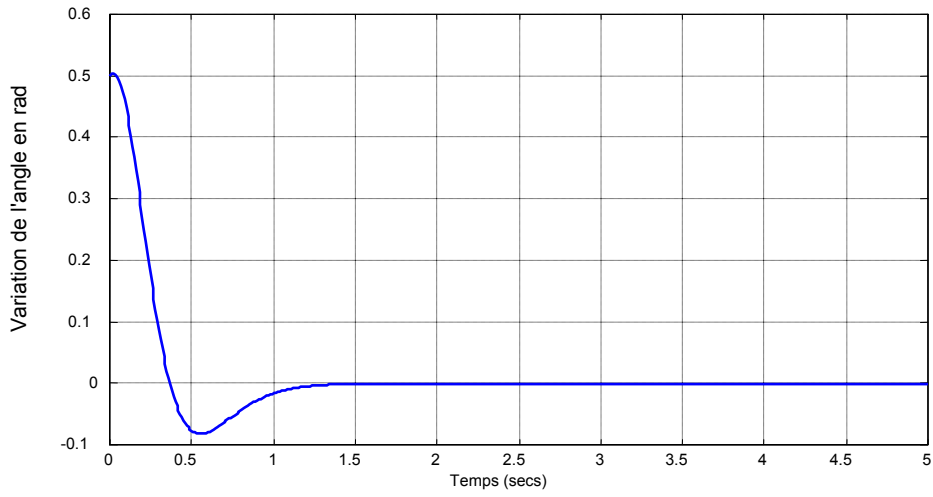
$K_R$  étant un gain positif.

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes : figures 4.7.1.10 à la figure 4.7.1.17.

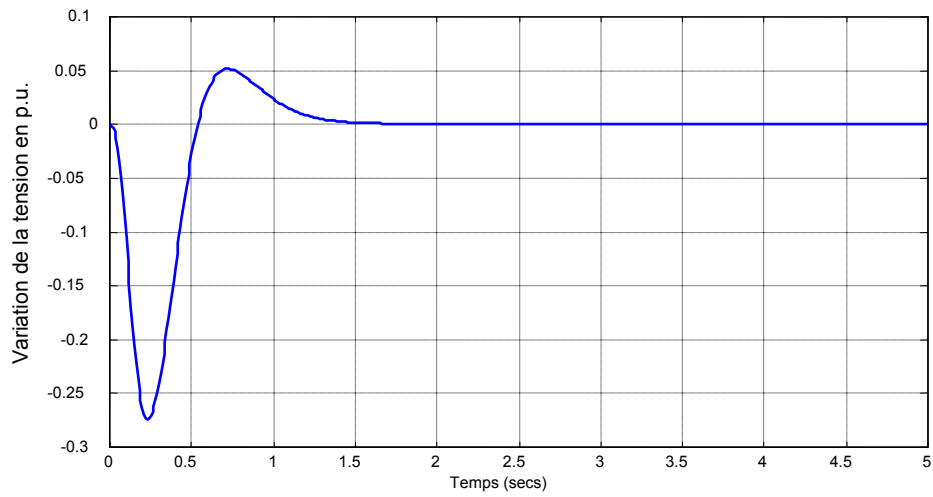
Avec  $x(0) = (0.001, 0.5, 0, 0, 0, 0)^T$  et  $K_R = 0.5$



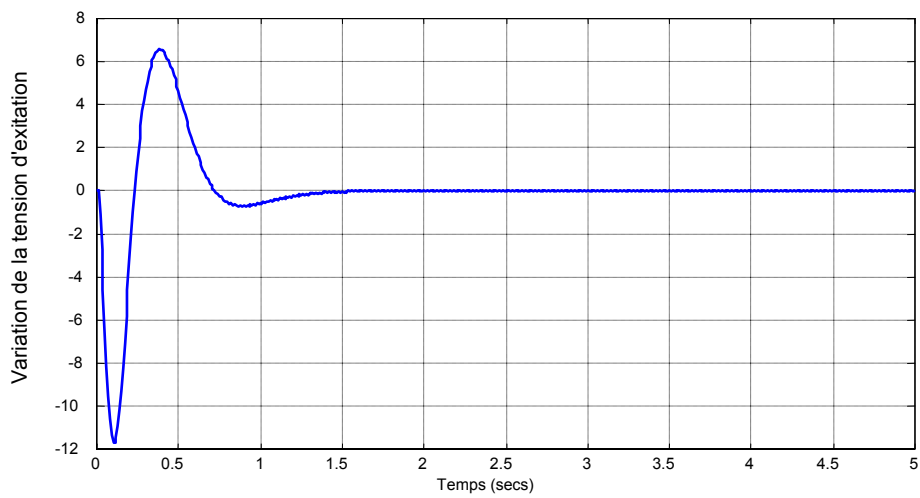
**Fig.4.2.1.10** Variation de la vitesse angulaire  $\Delta w$



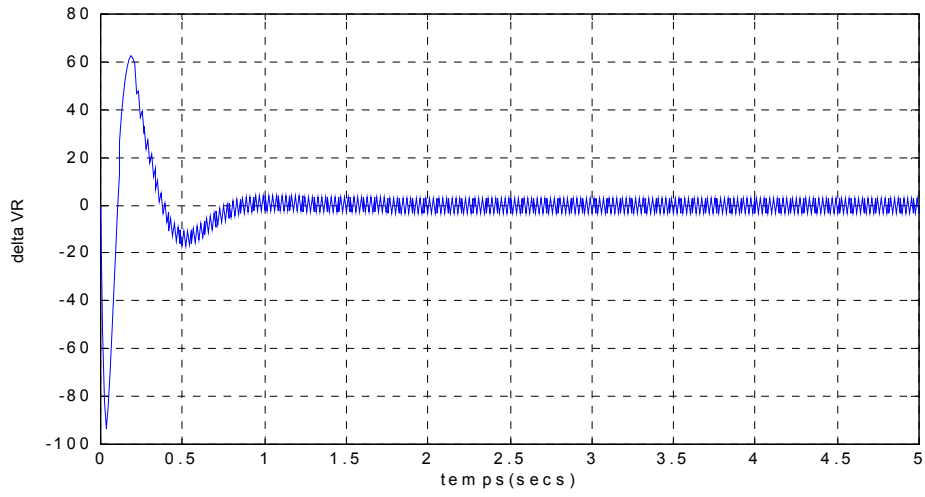
**Fig.4.2.1.11.** Variation de l'angle rotorique  $\Delta\delta$



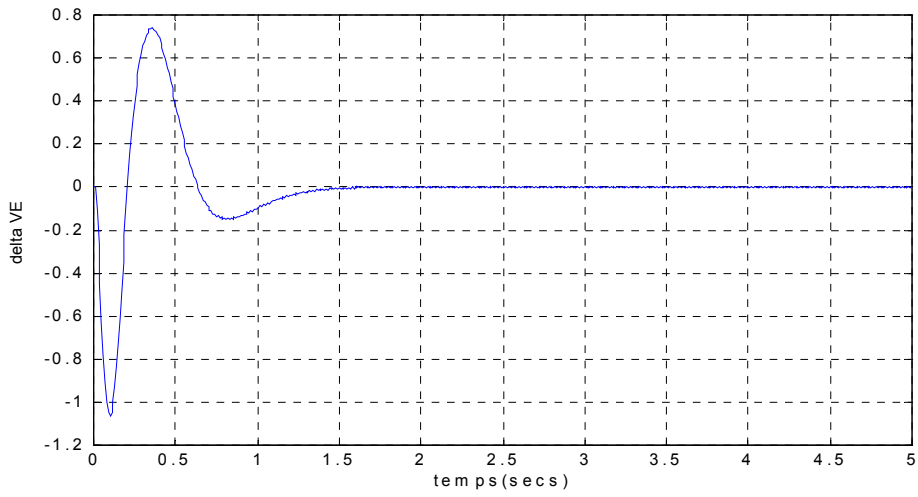
**Fig.4.2.1.12.** Variation de la tension  $\Delta E_q$



