



UNIVERSITÉ DE  
**SHERBROOKE**

FACULTÉ DE GÉNIE  
GÉNIE ÉLECTRIQUE ET GÉNIE INFORMATIQUE

**GÉNÉRALISATION DE SOLUTIONS DE CONTRÔLE FLOU  
POUR USAGE INDUSTRIEL**

Mémoire de maîtrise ès sciences appliquées  
Spécialité: génie électrique

---

**Gustavo HERNANDEZ**

**Sherbrooke (Québec), Canada**

**mai 2007**



## RÉSUMÉ

Ce mémoire présente le développement d'une structure de contrôle flou qui remplace exactement la structure classique d'un contrôleur PID par celle d'un contrôleur flou. Cette relation biunivoque PID-floue permet de remplacer les contrôleurs PID classiques par des contrôleurs flous ayant les mêmes concepts que ceux utilisés pour le contrôle PID. Cette approche améliore la performance des systèmes complexes non linéaires tout en garantissant la stabilité et la robustesse.

Le logiciel développé permet aux ingénieurs d'utiliser des outils et des approches adaptées aux pratiques industrielles courantes. Il est basé sur le logiciel MATLAB<sup>®</sup> de The MathWorks, Inc. et exploite des composants ActiveX<sup>®</sup>. Cette approche permet de garder toutes les caractéristiques des solutions industrielles standard telles que la connectivité avec des automates programmables, les bases de données, les systèmes SCADAS, les systèmes ERP, etc.

La programmation de la structure du logiciel de contrôle a été réalisée par modules pour la mise en œuvre des développements théoriques. En utilisant les outils classiques de conception, il permet d'augmenter la robustesse, et de garantir la stabilité et la performance du système de contrôle flou. Finalement, le système a été validé sur plusieurs exemples.



## **REMERCIEMENTS**

Je tiens à remercier les personnes suivantes :

- Gérard Lachiver, pour l'opportunité qu'il m'a donnée de travailler sur ce sujet et d'approfondir mon expérience, par sa collaboration, sa disponibilité et le temps consacré, malgré toute la responsabilité qu'il a eue pendant le déroulement de ce travail. J'apprécie également la liberté de travail dont j'ai disposé.
- Je voudrais aussi formuler des remerciements spéciaux à toute ma famille, pour son appui et sa compréhension de mes absences répétées et surtout pour leurs encouragements et le rappel tout le temps de nos objectifs.
- Je souhaite également remercier Fernando D'Amato, Marcos Actis et Anibal Zanini pour leur précieuse collaboration au début de ce travail.
- Finalement, je remercie à l'Université de Sherbrooke et le gouvernement du Québec pour m'avoir fait redécouvrir le plaisir d'étudier.



# TABLE DE MATIÈRES

<b>TABLE DE MATIÈRES</b>	<b>iii</b>
<b>LISTES DES FIGURES</b>	<b>v</b>
<b>LISTES DES TABLEAUX</b>	<b>vii</b>
<b>LEXIQUE</b>	<b>viii</b>
<b>1 INTRODUCTION</b>	<b>1</b>
<b>2 REVUE DE LA LITTÉRATURE</b>	<b>3</b>
<b>3 STRATÉGIES DE CONCEPTION</b>	<b>5</b>
<b>3.1 Choix de la structure du contrôleur</b>	<b>5</b>
<b>3.2 Lien entre contrôleur TSK et contrôleur PI+D</b>	<b>8</b>
<b>3.3 Exemple d'application</b>	<b>18</b>
<b>3.4 Généralisation du lien</b>	<b>19</b>
<b>3.5 Stabilité du contrôleur</b>	<b>21</b>
<b>3.6 Évolution de la stabilité</b>	<b>25</b>
<b>3.7 Surface de stabilité contrainte pour la surface de contrôle</b>	<b>28</b>
<b>3.8 Surface de performance contrainte du contrôleur TSK</b>	<b>30</b>
<b>3.9 Obtention de la surface de contrôle combinant stabilité et performance</b>	<b>31</b>
<b>3.10 Caractéristiques de la surface de contrôle</b>	<b>34</b>
<b>4 AUTORÉGLAGE D'UN CONTRÔLEUR</b>	<b>35</b>
<b>4.1 Algorithmes évolutifs et fonctions d'appartenance</b>	<b>37</b>
<b>4.2 Algorithmes évolutifs et surface de contrôle</b>	<b>39</b>
<b>4.3 Les réseaux de neurones</b>	<b>39</b>
<b>4.4 Le réglage général</b>	<b>40</b>
<b>5 INFLUENCE ET TRAITEMENT DES RETARDS</b>	<b>41</b>
<b>6 LOGICIEL</b>	<b>43</b>
<b>6.1 Module de contrôle</b>	<b>44</b>
<b>6.2 Module d'évaluation, optimisation et autoréglage</b>	<b>44</b>
<b>6.3 Module interface graphique</b>	<b>45</b>
<b>6.4 Module interface de communication</b>	<b>46</b>

6.5	Module simulation de processus	47
7	VALIDATION EXPÉRIMENTALE	48
7.1	Modélisation du WBF	48
7.2	Performances désirées	50
7.3	Identification du système	50
7.4	La surface de stabilité et performance	51
7.5	Le contrôleur flou	53
7.6	Autoréglage du contrôleur	54
8	COMPARAISON DE LA PERFORMANCE DES CONTRÔLEURS	58
8.1	Robustesse	58
8.2	Stabilité	58
8.3	Performance	58
8.4	Coût du contrôleur	59
8.5	Complexité d'implémentation du logiciel	59
8.6	Versatilité	60
8.7	Exploitation	60
8.8	Politique	60
	CONCLUSION	61
	ANNEXE 1	63
	BIBLIOGRAPHIE	65



## LISTES DES FIGURES

<b>Figure 3.1</b>	Contrôleur TSK	7
<b>Figure 3.2</b>	Schème de calcul pour un contrôleur TSK	7
<b>Figure 3.3</b>	Fonctions d'appartenance triangulaires	8
<b>Figure 3.4</b>	Contrôleur PI+D générique discret	9
<b>Figure 3.5</b>	Structure du contrôleur PI+D montrant les parties directe et incrémentale	10
<b>Figure 3.6</b>	Exemple de surfaces de contrôle PI+D directe et incrémentale	10
<b>Figure 3.7</b>	Contrôleur TSK à action directe	11
<b>Figure 3.8</b>	Contrôleur TSK à action incrémentale	11
<b>Figure 3.9</b>	Contrôleur TSK à action directe plus action incrémentale	11
<b>Figure 3.10</b>	Fonctions d'appartenance pour l'espace d'entrée	12
<b>Figure 3.11</b>	Base de règles floues	13
<b>Figure 3.12</b>	Partition de l'espace	14
<b>Figure 3.13</b>	Règles floues activées	17
<b>Figure 3.14</b>	Boucle du système de contrôle flou TSK	18
<b>Figure 3.15</b>	Surfaces de contrôle directe et incrémentale	19
<b>Figure 3.16</b>	Surface de contrôle TSK quelconque	20
<b>Figure 3.17</b>	Surfaces de constantes $K_p$ et $K_d$	20
<b>Figure 3.18</b>	Surface de stabilité	22
<b>Figure 3.19</b>	Réponse du système à un changement de la valeur de référence	23
<b>Figure 3.20</b>	Surface de contrôle flou modifiée	23
<b>Figure 3.21</b>	Surface de stabilité pour le système flou	24
<b>Figure 3.22</b>	Réponse du système à une variation de la valeur de référence	24
<b>Figure 3.23</b>	Autre surface de contrôle modifiée	25
<b>Figure 3.24</b>	Surface montrant des instabilités	25
<b>Figure 3.25</b>	Surface de contrôle – évolution de la stabilité	26
<b>Figure 3.26</b>	Surface de stabilité floue – évolution de la stabilité	26
<b>Figure 3.27</b>	Projection de la surface de stabilité sur $e$	27
<b>Figure 3.28</b>	Projection de la surface de stabilité sur $\dot{y}$	27
<b>Figure 3.29</b>	Trajectoire simulée	28
<b>Figure 3.30</b>	Surface de stabilité contrainte pour l'équation 3.21	30
<b>Figure 3.31</b>	Surface de performance contrainte	31
<b>Figure 3.32</b>	Surface de contrôle discrétisée	32
<b>Figure 3.33</b>	Exemple du champ de vecteurs des trajectoires possibles	32
<b>Figure 3.34</b>	Surface de contrôle TSK	33
<b>Figure 3.35</b>	Évolution de la trajectoire sur la surface de contrôle pour une entrée échelon	33
<b>Figure 3.36</b>	Projections de la trajectoire sur la surface de contrôle	34
<b>Figure 4.1</b>	Réponse typique pour une entrée échelon unitaire	36
<b>Figure 4.2</b>	Système de contrôle flou TSK avec optimisation	37
<b>Figure 5.1</b>	Modélisation d'un retard avec le prédicteur de Smith	41
<b>Figure 5.2</b>	Validation de l'approximation du retard	42
<b>Figure 5.3</b>	Architecture général d'un contrôleur TSK	42
<b>Figure 6.1</b>	Architecture générale du logiciel développé	43
<b>Figure 6.2</b>	Relation entre les modules	44

<b>Figure 6.3</b>	Interface graphique	46
<b>Figure 6.4</b>	Schéma du système de communication	46
<b>Figure 6.5</b>	Affichage et opération du processus dans Internet Explorer®	47
<b>Figure 7.1</b>	Usine de Copetro S.A.	48
<b>Figure 7.2</b>	Principe du système WBF	49
<b>Figure 7.3</b>	Implémentation de l'équation 7.1	49
<b>Figure 7.4</b>	Modélisation du système WBF	50
<b>Figure 7.5</b>	Réponse du système en boucle ouverte pour les trois niveaux de consigne	51
<b>Figure 7.6</b>	Surfaces de stabilité et performance	52
<b>Figure 7.7</b>	Surfaces de contrôle flou comme solution aux demandes	53
<b>Figure 7.8</b>	Réponse du système de contrôle PI+D pour une valeur désiré de 1	54
<b>Figure 7.9</b>	Contrôle du système pour le modèle modifié sans autoréglage du contrôleur	55
<b>Figure 7.10</b>	Réponse du système en boucle ouverte pour les trois niveaux de consigne	56
<b>Figure 7.11</b>	Surfaces de contrôle flou pour le nouveau système	56
<b>Figure 7.12</b>	Réponse du système avec la nouvelle identification	57
<b>Figure A1.1</b>	Fonctions d'appartenance pour les entrées x et y	64

## LISTES DES TABLEAUX

<b>Tableau 3.1</b>	Fonctions de sortie directe	15
<b>Tableau 3.2</b>	Fonctions de sortie incrémentale	16
<b>Tableau 7.1</b>	Vecteur d'identification du système WBF	51
<b>Tableau 7.2</b>	Surfaces de stabilité et performance	52
<b>Tableau 7.3</b>	Surface de contrôle	53
<b>Tableau 7.4</b>	Nouvelle identification du système WBF	55
<b>Tableau 7.5</b>	Surfaces de contrôle après l'autoréglage	57
<b>Tableau A1.1</b>	Constantes $K_p$ , $T_i$ et $T_d$ selon la méthode de Chien-Hrones-Reswick	64



## LEXIQUE

<b>ANFIS :</b>	<b>Adaptive Neuro Fuzzy Inference System</b>
<b>DA :</b>	<b>Direct Action</b>
<b>DB :</b>	<b>Bases de Données</b>
<b>DCS :</b>	<b>Distribute Control System</b>
<b>ERP :</b>	<b>Enterprise Resource Planning</b>
<b>FL :</b>	<b>Fuzzy Logic</b>
<b>FLC :</b>	<b>Fuzzy Logic Controller</b>
<b>GA :</b>	<b>Genetic Algorithm</b>
<b>GS :</b>	<b>Gain Scheduling</b>
<b>IAE :</b>	<b>Integral of Absolute Error</b>
<b>ISE :</b>	<b>Integral of Squared Error</b>
<b>ITAE :</b>	<b>Integral of Time Absolute Error</b>
<b>ITSE :</b>	<b>Integral of Time Squared Error</b>
<b>MDN :</b>	<b>Fuzzy Controller of type MamDaNi</b>
<b>MES :</b>	<b>Manufacturing Execution System</b>
<b>MIMO :</b>	<b>Multiple Inputs Multiple Outputs</b>
<b>PID :</b>	<b>Proportional Integral and Derivative Controller</b>
<b>PLC :</b>	<b>Programmable Logic Controller</b>
<b>SCADA :</b>	<b>Supervisory Control And Data Acquisition</b>
<b>SISO :</b>	<b>Single Input Single Output</b>
<b>TSK :</b>	<b>Fuzzy controller of type Takagi-Sugeno-Kang</b>
<b>WBF :</b>	<b>Weigh Belt Feeder</b>



# CHAPITRE 1

## INTRODUCTION

Le contrôle des processus industriels exploite au maximum les technologies traditionnelles. Les développements de la prochaine génération de systèmes de contrôle s'appuient en grande partie sur les techniques de l'intelligence artificielle, principalement le contrôle flou et les réseaux de neurones [LI, Y. et coll., 2006]. Ce mémoire explore ces nouveaux concepts de contrôleurs flous et contribue à ces changements.

Le contrôleur PID est largement utilisé pour le contrôle des processus industriels. Environ 90 % des contrôleurs mis en œuvre en milieu industriel sont des contrôleurs PID [LI, Y. et coll., 2006]. Ces contrôleurs fonctionnent actuellement à la limite de leur capacité et dans la majorité de cas leur réglage est mal ajusté ce qui occasionne beaucoup de pertes [KRISTIANSSON, B. et coll., 2006b] et [LI, Y. et coll., 2006]. Par conséquent, il est nécessaire de trouver une solution à ce problème par exemple, avec des techniques d'auto-réglage. D'autre part, les processus doivent être plus efficaces, plus sûrs, donc les systèmes de contrôle doivent l'être aussi. Une avenue exploitée par les scientifiques pour améliorer les performances des contrôleurs PID est celle de l'intelligence artificielle. Cependant, ces travaux doivent se faire en respectant les pratiques établies car l'industrie est particulièrement conservatrice [LI, Y. et coll., 2006].

Le projet présenté dans ce mémoire développe une méthodologie de conception de contrôleurs combinant l'approche PID et l'approche floue pour améliorer les performances des systèmes complexes non linéaires. L'objectif vise à mettre à la disposition des ingénieurs une solution qui s'approche le plus possible des pratiques industrielles courantes. La stabilité, la robustesse et la performance de la solution proposée ont fait l'objet d'une attention particulière. L'analyse sera mise sur les systèmes SISO avec une extension aux systèmes MIMO.