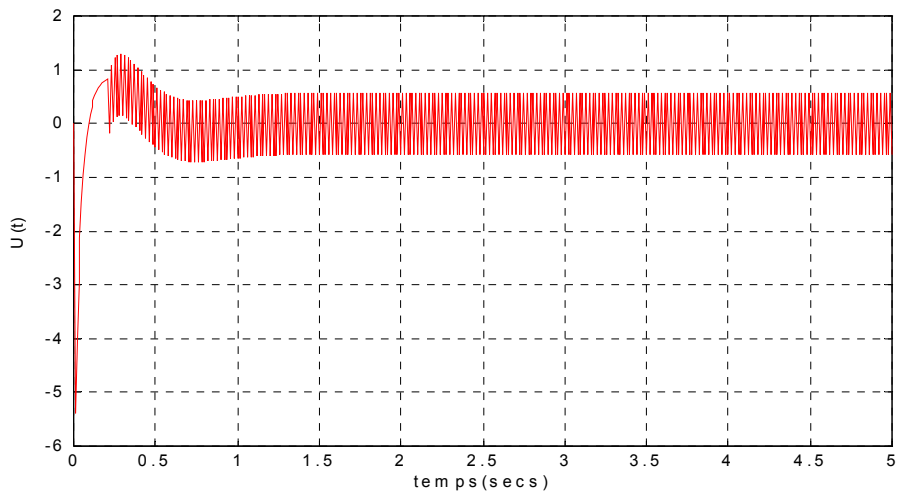
**Fig.4.2.1.13.** Variation de tension d'excitation  $\Delta E_{fd}$



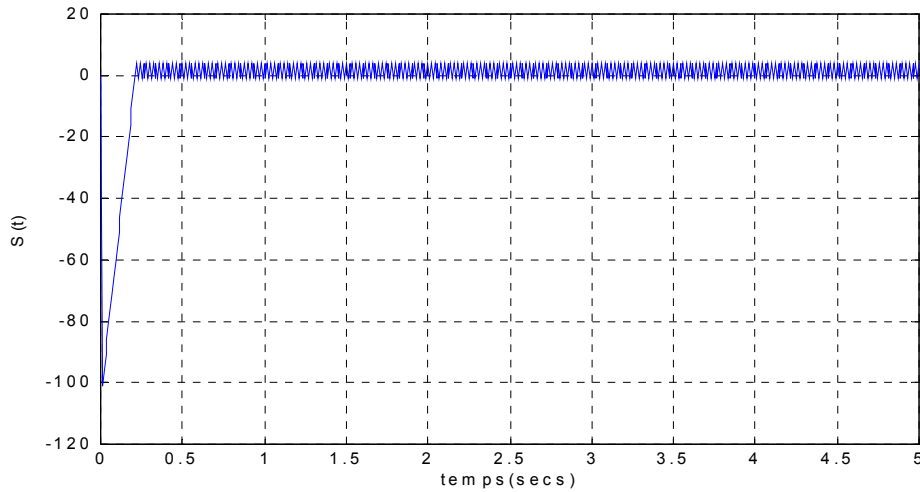
**Fig.4.2.1.14.** Tension de sortie  $\Delta V_R$



**Fig.4.2.1.15.** Tension de sortie  $\Delta V_E$



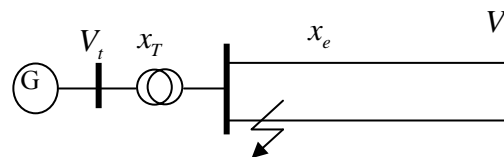
**Fig.4.2.1.16.** Signal de commande  $u(t)$



**Fig.4.2.1.17** Surface  $S(t)$

### 4.3.3. Commande adaptative floue indirecte d'un système de puissance

On applique la technique développée dans le chapitre 2 à la commande du système de puissance composé d'une machine synchrone reliée par une double ligne de transmission à un jeu système de puissance composé d'une machine synchrone reliée par une double ligne de transmission à un jeu de barres infini comme l'indique la figure 4.3.



**Fig.4.3** Système à une machine reliée à un bus infini.

Il est possible de représenter la machine par les équations non linéaires suivantes:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= ax_2 \\
 ax_2 &= f(x_1, x_2) + g(x_1, x_2)u \\
 y &= x_1
 \end{aligned}
 \tag{4.28}$$

(Les équations du système sont données en annexes.)

Le modèle utilisé est donné en (4.29) :

$$\dot{\omega} = \frac{1}{2H} \Delta P$$

$$\dot{P}_e = -2H[f(x_1, x_2) + g(x_1, x_2)u] \quad (4.29)$$

où H est la constante d'inertie par unité de la machine.

On peut alors appliquer la méthode de la commande adaptative floue indirecte présentée dans le chapitre 3.

Le système électro-énergétique est soumis à un court circuit triphasé sur une ligne de transmission qui est mise hors de service par les circuits de protection. Les résultats de simulations sont donnés en figure 4.4 en incluant les réponses de deux PSS conventionnel et flou.

Les résultats de simulation sont illustrés par les graphes suivants (4.4.1 à 4.4.6) pour des conditions initiales:  $x_0 = [0.001 \ 0.005 \ 0 \ 0]^T$ , avec  $K = 0.08$ .