Cette étude traite du choix de la structure du contrôleur flou, de son réglage et de l'optimisation de ses paramètres. Il s'appuie sur les outils de conception des contrôleurs PID classiques pour faciliter l'interprétation et la mise en œuvre du contrôleur flou, tout en tenant

en compte des caractéristiques de robustesse, de stabilité et de performance. Le système aura aussi des caractéristiques d'autoréglage pour s'adapter à l'évolution des processus et pour traiter de systèmes présentant des retards.

Plusieurs auteurs ont travaillé sur les structures de contrôle flou et le contrôle PI+D [ALVAREZ, H., 1996], [MANN, G., 1999] et [HU, B. et Coll., 2001] et la capacité des contrôleurs flous d'approximer une fonction quelconque [ALZATE, A., et coll., 2004], [KOSKO, B., 1992], [WANG, L. et MENDEL, J., 1991] et [WANG, L. et MENDEL, J., 1992]. D'autres travaux de recherche sur le contrôle flou ont été analysés et l'expertise de l'auteur de ce mémoire a été mise à contribution pour la conception et la validation du logiciel [HERNANDEZ, G., 1998a], [HERNANDEZ, G. et Coll., 1998b], [HERNANDEZ, G., 2004] [FERNANDEZ, E. et HERNANDEZ, G., 1998], [SZKLANNY, S et BEHREND, C., 1994] et [ZANINI, A., 2000].

Ce mémoire est organisé de la manière suivante. Le chapitre 2 présente un résumé de l'état actuel des technologies de contrôle des processus industriels. Le chapitre 3 décrit la conception de la structure d'un contrôleur flou, son lien avec les contrôleurs PID et sa généralisation dans le traitement du contrôleur flou du point de vue du contrôle classique. Le chapitre 4 détaille les techniques d'autoréglage du contrôleur. Le chapitre 5 analyse l'impact des retards sur le système proposé. Le chapitre 6 décrit les composantes du logiciel conçu. Le chapitre 7 présente des applications complètes du système et leur validation. L'analyse des résultats et les discussions des performances feront l'objet du chapitre 8. Finalement, la conclusion résume les principales contributions de cette recherche.



## CHAPITRE 2

### REVUE DE LA LITTÉRATURE

Le contrôle PID a été développé au début du XXe siècle. Depuis les premiers énoncés d'Elmer Sperry en 1910 et les premiers essais attribués à Nicholas Minorsky en 1922, les applications pratiques sont rapidement apparues. En 1931 Mason brevète un contrôleur pneumatique de température avec action PI : le Foxboro Stabilog [HERNANDEZ, G. et KOHN, J., 2006]. Les développements théoriques sur la théorie du contrôle classique des années 30 et 40, ainsi que l'augmentation des applications pendant la Seconde Guerre mondiale ont contribué à un déploiement important des contrôleurs PID. En 1953, Graham et Lathrop ont introduit plusieurs indicateurs de performances (IAE, ISE, ITAE, ITSE). En 1956 apparaît la première utilisation de l'ordinateur pour le contrôle numérique des processus de la raffinerie Port Arthur, aux États-Unis. Le système faisait alors le contrôle de 26 débits, de 72 températures, de 3 pressions et de 3 mélanges. Finalement en 1968, Richard Morley a créé le Modicon 084, qui fut le premier automate programmable (PLC). Ceci a permis d'augmenter encore plus l'usage des PID.

Maintenant, environ de 90 % des contrôleurs industriels sont des contrôleurs PID [LI, Y. et coll., 2006]. Le reste est constitué de systèmes de contrôle dédiés basés sur différentes techniques de contrôle moderne. La simplicité du contrôleur PID et sa facilité d'exploitation pour les ingénieurs sont les principales raisons de ce succès. Actuellement, tous les fabricants de systèmes de contrôle offrent des contrôleurs PID dans la gamme de leurs produits, avec différentes structures et des options, comme l'autoréglage, par exemple.

Le contrôleur PID démontre de bons indices de robustesse et de performance si les processus ne présentent pas trop de non-linéarités. Quand les processus sont non linéaires, il est nécessaire de prendre en compte certaines alternatives pour développer un contrôleur PID acceptable ou de résoudre le problème avec d'autres types de contrôleurs [MANN, G. et coll., 1999], [ZHAO, Z., et coll., 1993], [ÅSTRÖM, K., et coll., 2001], [KRISTIANSSON, B., et coll., 2006a] et [KRISTIANSSON, B., et coll., 2006b].

Actuellement les contrôleurs PID atteignent la limite de leurs capacités. La demande de processus plus efficaces et plus sûrs est difficile à satisfaire avec les solutions actuelles [KRISTIANSSON, B. et coll., 2006b], [LI, W. et coll., 2000], [SANTOS, M. et coll., 2002] et [MOON, U. et coll., 2003]. Ceci est dû principalement au manque de flexibilité structurelle du contrôleur PID [ALVAREZ, H., 1996]. Dernièrement, la technologie des contrôleurs PID incorpore des éléments d'intelligence artificielle pour améliorer leurs performances et résoudre un plus large spectre de problèmes [LI, Y. et coll., 2006].

L'évolution du contrôle flou s'est accélérée au fil des années. Plusieurs exemples d'applications au contrôle de systèmes complexes sont rapportés dans la littérature [MAMDANI, E., 1974], [MENDEL, J., 1995], [OTSUBO, A. et coll., 1998], [CARMONA, P. et coll., 2004], [TANAKA, K. et coll., 2004] et [WANG, W. et coll., 2002]. Pour satisfaire les besoins de l'industrie, il faut travailler dans la continuité du matériel existant et ne pas faire de changements trop abrupts avec l'introduction de nouvelles technologies. Par ailleurs, il existe actuellement sur le marché des équipements ayant une capacité de stockage de données et des vitesses de calcul adéquates pour accueillir des technologies plus exigeantes, comme la plupart des technologies de l'intelligence artificielle.

L'objectif de cette recherche est de développer de nouvelles technologies de contrôle flou s'appuyant sur les outils classiques de développement du contrôle PID et ayant les caractéristiques suivantes :

- a) optimiser les performances du système de contrôle,
- b) obtenir des performances adéquates sur un grand nombre d'applications industrielles,
- c) garantir la performance et la stabilité pour des systèmes non linéaires,
- d) mettre à disposition des ingénieurs une solution pratique qui puisse résoudre de multiples problèmes de contrôle industriel et qui respecte les pratiques industrielles courantes.

Finalement, ce travail établit une relation entre les systèmes actuels de contrôle industriel et les développements récents des systèmes flous [HERNANDEZ et LACHIVER, 2006a].

## CHAPITRE 3

### STRATÉGIES DE CONCEPTION

Le choix de la structure d'un contrôleur flou est le cœur de cette étude. Ce choix influence profondément les analyses bibliographiques, la sélection et l'utilisation des outils, les analyses théoriques et les résultats de ce travail.

Les premières applications du contrôle flou ont été développées autour d'une structure proposée par Mamdani (MDN). Cette structure est simple et facile à mettre en œuvre comme le montrent plusieurs applications [MAMDANI, E., 1974], [NGUYEN, H. et coll., 2003], [PASSINO, K. et coll., 1993] et [SUGENO, M. et coll., 1994]. La principale difficulté de mise en œuvre de ce type de contrôleur est de garantir la stabilité, laquelle sera intrinsèquement reliée au processus à contrôler [LEE, K. et coll., 2000], [TANAKA, K. et coll., 1992] et [WONG, L. et coll., 2001].

Plus tard Sugeno puis Takagi-Sugeno-Kant ont introduit une nouvelle structure appelée TSK. Cette structure montre des performances similaires à la structure MDN, mais avec plus de flexibilité pour analyser la stabilité du système de contrôle.

Plusieurs auteurs [KOSKO, B., 1992], [WANG, L. et MENDEL, J., 1991] et [WANG, L. et MENDEL, J., 1992] ont démontré la capacité de ces structures floues à approximer n'importe quelle fonction non linéaire. Alzate [ALZATE, A., et coll., 2004] a montré la facilité et la simplicité de faire ce type d'approximation avec une structure de type TSK. Cette caractéristique sera largement exploitée dans cette étude et influera sur le choix de la structure des contrôleurs proposés.

#### 3.1 Choix de la structure du contrôleur

La structure du contrôleur flou sera choisie d'abord, pour reproduire la structure générique d'un contrôleur PI+D [ANG, K., et coll., 2005], et [ÅSTRÖM, K., et coll., 1995]. Plus tard, sa généralisation sera montrée.

Un contrôleur flou de type TSK a été retenu dans cette étude pour les raisons suivantes :

- a) de nombreux résultats de recherche sur des applications industrielles diverses [HERNANDEZ, G. 1998a], [ER, M. et coll., 2001], [PAL, N. et coll., 2003], [WONG, L., 2001], [COLLINGS, E. et coll., 2001] et [KARR, C. et coll., 1993],
- b) une analyse plus simple et générique de la stabilité du contrôleur flou [FENG, G. et coll., 2005], [CHEN, S. et coll., 2005], [HSIAO, F. et coll., 2005], [LIU, H. et coll., 2005], [TANAKA, K. et coll., 2004] et [TANAKA, K. et coll., 1992],
- c) des caractéristiques de performance similaires entre les structures de contrôle flou de type Mamdani et TSK [SUGENO, M., 1977], [TAKAGI, M. et coll., 1985], [SUGENO, M. et coll., 1993] et [SUGENO, M. et coll., 1994].
- d) une grande capacité d'approximation de fonctions non linéaires [ALZATE, A., et coll., 2004] et [FENG, G., 2005],
- e) une facilité d'approximation de systèmes hautement non linéaires [FENG, G., 2005],
- f) une réduction du nombre de règles par rapport à d'autres types de contrôleurs flous [FENG, G., 2005].

Le contrôleur TSK propose un mécanisme de raisonnement flou utilisant une combinaison de fonctions linéaires pour la partie conséquence. Dans ce raisonnement, il utilise des règles du type :

$$\text{R\`egle } i : \text{SI } (x_1 \text{ est } A_i^d \text{ ET...ET } x_d \text{ est } A_i^d) \text{ ALORS } y_i = f_i(x_1, \dots, x_d) \quad (3.1)$$

Ici les conséquences des règles floues sont des fonctions d'un vecteur d'entrée  $\mathbf{X}$  où :

- a)  $\mathbf{X} = (x_1, x_2, \dots, x_d)$
- b)  $i$  représente la  $i^{\text{ème}}$  règle d'inférence floue,
- c)  $A$  sont les ensembles flous définis par les fonctions d'appartenance.

La particularité de la structure de contrôle TSK est que la logique floue est seulement utilisée dans la partie de prémisse de règles ( $A$ ). La partie conclusion est décrite par des valeurs numériques. La figure 3.1 montre chaque partie et le schème de travail du contrôleur TSK :

- a) entrée du contrôleur : les valeurs du vecteur  $\mathbf{X}$ ,

- b) interface de fuzzification : les ensembles flous  $A$ ,
- c) règles d'inférence floues,
- d) interface de defuzzification : les fonctions de sortie  $y_i$  pour le contrôleur TSK,
- e) sortie du contrôleur : valeur du signal de contrôle.

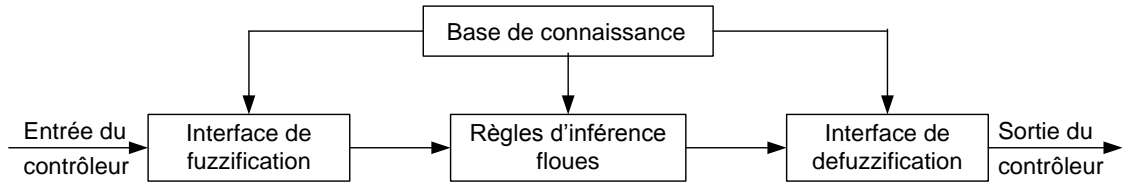


Figure 3.1 Contrôleur TSK

Les fonctions de sortie sont en général une combinaison linéaire des variables d'entrée. Un sous-ensemble flou  $A$  de  $\mathbf{X}$  est défini par une fonction d'appartenance qui associe à chaque élément  $x$  de  $\mathbf{X}$ , le degré d'appartenance compris entre 0 et 1 du sous-ensemble. La figure 3.2 montre une structure d'ensemble d'un processus de calcul pour un contrôleur TSK avec une entrée  $x_1$  et sortie  $z = z_2$ .

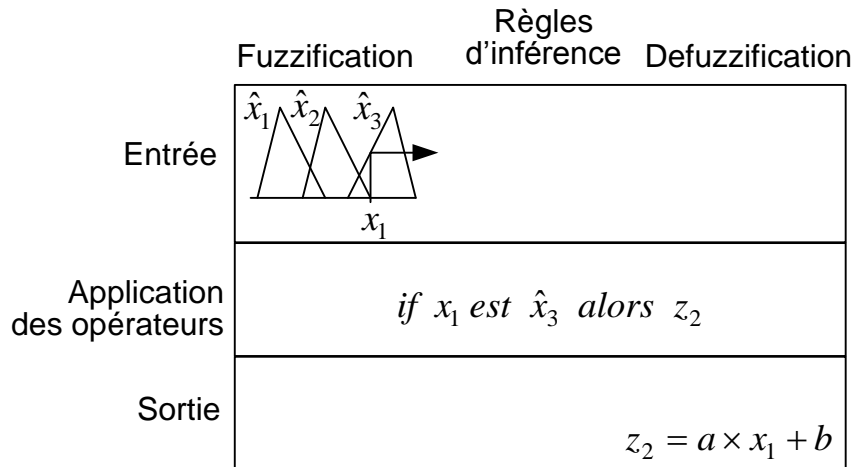


Figure 3.2 Schème de calcul pour un contrôleur TSK

Les fonctions d'appartenance choisies pour cette étude sont des fonctions triangulaires [ALZATE, A. et coll., 2004], elles sont montrées à la figure 3.3. Ce choix a été basé sur :

- a) la simplicité des manipulations de ce type de fonction représentée par trois points,
- b) la faible influence du choix des fonctions d'appartenance sur le résultat final du contrôle [HSIAO, S. et coll., 2004] et [TSAI, H. et coll., 2004],

c) la capacité d'approximer des fonctions de contrôle [ALZATE, A., et coll., 2004].

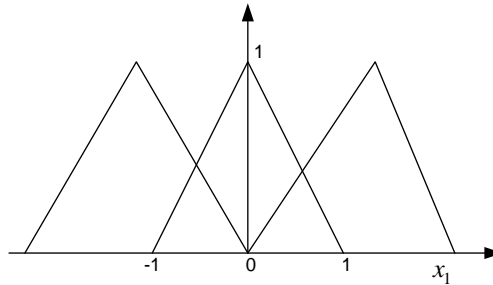


Figure 3.3 Fonctions d'appartenance triangulaires

Les règles d'inférence seront choisies pour permettre l'approximation de fonctions quelconques par la structure floue TSK proposée.