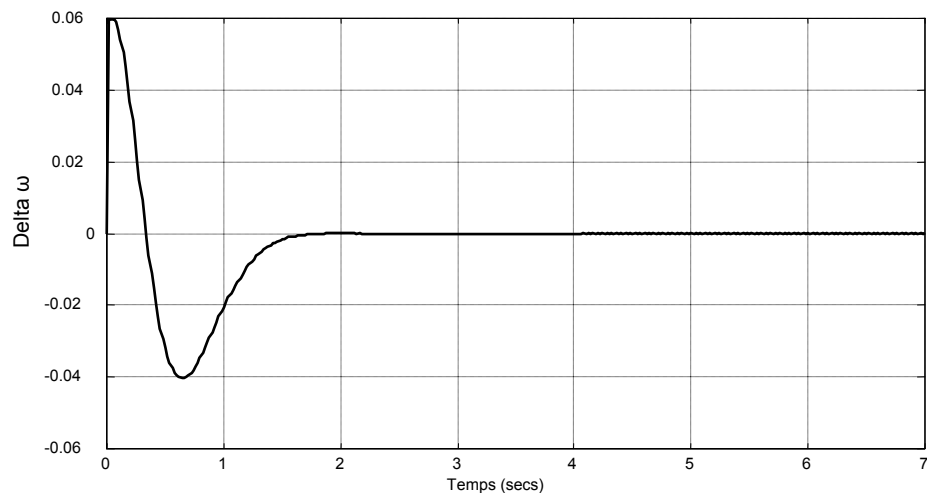
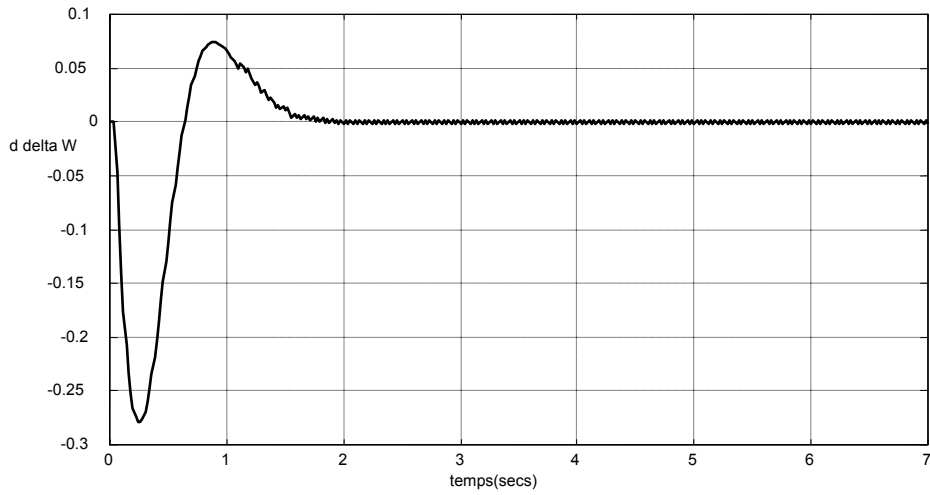
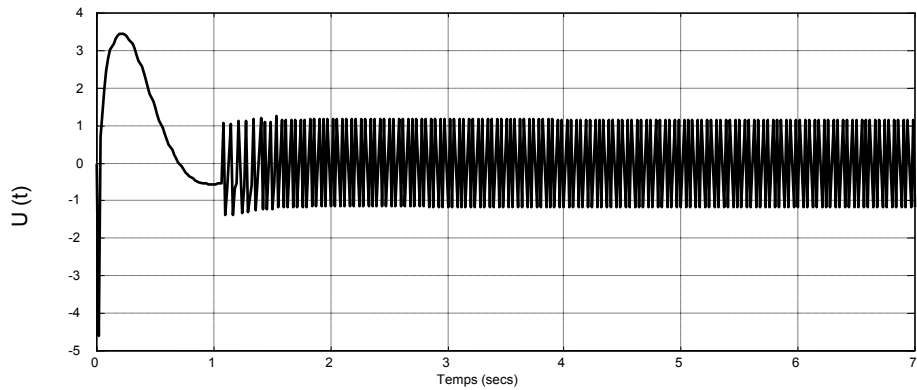


Fig.4.4.1. **Variation de la vitesse angulaire  $\Delta w$**



**Fig.4.4.2.** Dérivée de la variation de la vitesse angulaire  $\Delta w$



**Fig.4.4.3.** Commande  $u(t)$

En appliquant le choix de la surface proposé par Rashidi [62].

$$S(t) = G \left[ e(t) - \int (A_c + B_c K) e(r) dr \right] = 0 \quad (4.40)$$

Avec :

$A_c$  et  $B_c$  (voir 3.8).

$K$  : est le vecteur de gain en boucle fermée qui peut être déterminé par placement de pôles.

On a

$$\Rightarrow \dot{S}(t) = G \left[ \dot{e}(t) - (A_c + B_c K) e(t) \right] = 0 \quad (4.41)$$



On a :

$$\dot{S}(t) = -K \text{sign}(S)$$

$$\Rightarrow e^{(4)} = -K^T e = \frac{1}{G_4} (-G_1 e^{(1)} - G_2 e^{(2)} - G_3 e^{(3)} + G(A_c + B_c K)e(t) - K \text{sign}(S)) \quad (4.42)$$

Donc :

$$u_c = \frac{1}{\hat{g}(x/\theta_g)} \left[ -\hat{f}(x/\theta_f) + y_m^{(n)} + \frac{1}{G_4} (G_1 e^{(1)} + G_2 e^{(2)} + G_3 e^{(3)} - G(A_c + B_c K)e + K \text{sign}(S)) \right] \quad (4.43)$$

)

avec les conditions initiales :  $x_0 = [0.001 \ 0.005 \ 0 \ 0]^T$  et  $K = 0.1$ .

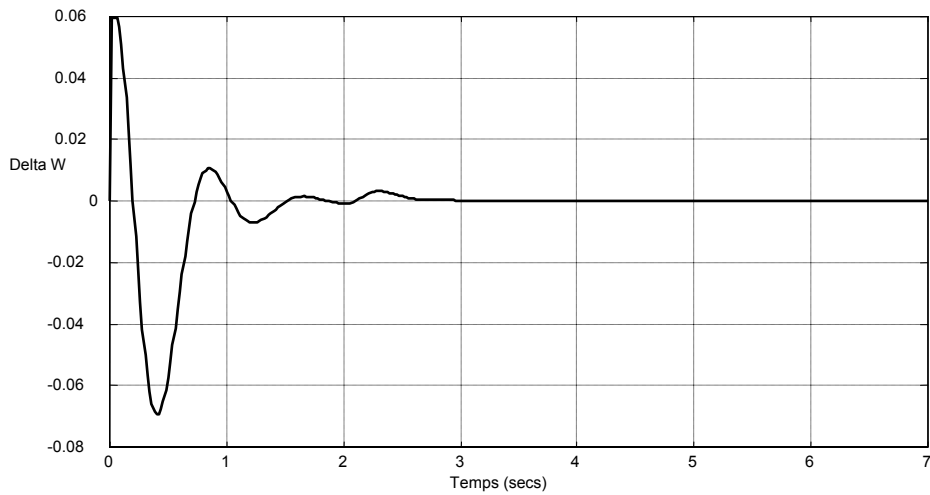


Fig.4.4.4 Variation de la vitesse angulaire  $\Delta w$

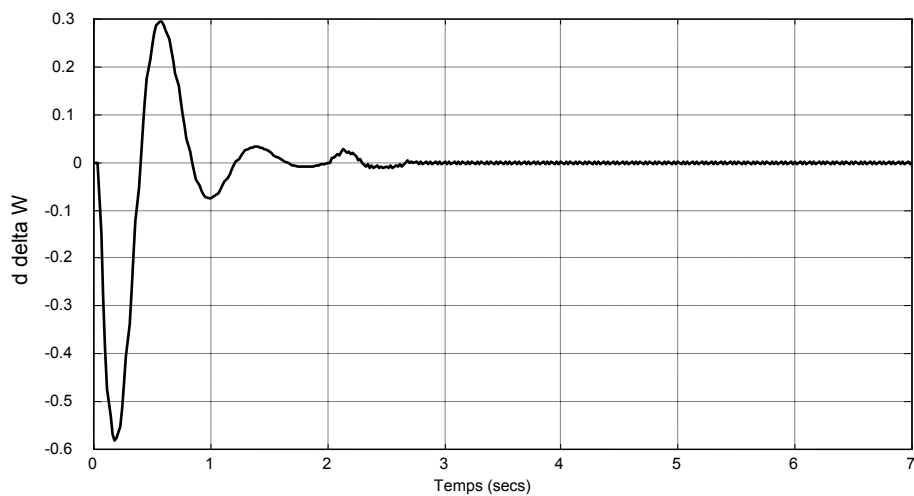
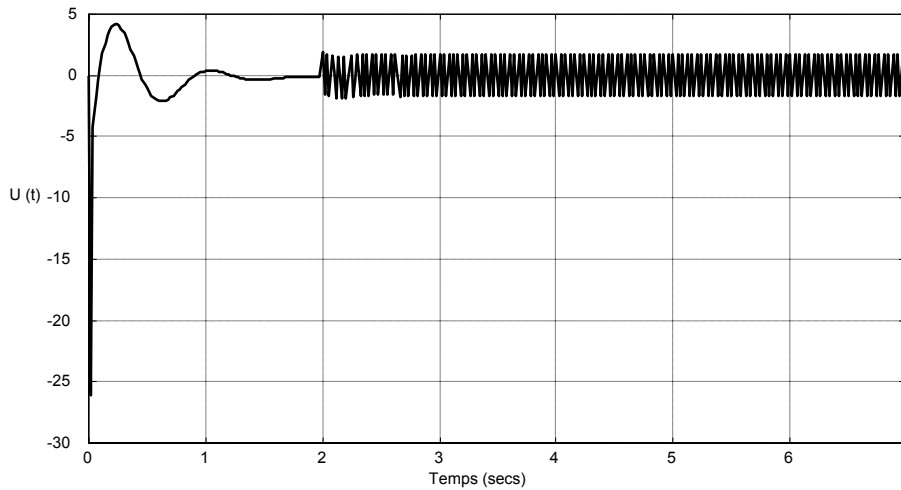