Finalement, pour chaque valeur des variables d'entrée, le contrôleur donne une valeur de sortie. Cette valeur est calculée à partir des fonctions d'appartenance d'entrée, des règles d'inférence floues et des fonctions de sortie. À partir de cette valeur de sortie, la surface de contrôle est construite. Cette surface de contrôle est une fonction du nombre d'entrées du système.

### 3.2 Lien entre contrôleur TSK et contrôleur PI+D

Plusieurs auteurs ont démontré les relations qui existent entre les différentes structures des contrôleurs flous et les structures des contrôleurs PID [ER, M, et SUN, Y., 2001], [PAL, N., et coll., 2003], [TANG, K. et coll., 2001], [MANN, G. et coll., 1999] et [HU, B. et coll., 1999]. Le choix final de la structure du contrôleur TSK est lié à la structure d'un contrôleur PI+D classique et aux conditions d'opération [ÅSTRÖM, K. et coll., 2001], [ÅSTRÖM, K. et coll., 1995]. La Figure 3.4 représente le contrôleur PI+D générique dans sa forme discrétisée et l'équation 3.2 est sa représentation mathématique. L'opérateur dérivée est appliqué sur le signal de processus plutôt que sur l'erreur parce que ce signal ne présente pas de difficultés numériques de calcul lorsqu'un changement brusque du signal de référence désiré se produit.

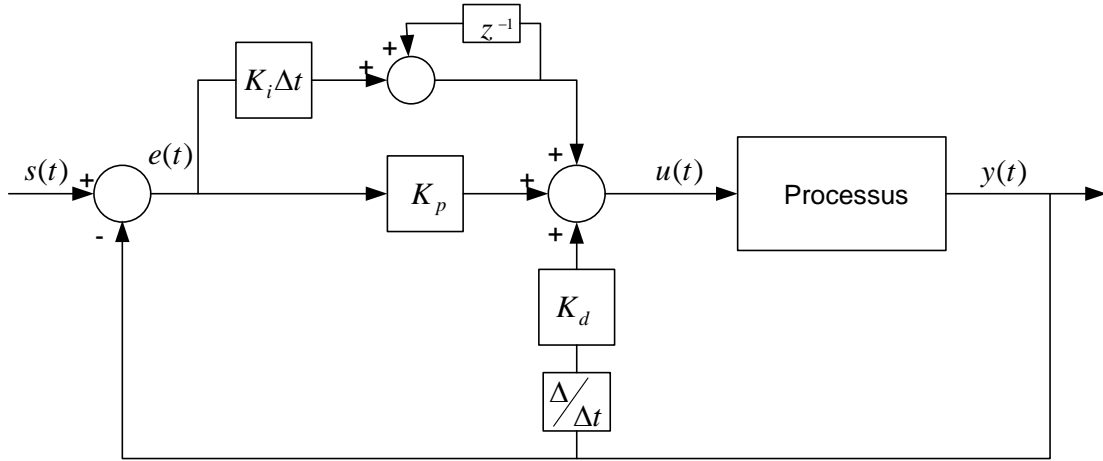


Figure 3.4 Contrôleur PI+D générique discret

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \sum_{i=0}^n e(i) \Delta t + K_d \frac{\Delta y(t)}{\Delta t} \quad (3.2)$$

où  $e(t)$  est la variable de l'erreur et  $y(t)$  est la variable de sortie du processus. Cette structure PI+D peut être séparée en deux parties, une partie appelée directe, constituée par la partie proportionnelle plus la partie dérivée ( $u_d$ ), équation 3.3, et une partie appelée incrémentale, constituée par la partie incrémentale ( $u_i$ ), équation 3.4.

$$u_d(t) = K_p e(t) + K_d \frac{\Delta y(t)}{\Delta t} \quad (3.3)$$

$$u_i(t) = K_i \sum_{i=0}^n e(i) \Delta t \quad (3.4)$$

$$u(t) = u_d(t) + u_i(t) \quad (3.5)$$

La sortie  $u_d$  est vue comme une surface de contrôle plane dans une représentation  $e$  vs  $\dot{y}$ , et les constantes  $K_p$  et  $K_d$  sont les paramètres de cette surface. La sortie de contrôle  $u_i$  est la contribution intégrale du contrôleur à chaque pas de calcul. La figure 3.5 montre ces deux parties.

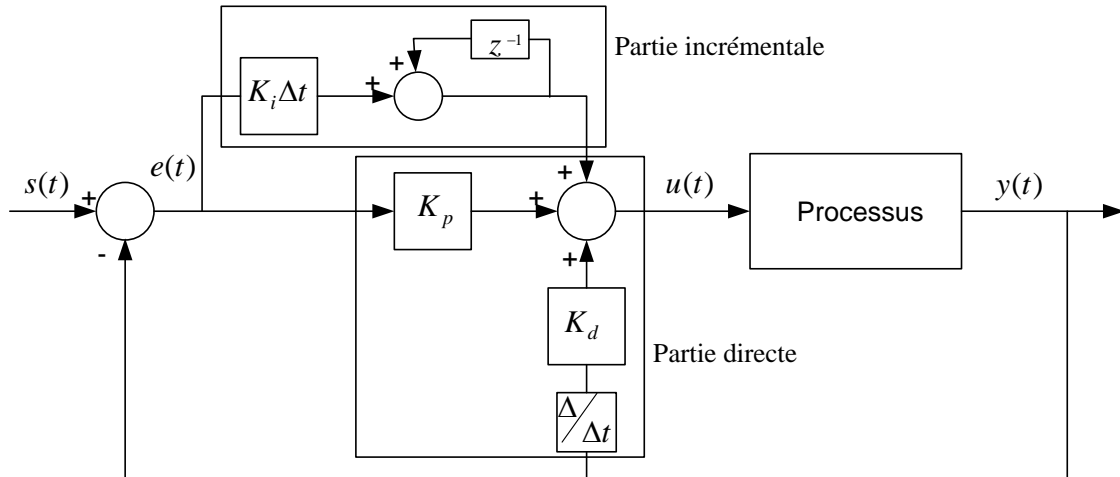


Figure 3.5 Structure du contrôleur PI+D montrant les parties directe et incrémentale

Le contrôleur PI+D classique est un contrôleur linéaire tel que démontré par les équations 3.3 et 3.4 et représenté à la figure 3.6. Ce découpage en deux parties du contrôleur PI+D va permettre de développer un contrôleur flou de type TSK ayant les mêmes propriétés. Cette relation entre les deux types de contrôleurs est importante car elle permet d'exploiter les outils théoriques de conception des contrôleurs PI+D, l'analyse de la stabilité et la performance du contrôleur flou du point de vue du contrôle classique.

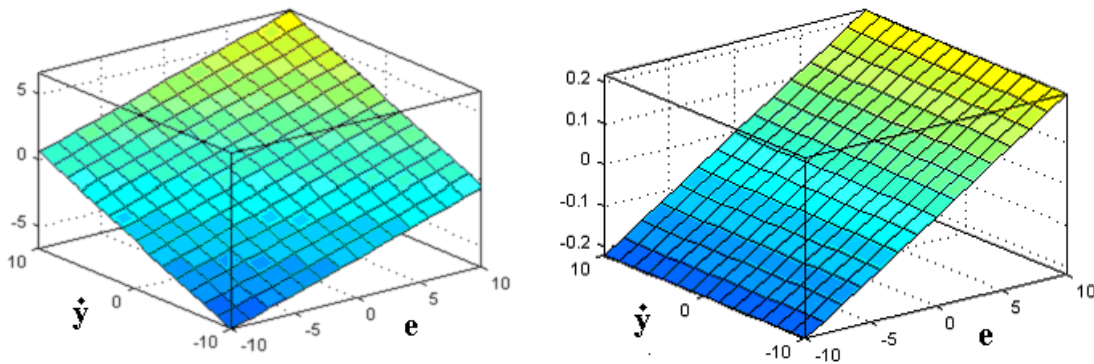


Figure 3.6 Exemple de surfaces de contrôle PI+D directe et incrémentale

Hu [HU, B. et coll., 2001] propose de classer les contrôleurs flous en contrôleurs à sortie directe et en contrôleurs à sortie incrémentale. Ainsi, le lien avec la partie directe et la partie incrémentale du contrôleur PI+D peut être fait. Pour relier la partie directe du contrôleur PI+D, un contrôleur TSK à sortie directe sera utilisé. Pour relier la partie incrémentale du contrôleur PI+D, un contrôleur TSK à sortie incrémentale sera utilisé.



[MANN, G. et coll., 1999], [HU, B. et coll., 2001], [SUN Y., et coll., 2004], [YANG, T., 2005a], ], [YANG, T., 2005b] et [WONG, L. et coll., 2001]. Ces deux contrôleurs sont appelés dans ce travail, les contrôleurs d'action directe et d'action incrémentale respectivement. Ils sont représentés dans les figures 3.7 et 3.8. Finalement, la figure 3.9 montre la conception de la structure du contrôleur flou de type TSK conçue comme la combinaison des deux types de contrôleurs. Ce contrôleur a deux entrées, l'erreur et la variation de l'erreur, et deux sorties, une sortie directe et une sortie incrémentale qui remplacera le contrôleur PI+D et ses deux sorties (équations 3.3 et 3.4).



Figure 3.7 Contrôleur TSK à action directe

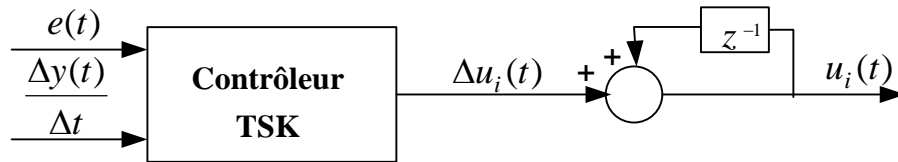


Figure 3.8 Contrôleur TSK à action incrémentale

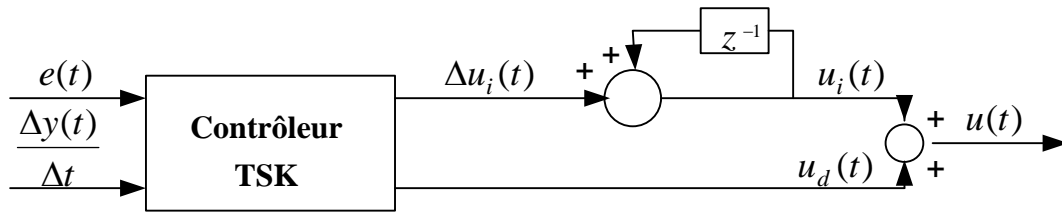


Figure 3.9 Contrôleur TSK à action directe plus action incrémentale

Les fonctions d'appartenance disponibles sont [MANN, G., et coll., 1999], [HU, B. et coll., 2001] et [ALZATE, A., et coll., 2004] :

- a) fonctions triangulaires ou trapézoïdales. Trois étiquettes pour chacune des entrées avec la même distribution dans l'espace d'entrée (figure 3.10).
- b) fonctions linéaires dans  $e$  et  $\dot{y}$  pour les règles floues (équation 3.6), avec trois fonctions pour chacune des sorties.

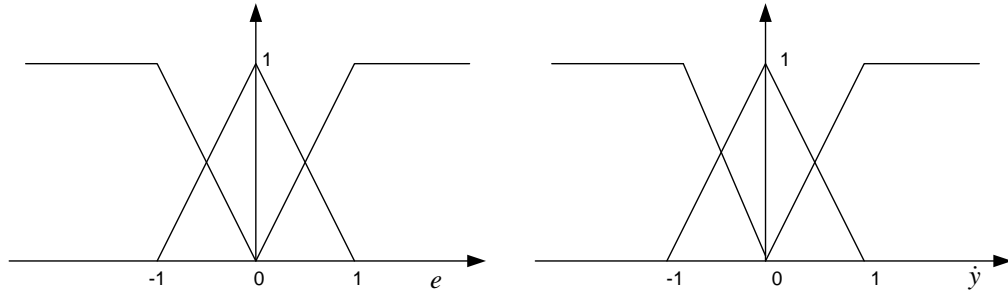


Figure 3.10 Fonctions d'appartenance pour l'espace d'entrée

$$z = a \times e + b \times \dot{y} + c \quad (3.6)$$

La figure 3.10 montre les fonctions d'appartenance pour les deux entrées. Pour l'entrée de l'erreur, l'espace est normalisé avec une valeur de référence. L'entrée de la dérivée de la variable de processus est aussi référencée à une valeur, malgré l'impossibilité pratique de la normaliser.

Pour un contrôleur TSK générique, la  $k^{\text{ème}}$  règle d'inférence est :

$$\text{si } e \text{ est } \hat{e}_k \text{ et } \dot{y} \text{ est } \hat{y}_k \text{ alors } z_k^d = f_k^d(e, \dot{y}) \quad (3.7)$$

$$z_k^m = a_{k1}^m \times e + a_{k2}^m \times \dot{y} + b_k^m \quad (3.8)$$

où :

- $\hat{e}$  et  $\hat{y}$  sont les ensembles flous des variables d'entrée du système de contrôle flou,
- $e$  et  $\dot{y}$  sont respectivement l'erreur et la variation de la sortie du processus,
- $z_k^m$  sont les conséquences des règles floues ou fonctions de sortie,
- l'exposant  $m$  dans la sortie représente la partie directe (d) ou la partie incrémentale (i).

La base de règles d'inférence floues utilisée est :

$$\begin{aligned} \text{si } e \text{ is } \hat{e}_1 \text{ et } \dot{y} \text{ is } \hat{y}_1 \text{ alors } z^d &= z_1^d \text{ et } z^i = z_1^i \\ \text{si } e \text{ is } \hat{e}_2 \text{ et } \dot{y} \text{ is } \hat{y}_2 \text{ alors } z^d &= z_2^d \text{ et } z^i = z_2^i \end{aligned}$$

si  $e$  is  $\hat{e}_1$  et  $\dot{y}$  is  $\hat{y}_3$  alors  $z^d = z_2^d$  et  $z^i = z_1^i$   
 si  $e$  is  $\hat{e}_2$  et  $\dot{y}$  is  $\hat{y}_1$  alors  $z^d = z_1^d$  et  $z^i = z_2^i$   
 si  $e$  is  $\hat{e}_2$  et  $\dot{y}$  is  $\hat{y}_2$  alors  $z^d = z_2^d$  et  $z^i = z_2^i$   
 si  $e$  is  $\hat{e}_2$  et  $\dot{y}$  is  $\hat{y}_3$  alors  $z^d = z_3^d$  et  $z^i = z_2^i$   
 si  $e$  is  $\hat{e}_3$  et  $\dot{y}$  is  $\hat{y}_1$  alors  $z^d = z_2^d$  et  $z^i = z_1^i$   
 si  $e$  is  $\hat{e}_3$  et  $\dot{y}$  is  $\hat{y}_2$  alors  $z^d = z_3^d$  et  $z^i = z_1^i$   
 si  $e$  is  $\hat{e}_3$  et  $\dot{y}$  is  $\hat{y}_3$  alors  $z^d = z_3^d$  et  $z^i = z_1^i$