Fig.4.4.5 Variation de la dérivée de la vitesse angulaire  $\Delta w$



**Fig.4.4.6** Commande  $u(t)$

#### 4.4 Analyse des résultats

Les résultats de simulation de la commande par mode glissant selon les surfaces proposées par Bhattacharya [8] et Rashidi [62] permettent de conclure que les deux méthodes procurent sensiblement les mêmes temps de réponse que résume le tableau suivant :

Méthode	Temps de réponse $\Delta w$
Commande par SMC [8]	1.40 s.
Commande par SMC [63]	1.39 s.

**Tableau 4.1**

Application de la commande adaptative floue par mode glissant  
 La simulation permet de discerner l'avantage de la méthode de placement de pôles sur celle prônée par Rashidi [65] en ce qui concerne le temps de réponse :

Méthode	temps de réponse $\Delta w$
Commande FSMC [8]	1.6 s.
Commande FSMC [65]	2.6 s.

Tableau 4.2

Donc la méthode de commande adaptative floue avec mode glissant par la méthode de placement des pôles stabilise le système électro-énergétique d'une manière plus rapide que la seconde méthode. Aussi que les méthodes adaptatives requérant plus de calcul sont plus lentes.

L'utilisation d'un contrôleur superviseur flou pour permettre une commutation soft entre les deux approches floue et mode glissant pour élaborer un contrôleur intelligent avec broutement réduit est appliqué à un système de puissance [31] présenté dans la section suivante.

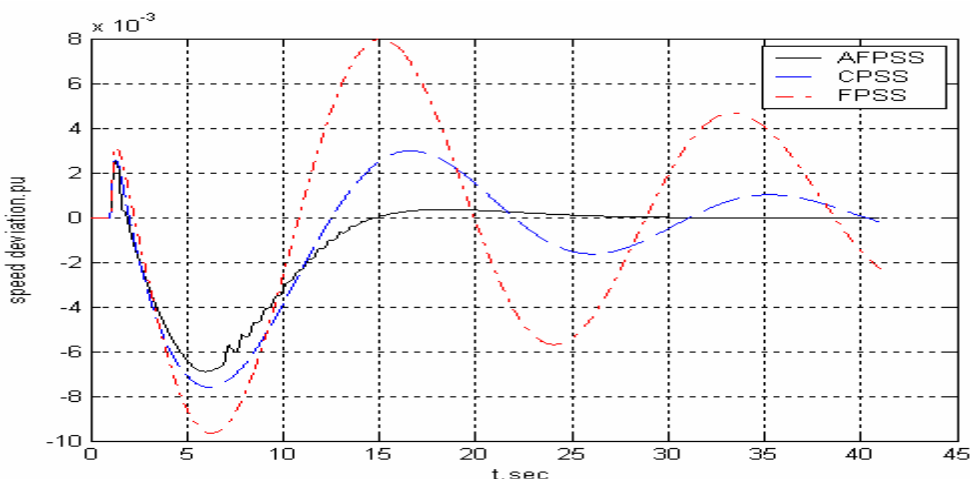


Fig.4.5 Variations de la vitesse angulaire pour un court-circuit 3-phasés.

La réponse due au PSS adaptatif flou indirect permet la suppression des oscillations rapidement comparativement à un PSS conventionnel ou flou pour un court-circuit tri-phasé sur

une des 2 lignes survenant à  $t=1\text{sec}$  et éliminé au bout de 200ms.

#### 4.5 **Elaboration d'une commande hybride intelligente**

Dans le chapitre précédent, des approches adaptatives floues robustes utilisant la technique floue et le mode glissant ont été développés. On a montré que le mode glissant permet d'obtenir un régime transitoire court malgré la présence du phénomène de "chattering" et la persistance de l'erreur statique. D'autre part, la commande floue permet d'assurer la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro et d'avoir un signal de commande beaucoup plus lisse. Afin d'allier les avantages du mode glissant durant le régime transitoire et ceux de la commande floue durant le régime permanent, l'idée serait d'utiliser une commande "hybride" combinant les deux contrôleurs.

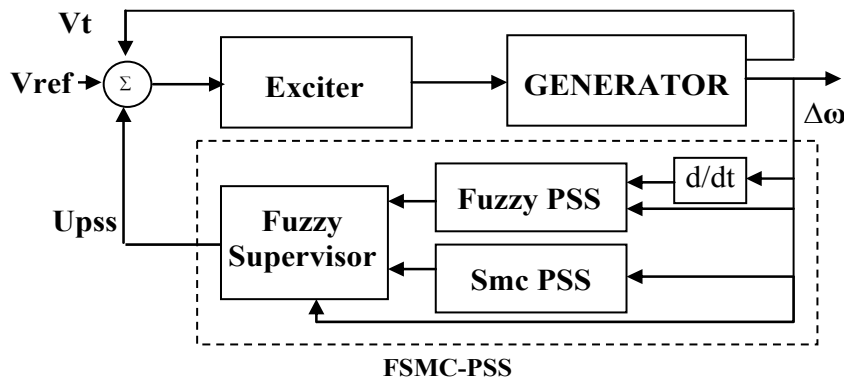
Par exemple, on applique d'abord une commande par mode glissant, ensuite on commute vers la commande floue au voisinage du régime permanent. Dans le cas d'une commutation brusque, on peut pousser le système à l'instabilité. Pour remédier à cet inconvénient, nous proposons d'élaborer une commutation graduelle entre les deux signaux de commande. Un superviseur flou est utilisé en vue de calculer le facteur de pondération et exploiter ainsi l'expertise humaine.

##### 4.5.1. **Mise en oeuvre de la commande "hybride"**

Si l'on note par  $u_{SMC}$  et  $u_F$  les signaux de commande par mode glissant (SMC) et flou respectivement, l'expression de la loi de commande globale est donnée par [31] :

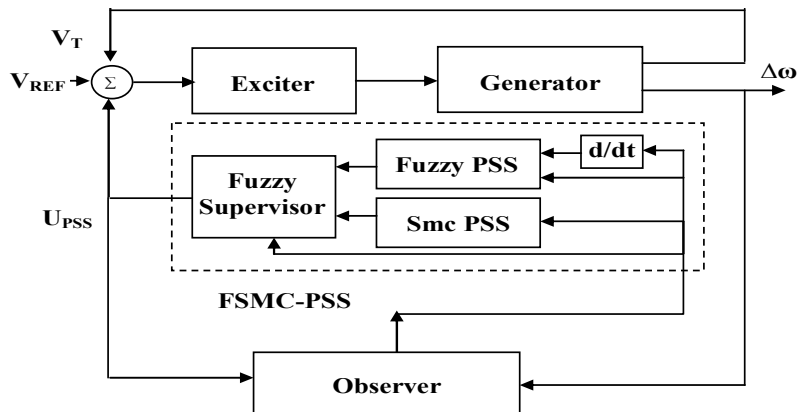
$$u_{PSS} = \alpha u_{FLC} + (1-\alpha)u_{smc} ; 0 < \alpha < 1 \quad (4.44)$$

Où  $\alpha$  est un facteur de pondération généré par un superviseur flou d'entrées l'erreur de poursuite et ses dérivées successives. La base de règles de ce dernier est construite de telle sorte que la sortie prenne 0 quand le système est loin de la trajectoire désirée, et la valeur 1 quand l'erreur de poursuite et ses dérivées convergent vers zéro. La structure du contrôleur global est donnée en figure 4.6.