La figure 3.11 montre les règles d'inférence floue utilisées dans le schème classique de représentation de règles floues :

	$\hat{e}_1$	$\hat{e}_2$	$\hat{e}_3$
$\hat{y}_3$	$z_2^d$	$z_3^d$	$z_3^d$
$\hat{y}_2$	$z_1^d$	$z_2^d$	$z_3^d$
$\hat{y}_1$	$z_1^d$	$z_1^d$	$z_2^d$

	$\hat{e}_1$	$\hat{e}_2$	$\hat{e}_3$
$\hat{y}_3$	$z_1^i$	$z_2^i$	$z_1^i$
$\hat{y}_2$	$z_1^i$	$z_2^i$	$z_1^i$
$\hat{y}_1$	$z_1^i$	$z_2^i$	$z_1^i$

Figure 3.11 Base de règles floues

Ainsi, la relation entre les équations du PI+D et celles du contrôleur TSK se fait en analysant les équations 3.3 et 3.4 du contrôleur PI+D et l'équation de sortie générique du contrôleur TSK :

$$z_k^m = a_{k1}^m \times e + a_{k2}^m \times \dot{y} + b_k^m \quad (3.8)$$

Les équations 3.3 et 3.8 montrent leur similitude :

- a) dépendance linéaire avec la variable de l'erreur,
- b) dépendance linéaire avec la variation dans le temps de la variable du processus.

Ainsi, en prenant les relations données par l'équation 3.9, la sortie directe du contrôleur TSK aura la même forme que celle du contrôleur PI+D.

$$K_p = a_{k1}^d; K_d = a_{k2}^d; b_k^d = 0 \quad (3.9)$$

De la même façon, les équations 3.4 et 3.8 montrent leur similitude :

- a) dépendance linéaire avec la variable de l'erreur,
- b) dépendance linéaire avec la variation dans le temps de la variable du processus.

Ainsi, en prenant les relations données par l'équation 3.10, la sortie incrémentale du contrôleur TSK aura la même forme que celle du contrôleur PI+D.

$$K_i \Delta t = a_{k1}^i = a_k^i; a_{k2}^i = 0; b_k^i = 0 \quad (3.10)$$

où  $\Delta t$  est le pas durant lequel le contrôleur réalise l'action de contrôle.

Pour démontrer ces relations obtenues, il est nécessaire d'analyser la sortie du contrôleur TSK de façon détaillée. Pour simplifier les analyses de la sortie du contrôleur, l'espace d'entrée des deux variables est partitionné dans les intervalles de travail :  $[-\infty, -1]$ ,  $(-1, 0]$ ,  $(0, 1]$  et  $(1, \infty]$ . La figure 3.12 montre cette partition et les seize régions de sorties. Les fonctions de sortie directe sont représentées dans le tableau 3.1 tandis que le tableau 3.2 présente les fonctions de sortie incrémentale.

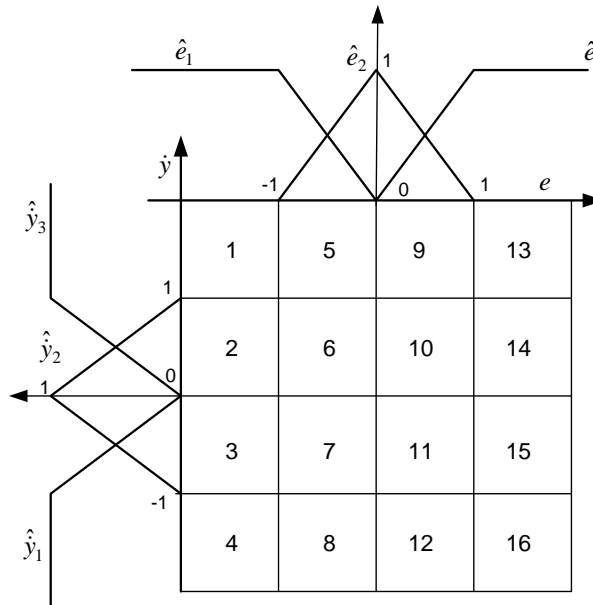


Figure 3.12 Partition de l'espace

**TABLEAU 3.1 FONCTIONS DE SORTIE DIRECTE**

Intervalle	Fonctions de sortie directe
$-\infty \leq e \leq -1; -\infty \leq \dot{y} \leq -1$	$= a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d$
$-1 \leq e \leq 0; -\infty \leq \dot{y} \leq -1$	$= -e(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d) + (1+e)(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d)$
$0 \leq e \leq 1; -\infty \leq \dot{y} \leq -1$	$= -e(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d) + (1+e)(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d)$
$1 \leq e \leq \infty; -\infty \leq \dot{y} \leq -1$	$= a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d$
$-\infty \leq e \leq -1; -1 \leq \dot{y} \leq 0$	$= -\dot{y}(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d) + (1+\dot{y})(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d)$
$-1 \leq e \leq 0; -1 \leq \dot{y} \leq 0$	$= -e\dot{y}(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d) - e(1+\dot{y})(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d)$ $- (1+e)\dot{y}(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d)$ $+ (1+e)(1+\dot{y})(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d)$
$0 \leq e \leq 1; -1 \leq \dot{y} \leq 0$	$= -e\dot{y}(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d) - e(1+\dot{y})(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d)$ $- (1+e)\dot{y}(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d)$ $+ (1+e)(1+\dot{y})(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d)$
$1 \leq e \leq \infty; -1 \leq \dot{y} \leq 0$	$= -\dot{y}(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d) + (1+\dot{y})(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d)$
$-\infty \leq e \leq -1; 0 \leq \dot{y} \leq 1$	$= -\dot{y}(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d) + (1+\dot{y})(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d)$
$-1 \leq e \leq 0; 0 \leq \dot{y} \leq 1$	$= -e(1-\dot{y})(a_{11}^d e + a_{12}^d \dot{y} + b_1^d) - e\dot{y}(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d) +$ $- (1+e)(1-\dot{y})(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d)$ $+ (1+e)\dot{y}(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d)$
$0 \leq e \leq 1; 0 \leq \dot{y} \leq 1$	$= (1-e)(1-\dot{y})(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d) +$ $- (1-e)\dot{y}(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d) +$ $+ e(1-\dot{y})(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d) + e\dot{y}(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d)$
$1 \leq e \leq \infty; 0 \leq \dot{y} \leq 1$	$= -\dot{y}(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d) + (1+\dot{y})(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d)$
$-\infty \leq e \leq -1; 1 \leq \dot{y} \leq \infty$	$= a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d$
$-1 \leq e \leq 0; 1 \leq \dot{y} \leq \infty$	$= -e(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d) + (1+e)(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d)$
$0 \leq e \leq 1; 1 \leq \dot{y} \leq \infty$	$= -e(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d) + (1+e)(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d)$
$1 \leq e \leq \infty; 1 \leq \dot{y} \leq \infty$	$= a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d$