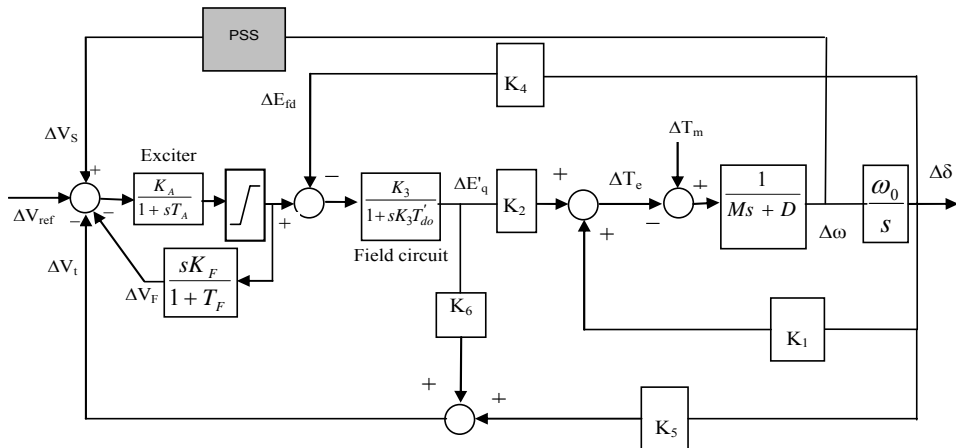
**Fig.4.6** Contrôleur superviseur flou PSS-FSMC

Afin de prendre en charges les variables inaccessibles à la mesure un observateur d'état est rajouté à la structure précédente appliquée à la réduction des oscillations qui ont lieu dans un système énergétiques lors des permanents changements de points de fonctionnement.

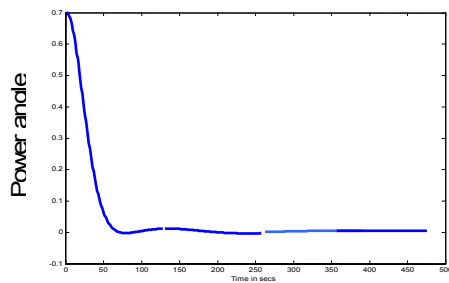


**Fig.4.7** Contrôleur superviseur flou PSS-FSMC avec observateur

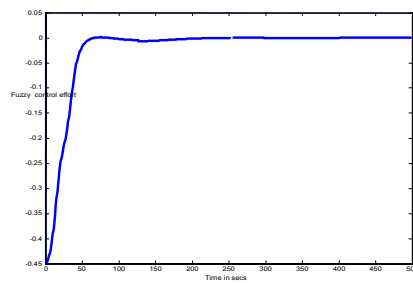
Le modèle de la machine synchrone utilisé est donné par la figure 4.8.



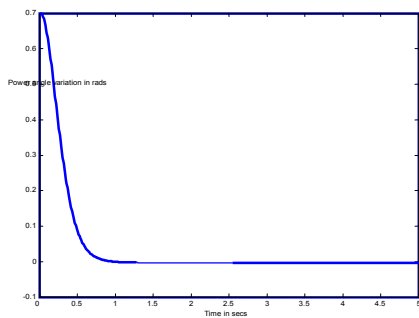
**Fig.4.8** Schéma d'un système électro-énergétique à une machine avec PSS.



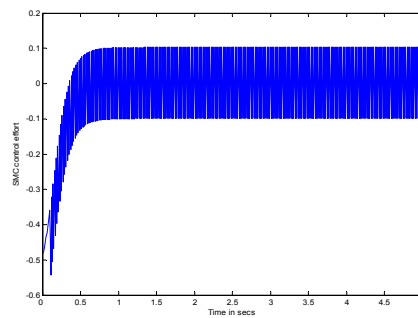
a) Réponse FPSS à une variation de charge



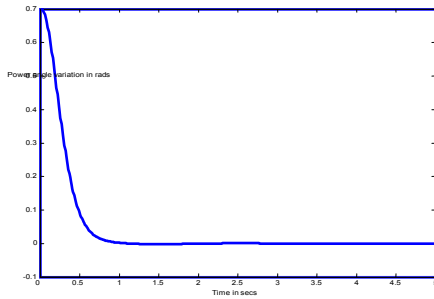
b) Signal de la commande floue



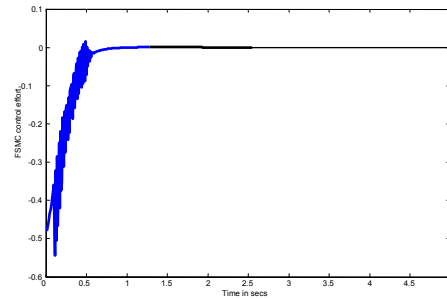
c) Réponse SMC PSS à une variation de charge



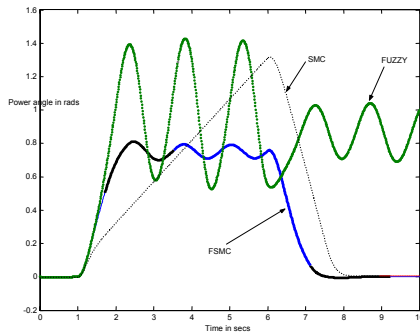
d) Signal de commande SMC



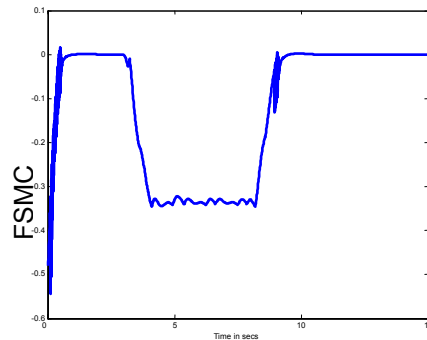
e) Réponse FSMC à une variation de charge



f) Signal de commande FSMC



g) Réponse à une variation du couple de 0.1p.u.



h) Signal de la commande FSMC control

**Fig.4.9** Réponses aux variations de charge et de perturbation du couple mécanique avec Flou, SMC et FSMC –PSS proposé.

### Analyse des résultats :

On peut clairement apprécier l'influence du superviseur tant sur la performances que sur la nature du signal de commande.

Figures 4.9a et b montrent une bonne tenue devant une variation brusque de charge causant une excursion de 0.7 rad de variation de l'angle rotorique.

On peut cependant observer de meilleures performances obtenues dans le cas d'une commande par mode glissant (Fig.4.9c) sauf qu'il est apparent que l'effort de contrôle fait ressortir l'effet indésirable du broutement dans la figure 4.9.d.

Des résultats similaires sont obtenus par la méthode proposée avec une réduction considérable du broutement.

La robustesse est ensuite comparée pour les trois types de commandes en présence d'une perturbation du couple mécanique de 0.1p.u. ayant lieu à t=3 secondes et durant 5 secondes.

Comme l'indique la figure 4.9.g, la commande par FSMC avec observateur et superviseur flou proposée confirme l'efficacité de l'Approche vu l'élimination rapide des oscillations qui persistent sous le contrôleur PSS flou seul. Comparées au PSS par SMC les performances visibles en figure 4.9.g indiquent clairement que le régime permanent est atteint plus rapidement en FSMC qu'en commande par SMC et surtout avec beaucoup moins de broutement (Fig.4.9.h) grâce à l'introduction du superviseur flou qui mimique un opérateur intelligent.

#### **Paramètres utilisés dans la simulation [15]**

Pour des conditions normales:

$k_1 = 0.5698$ ,  $k_2 = 0.9709$ ,  $k_3 = 0.6584$ ,  $k_4 = 0.5233$ ,  $k_5 = -0.0500$ ,

$k_6 = 0.8454$  ;  $P = 0.75$ ;  $Q = 0.02$ ;  $V_{to} = 1.05$

$M = 9.26$ ;  $D = 0$ ;  $T'_{do} = 7.76$ ;  $w_o = 377$

$x_d = 0.97$ ;  $x'_d = 0.55$   $K_A = 50.0$ ;  $T_A = 0.05$   $X = 0.997$ ;  $G = 0.249$ ;  $B = 0$ .



## Conclusion

Dans ce modeste travail on a essayé de présenter en revue l'utilisation d'une technique de commande dite intelligente en l'occurrence la commande par logique floue.

Un PID flou a été présenté indiquant une nette amélioration sur son équivalent classique néanmoins la généralisation devra être adressée dans les travaux futurs.

Deux techniques intelligentes de robustification par contrôle adaptatif flou et flou de mode glissant ont illustrées l'intérêt d'allier les deux approches pour un effet de synergie en performances.

La commande d'une machine synchrone reliée à un jeu de barres infini a été traitée selon trois approches : floue, mode glissant et par contrôle superviseur flou. La simulation de différentes conditions d'opération a permis de confirmer la supériorité en robustesse tant en stabilité qu'en performance de l'approche proposée.

Enfin une commande hybride utilisant un superviseur flou permettant une commutation soft entre les deux régulateurs SMC et flou à été présenté mettant en relief la réduction du broutement et l'amélioration des performances.

Le traitement d'un modèle flou, regroupant plusieurs modèles de la machine synchrone obtenus pour différents points de fonctionnement commandés séparément par SMC et commande optimale, est en voie de finalisation.

Les travaux sur la commande adaptative floue par mode glissant terminal (TSM) d'un système non linéaire sont en cours.

## ANNEXE

*Paramètres de la machine synchrone*

$$E_{q0} = \sqrt{(V_{t0} + I_{Q0}x_q)^2 + (I_{p0}x_q)^2}$$

$$V_0 = \sqrt{(V_{t0} - I_{p0}r_e - I_{Q0}x_e)^2 + (I_{p0}x_e - I_{Q0}r_e)^2}$$

$$\sin \delta_0 = \frac{[V_{t0}I_{p0}(x_q + x_e) - r_e x_q (I_{p0}^2 + I_{Q0}^2) - V_{t0}I_{Q0}r_e]}{E_{q0}V_0}$$

$$I_{Q0} = \frac{I_{p0}V_{t0}}{E_{q0}}$$

$$I_{d0} = \frac{[I_{p0}^2 x_q + I_{Q0}(V_{t0} + I_{Q0}x_q)]}{E_{q0}}$$

$$V_{q0} = \frac{V_{t0}(V_{t0} + I_{Q0}x_q)}{E_{q0}}$$

$$V_{d0} = I_{Q0}x_q$$

$$E'_{q0} = V_{q0} + x'_d I_{d0}$$

$$T'_{d0} = 6.0s \quad f = 50Hz \quad H = 5.0s \quad x_d = 1.6 \quad x'_d = 0.32 \quad x_q = 15.5$$

$$K_A = 50 \quad T_A = 0.05s$$

$$K_E = -0.05 \quad T_E = 0.5s$$

$$K_F = 0.05 \quad T_F = 0.5s$$

$$x_e = 0.4 \quad r_e = 0.0$$

Les constantes  $K_1 \dots K_6$  sont évaluées en utilisant les relations suivantes :

$$K_1 = \frac{x_q - x'_d}{x_e + x'_d} I_{Q0} V_0 \sin \delta_0 + \frac{E_{q0} V_0 \cos \delta_0}{x_e + x_q}$$

$$K_2 = \frac{V_0 \sin \delta_0}{x_e + x'_d} ; \quad K_3 = \frac{x'_d + x_e}{x_d + x_e} ; \quad K_4 = \frac{x_d - x'_d}{x_e + x'_d} V_0 \sin \delta_0 ;$$

$$K_5 = \frac{x_q}{x_e + x_q} \frac{V_{d0}}{V_{t0}} V_0 \cos \delta_0 - \frac{x'_d}{x_e + x'_d} \frac{V_{q0}}{V_{t0}} V_0 \sin \delta_0 ; \quad K_6 = \frac{x_e}{x_e + x'_d} \frac{V_{q0}}{V_{t0}}$$

Système linéarisé autour d'un point de fonctionnement

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{K_1}{2H} & -\frac{K_2}{2H} & 0 & 0 & 0 \\ 2\pi f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_4}{T'_{d0}} & -\frac{1}{T'_{d0}K_3} & \frac{1}{T'_{d0}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{K_E}{T_E} & \frac{1}{T_E} & 0 \\ 0 & -\frac{K_A K_5}{T_A} & -\frac{K_A K_6}{T_A} & 0 & -\frac{1}{T_A} & -\frac{K_A}{T_A} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{K_E K_F}{T_E T_F} & \frac{K_F}{T_E T_F} & -\frac{1}{T_F} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_A}{T_A} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Modèle non linéaire

$$x_1 = \Delta\omega$$

$$x_2 = \Delta P = P_m - P_e$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{2H} \Delta P$$

$$\Delta \dot{P}_e = -2H \left[ \left( \frac{x_{ds}}{T'_{do} x'_{ds}} \Delta P_e - \frac{x_{ds}}{T'_{do} x'_{ds}} P_m + \frac{V_s^2}{2T'_{do} x'^2_{ds}} \left( x_{ds} \left( \frac{x'_{ds} - x_{qs}}{x_{qs}} \right) + (x_d - x'_d) \right) \right) \sin 2\delta \right. \\ \left. + \left( Q + V_s^2 \left( \frac{\cos^2 \delta}{x'_{ds}} + \frac{\sin^2 \delta}{x_{qs}} + \left( \frac{x'_{ds} - x_{qs}}{x'_{ds} x_{qs}} \right) \cos 2\delta \right) \right) \Delta\omega \right] + \left( \frac{V_s}{T'_{do} x'_{ds}} \sin \delta \right) E_{fd}$$

$$\dot{E}_{fd} = \frac{1}{T_A} (K_A (V_{ref} - V_t + U_{PSS}) - E_{fd})$$

# REFERENCES

- 1 Abido M. A and Abdel-Magid Y. L., Design of power system stabilizers using evolutionary programming, *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 17, N° 4, Dec. 2000.
- 2 Ackermann J. and Utkin V., Sliding Mode Control Design Based on Ackermann's Formula, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol.43.no.2,1998.
- 3 Anderson P.M., Fouad A.A., *Power System Control and Stability*, Tome 1, The Iowa State University Press, Iowa, USA, 1977.
- 4 Arz K.E., AI in the feedback loop: A survey of alternative approaches, *A. Rev. Control*, Vol. 20, pp. 71-82, 1996 --©IFAC, Ed. Pergamnon, 1997.
- 5 Astrom K.J. and B. Wittenmark, *Adaptive Control*, Addison-Wesley, 1989.
- 6 Bartolini G., Ferrara A., and Usani E., Chattering avoidance by second-order sliding mode control, *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol.43,no.2, pp.241-246, Feb.,1998.
- 7 Bérubé G.R., Hajagos L.M. and Beaulieu R., *Practical Utility Experience with Application of Power System Stabilizers*, Kestrel & Goldfinch Power Engineering, Canada, 2003.
- 8 Bhattacharya K., Kothari M.L and Nanda J., Design of Discrete-Mode Variable Structure Power System Stabilisers, *Electrical power & Energy System*, Vol.17, n 6, pp.399-106, 1995.
- 9 Bühler H., *Réglage par Logique Floue*, Presses Polytechnique, Romandes, Lausanne, Suisse, 1994.
- 10 Chen C-L and Chang M-H, Optimal Design of Fuzzy Sliding-Mode Control, A comparative study, *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 93, 37-48, 1996.
- 11 Chen T.T. and Ying H., Stability analysis of nonlinear fuzzy PI control systems, *Proc.3rd Int. Conf. on Fuzzy Logic Applications*, pp.128-133, 1993.
- 12 Dorf R., *Modern control systems*, Electrical and Computer Engineering, Addison-Wesley, 1992.
- 13 Eberhart R.C. and Shi Y., Particle Swarm Optimization: Developments, Applications and Resources, *Evolutionary Computation*, Proceedings of the 2001 Congress, vol.1, pp. 81-86, 2001.
- 14 Edwards C. and Spurgeon S.K., *Sliding Mode Control, Theory and Applications*, Taylor & Francis, 1998.
- 15 Elshafei A.L., El-Metwally K. and Shaltout A.A., A variable structure adaptive fuzzy logic stabilizer for single and multi-machine power systems, *Control Engineering Practice*, Vol.13, pp. 413-423, Elsevier 2005.
- 16 Fan J.Y., Ortmeyer T.H. and Mukundan R., Power system stability improvement with multivariable self-tuning control, *IEEE transactions on power systems*, 1990.
- 17 Girard A., *Non-linear Observers*, ME237-Control of non-linear dynamic systems, Springer-Verlag, 2002.
- 18 Godjeva J., *Neuro-fuzzy controllers, Design and Application*, Collection Meta Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1997.
- 19 Ha Q.P., Nguyen, Q. H., Rye, D. C. and Durrant-Whyte, H. F., Fuzzy sliding-mode controllers with applications, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 48(1), pp.38-46, 2001.
- 20 Ha Q.P., Sliding performance enhancement with fuzzy tuning, *Electronics Letters*; 16(33):1421-3, 1997.
- 21 Ha Q.P., Rye D.C. and Durrant-Whyte H.F., Robust Sliding Mode Control with Application, *Int. J. Control*, Vol.72, n .12, 1087-1096, 1999.
- 22 Ha Q.P., Sliding mode control with fuzzy tuning for an electro-hydraulic position servo system, *Int. conf. on knowledge-based intelligent electronic systems*, Proc., vol.1, pp 141-148, 1998.
- 23 Ha Q.P., Trinh H., Nguyen H.T. and Tuan H.D., Dynamic output feedback Sliding mode control using pole placement and linear functional observers, *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol.50, 2003.

- 24 Hajiri S., *Commande dynamique par mode glissant : Application à la robustification des processus complexes*, Thèse de doctorat en automatique et informatique industrielle, Lille, France, 1997.
- 25 Hamzaoui A., Essounbouli N., and Zaytoon J., “Fuzzy sliding mode control for uncertain SISO systems,” *Proc. IFAC Int. Conf. Intelligent control syst. Signal Proc.*, vol. 1, Faro, Portugal, pp.233–238, 2003.
- 26 Hamzaoui A., Essounbouli N., Benmahammed K. and Zaytoon J., *State Observer Based Robust Adaptive Fuzzy Controller for Nonlinear Uncertain and Perturbed Systems*, *IEEE Trans. on Syst., Man, and Cybernetics—part B: Cybernetics*, Vol.34, N° 2, April 2004.
- 27 Hang C.C, Astrom K.J. and Ho W.K., *Refinement of the Ziegler-Nichols Tuning Formula*, *IEE Proceedings* 138(2), pp.11-118, Mar.1991.
- 28 Hariri A. and Malik O. P., *Adaptive-Network-Based Fuzzy Logic Power System Stabilizer*, *IEEE Wescanex 95*, pp.111-116, *Proc. Wescanex 95*, 1995.
- 29 Harmas M. N., Merzouki A. and Hamdi-Cherif A., *Observer Based Intelligent Power System Stabilizer*, *Asian Journal of Information Technology* 6 (10): 1057-1063, *Medwell Journals*, 2007.
- 30 Harmas M. N., Merzouki A. and Hamdi-Cherif A., *AFTSMC Power System Stabilizer*, *Soumis I.R.E.E.*, 2007.
- 31 Harmas M. N., Merzouki A., Hamzaoui A. et Sculfort J.L., *A self-tuned fuzzy PID controller*, 4<sup>TH</sup> *Asian Conf. Robotics and its Applications*, ACRA-2001, Singapore , 6-8 Juin 2001.
- 32 Harmas M.N., Merzouki A., Ferhat-Hamida A. and Zehar K., *Robust PID-sliding mode control of a synchronous machine*, *Science Conf., Sanaa, Yemen*, 2004.
- 33 Haskara I, Ozguner U. and Utkin V., *On variable structure observers*, *IEEE workshop on variable structure systems*, 1996.
- 34 Heidar Malki A., Huaidong Li and Chen G., *New Design and Stability Analysis of Fuzzy PD Control Systems*, *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol.2,N° 4N Nov.1994.
- 35 Hoang P. and Tomosovic K., *Design and Analysis of an Adaptive Fuzzy Power System Stabilizer*, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol.11, N° 2, June1996.
- 36 Hossein-Zadeh N. and Kalam A., *An indirect adaptive fuzzy-logic power system stabilizer*, *Elsevier, Electrical Power and Energy Systems* 24, pp.837-842, 2002.
- 37 Hung J.Y., Gao W. and Hung J.C., *Variable Structure Control: A Survey*, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol.40, N° 1, pp.2-21, February 1993.
- 38 Iglesiasa E., Garciaa Y., Sanjuanb M., Camachoa O. and Smith C., *Fuzzy surface based sliding mode control*, *ISA Transactions* 46 (2007) 73–83, Elsevier.
- 39 Kothar M., Nanda L J. and Bhattacharya K., *Design of variable structure power system stabilizers with desired eigenvalues in the sliding mode*, *IEE Proc. Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 140, pp. 263-268, July 1993.
- 40 Kundur P., *Power System Stability and Control*, Ed. McGraw-Hill., 1994.
- 41 Larsen E.V. and Swann D.A, *Applying power system stabilizers, part I*, *IEEE Trans. on power apparatus and systems*, Vol. pas-100, 1981.
- 42 Lee S.S. and J.K. Park, *Design of power system stabilizer using observer / sliding mode, observer/sliding mode model following and Hinf / sliding mode controllers for small signal stability study*, *Electrical & energy systems*, vol.20,1998.
- 43 Liao S.H., *Expert system methodologies and applications—a decade review from 1995 to 2004*, *Expert Systems with Applications*, vol.28, pp.93–103, Elsevier, 2005.
- 44 Lin C-F. , *Advanced Control Systems Design*, Prentice Hall, 1994.
- 45 Lin S.C. and Chen Y. Y., *A GA-Based Fuzzy Controller with Sliding Mode*, *IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems*, pp.1103-1110, 1995.
- 46 Lu Y. and Chen J., *A self-organizing fuzzy sliding mode controller design for a class of nonlinear servo-systems*, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 3 (41), pp.492-502, 1994.
- 47 Maeda M. and Murakami S., *A self-tuning fuzzy controller*, *Fuzzy Sets and Syst.*, vol.51, pp.29-40, 1992.
- 48 Mamdani E. H., *Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant*, *Proc. IEEE*, 121(12): pp. 1585-1588, 1974.
- 49 Mamdani E.H. and Assilian S., *A Fuzzy Logic Controller for a Dynamic Plant*, *Int. Journal Man-Machine Studies.*, 2, pp.1-13, 1975.

- 50 McCarthy J., Programs with Common Sense, Proceedings of the Teddington Conference on the Mechanization of Thought Processes, Her Majesty's Stationery Office, London, England 1959.
- 51 Mudi R.K. and Pal N.R., A Robust Self-Tuning Scheme for PI and PD Type Fuzzy Controllers, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol.7, n° 1, Feb.1999.
- 52 Nechadi A., Stabilité d'un système électro-énergétique : Approche par mode glissant, Thèse de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, Sétif, 2004.
- 53 Nechadi E., Harmas M.N. and Zehar K., Développement d'une commande de régulation quadratique linéaire en mode glissant avec observateur pour la stabilisation des systèmes électro-énergétiques, Conférence Nationale sur le Génie Electrique, Tiaret, 2004, pp.129-133.
- 54 Nechadi E., Harmas M.N, Ferhat-Hamida A. and Zehar K., Stabilisation robuste d'un système electro-énergétique par mode glissant, CIGE04, Setif, 2004.
- 55 Nug K.C., Li Y., Murray-Smith D.J. and Sharman K.C., Genetic algorithms applied to fuzzy sliding controller design, IEE/IEEE Int. Conf. on Genetic Algorithms in Engineering Systems: Innovations and Applications, pp.220-225, 1995.
- 56 Ogata K., Modern Control Engineering, Prentice Hall, 2002.
- 57 Palm R., Driankov D. and Hellendoorn H., Model based fuzzy control, Springer,1997.
- 58 Palm R., Sliding mode fuzzy control, IEEE Int.Conf. Fuzzy Systems,pp.519-526,1992.
- 59 Park Y., Kim W., Discrete-time adaptive sliding mode power stabilizer with only input/output measurements, Electrical & Energy Systems, vol.18, 1996.
- 60 Passino K.M, Intelligent Control, The Control Handbook, W.S. Levine, CRC Press, pp. 994-998, 1996.
- 61 Pinard M., Commande électrotechnique des moteurs électriques, Dunod, France, 2004.
- 62 Rashidi F., Rashidi M. and Amiri H., An adaptive fuzzy sliding mode control for power system stabilizer, Ind. Electronics Society, IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, Vol.1, pp. 626 - 630, Nov. 2003.
- 63 Saint-Jean B, Électrotechnique et machines électriques, Eyrolles, Paris, France, 1977.
- 64 Shu-Hsien L., Expert system methodologies and applications—a decade review from 1995 to 2004, Expert Systems with Applications 28 (2005) 93–103 Elsevier.
- 65 Slotine J.J. and Li W., Applied nonlinear control, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1991.
- 66 Soliman H.M., Elshafei A.L, Shaltout A.A. and M.F. Morsi, Robust power system stabiliser, IEEE, Proc-Electr. Power Appl., Vol. 147, No.5, September 2000.
- 67 Su C. and Stepanenko, Y., Adaptive Control of a Class of Non linear Systems with Fuzzy Logic, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, Vol. 2, N°4, pp. 285-294, Nov.1994.
- 68 Sugeno M., An introductory survey of fuzzy control, Information Science, vol.36, pp.59-83, 1985.
- 69 Sugeno M. and Kang G.T., Structure identification of fuzzy model, Fuzzy Sets and Systems, vol.28, pp15-33, 1988.
- 70 Takagi T. and Sugeno M., Fuzzy Identification and its Application to Modelling and Control, IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, vol.15, pp. 116-132, 1985.
- 71 Tao C. W., Taur J. S. and Mei-Lang Chan, Adaptive Fuzzy Terminal Sliding Mode Controller for Linear Systems With Mismatched Time-Varying Uncertainties, IEEE Trans. on Syst., Man, and Cybernetics—Part B: Cybernetics, Vol. 34, N°. 1, Feb. 2004
- 72 Tomsovic K., Fuzzy Systems Applications to Power Systems, School of Electrical Engineering and Computer Science, Washington State Univ., Pullman, WA 99164.
- 73 Tseng C.S. Chen B.S. and Uang H.J., Fuzzy Tracking control design for Nonlinear Dynamic Systems via T-S Fuzzy Model, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol.9, pp.381-392, 2001.
- 74 Utkin V.I., Variable Structure Systems with Sliding Modes, IEEE Trans. on Automatic Control, Vol.AC-22, N°2, pp.212-222, April 1977.
- 75 Wang L.X., Fuzzy systems are universal approximators, in: Proc. of the IEEE Int. Conf. On Fuzzy Systems, San Diego, 1992, pp. 1163–1169.
- 76 Wang L.X., Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Systems, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, Vol. 1, N° 2, May 1993.
- 77 Wong L.K., Leung F.H.F. and Tam P.K.S., Combination of Sliding Mode Controller and PI Controller using FLC, IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems, pp.296-301, 1998.

- 78 Xinghuo Y. F., Yu, J. Z., Non-singular Terminal Sliding Mode Control of Uncertain Multivariable Systems, Proceedings of the 2006 International Workshop on Variable Structure Systems, Alghero, Italy, June 5-7, 2006.
- 79 Xu W.L, S.K. Tso and Z. Wang, Fuzzy variable-parameter PID controller with an adaptive integrator, ISIAC, WAC98, Anchorage, Alaska, 1998.
- 80 Yi F., Yu X.H., and Man Z.H., Non-singular adaptive terminal sliding mode control of rigid manipulators, Automatica, vol.38, no.12, pp.2159-2167, Dec., 2002.
- 81 Yoo B. and Ham W., Adaptive fuzzy sliding mode control of nonlinear system, IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 6, no. 2, pp.315-321, 1998.
- 82 Young K. D. and Ozguner U., Sliding mode design for robust linear optimal control, Automatica, vol. 33, no. 7, pp.1313–1323, 1997.
- 83 Yu H., Wenjin Gu and Zhiyong Yang, Novel Fast Adaptive Terminal Sliding Mode Controller for Cross Beam System, Proceedings of the 5<sup>th</sup> World Congress on Intelligent Control and Automation, June 15-19, 2004, Hangzhou, P.R. China.
- 84 W.L. Xu, S.K. Tso and Z. Wang,” Fuzzy variable-parameter PID controller with an adaptive integrator”, ISIAC, WAC98, Anchorage, Alaska, 1998.
- 85 R.K. Mudi and N.R. Pal “A Robust Self-Tuning Scheme for PI and PD Type Fuzzy Controllers”, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol.7, N<sup>o</sup> 1, Feb.1999.
- 86 Yu X., Z. Man, B. Wu, Design of Fuzzy Sliding-Mode Control Systems, Fuzzy Sets and Systems 95, 295-306, 1998.
- 87 Zadeh L.A., Fuzzy Sets Information and Control, vol.8, pp.338-353, 1965.
- 88 Wang L.X and Mendel J.M., Fuzzy basis functions universal approximation and orthogonal least squares learning. IEEE Transactions on Neural Network, vol..3, pp. 807-814, 1992 .