**TABLEAU 3.2 FONCTIONS DE SORTIE INCRÉMENTALE**

<b>Intervalle</b>	<b>Fonctions de sortie incrémentale</b>
$-\infty \leq e \leq -1; -\infty \leq \dot{y} \leq -1$	$= a_1^i e$
$-1 \leq e \leq 0; -\infty \leq \dot{y} \leq -1$	$= a_1^i e e + a_2^i (1-e)e$
$0 \leq e \leq 1; -\infty \leq \dot{y} \leq -1$	$= a_3^i e e + a_2^i (1+e)e$
$1 \leq e \leq \infty; -\infty \leq \dot{y} \leq -1$	$= a_3^i e$
$-\infty \leq e \leq -1; -1 \leq \dot{y} \leq 0$	$= a_1^i e$
$-1 \leq e \leq 0; -1 \leq \dot{y} \leq 0$	$= a_1^i e e + a_2^i (1-e)e$
$0 \leq e \leq 1; -1 \leq \dot{y} \leq 0$	$= a_3^i e e + a_2^i (1+e)e$
$1 \leq e \leq \infty; -1 \leq \dot{y} \leq 0$	$= a_3^i e$
$-\infty \leq e \leq -1; 0 \leq \dot{y} \leq 1$	$= a_1^i e$
$-1 \leq e \leq 0; 0 \leq \dot{y} \leq 1$	$= a_1^i e e + a_2^i (1-e)e$
$0 \leq e \leq 1; 0 \leq \dot{y} \leq 1$	$= a_3^i e e + a_2^i (1+e)e$
$1 \leq e \leq \infty; 0 \leq \dot{y} \leq 1$	$= a_3^i e$
$-\infty \leq e \leq -1; 1 \leq \dot{y} \leq \infty$	$= a_1^i e$
$-1 \leq e \leq 0; 1 \leq \dot{y} \leq \infty$	$= a_1^i e e + a_2^i (1-e)e$
$0 \leq e \leq 1; 1 \leq \dot{y} \leq \infty$	$= a_3^i e e + a_2^i (1+e)e$
$1 \leq e \leq \infty; 1 \leq \dot{y} \leq \infty$	$= a_3^i e$

Par exemple, pour l'intervalle  $1 \leq e \leq \infty; -1 \leq \dot{y} \leq 0$ , les règles floues activées sont montrées à la figure 3.13.

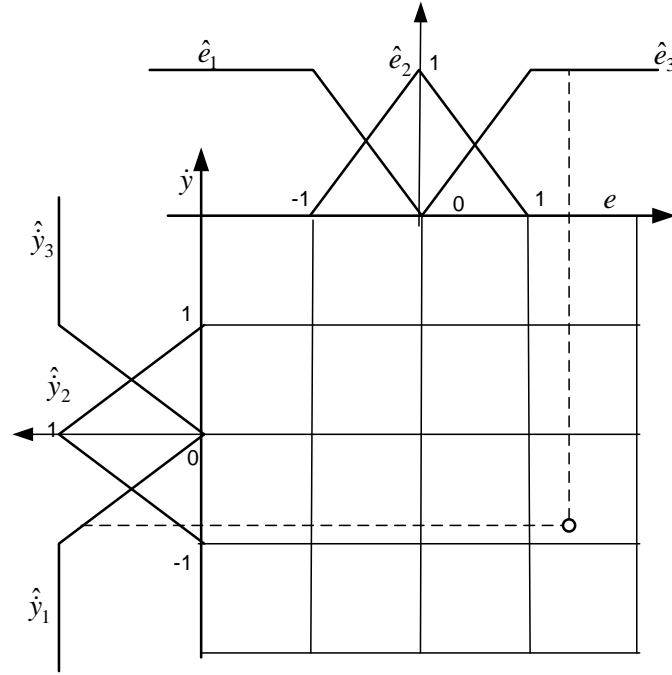


Figure 3.13 Règles floues activées

La sortie obtenue pour cet intervalle à partir du tableau 3.1 est :

$$z^d = -\dot{y}(a_{21}^d e + a_{22}^d \dot{y} + b_2^d) + (1 + \dot{y})(a_{31}^d e + a_{32}^d \dot{y} + b_3^d) \quad (3.11)$$

en regroupant les termes :

$$z^d = \dot{y}e(a_{31}^d - a_{21}^d) + \dot{y}^2(a_{32}^d - a_{22}^d) + \dot{y}(a_{32}^d + b_3^d - b_2^d) + a_{31}^d e + b_3^d \quad (3.12)$$

Si on veut obtenir une équation linéaire en  $e$  et  $\dot{y}$  similaire à l'équation 3.3, le terme quadratique de l'équation 3.12 doit être éliminé. Cela se fait en prenant :

$$a_{31}^d = a_{21}^d \quad (3.13)$$

$$a_{32}^d = a_{22}^d$$

$$b_3^d = b_2^d = 0 \quad (3.14)$$

L'équation de la sortie dans cet intervalle devient alors:

$$z^d = \dot{y}a_{32}^d + a_{31}^d e \quad (3.15)$$

En définissant :

$$K_p = a_{31}^d; \quad K_d = a_{32}^d \quad (3.16)$$

La sortie du contrôleur TSK reste égale à la sortie du contrôleur PI+D dans cet intervalle. La même démarche dans les autres intervalles arrive aux mêmes relations et la sortie du contrôleur TSK reste égale à la sortie du contrôleur PI+D pour tout intervalle de travail.

Le système TSK dessiné jusqu'à maintenant est linéaire. Sa partie directe et sa partie incrémentale resteront égales à la partie directe et à la partie incrémentale du contrôleur PI+D. La figure 3.14 montre la boucle générique de contrôle avec le contrôleur TSK proposé.

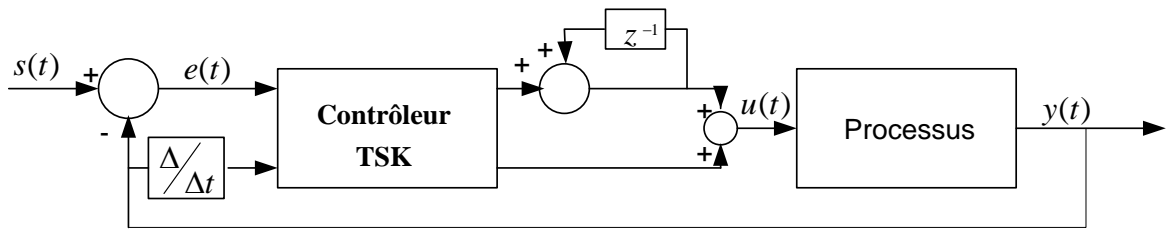


Figure 3.14 Boucle du système de contrôle flou TSK

### 3.3 Exemple d'application

L'exemple suivant démontre la simplicité de l'application des résultats précédents. La fonction de transfert choisie est un exemple classique tiré de [ER, M. et coll., 2001] :

$$G(s) = \frac{1}{s^3 + 4s^2 + 16s + 8} \quad (3.17)$$

Cette fonction de transfert a 3 pôles en boucle ouverte :  $p_{1,2} = -1.715 \pm 3.33j$  et  $p_3 = -0.57$ . Le réglage du système par la méthode de Chien, Hrones et Reswick (Annexe 1) pour le contrôleur PI+D donne :  $K_p = 0.3045$ ,  $K_d = 0.3636$  et  $K_i = 2.205$ . En utilisant les équations



3.9 et 3.10 et un pas de calcul de 0,01 s, on obtient les paramètres suivants pour le contrôleur TSK :

$$a_{11}^d = a_{21}^d = a_{31}^d = 0.3045 \quad (3.18)$$

$$a_{12}^d = a_{22}^d = a_{32}^d = 0.3636 \quad (3.19)$$

$$a_1^i = a_2^i = 0.02205 \quad (3.20)$$

La figure 3.15 représente les surfaces de contrôle directe et incrémentale. Elles sont identiques pour les deux contrôleurs.

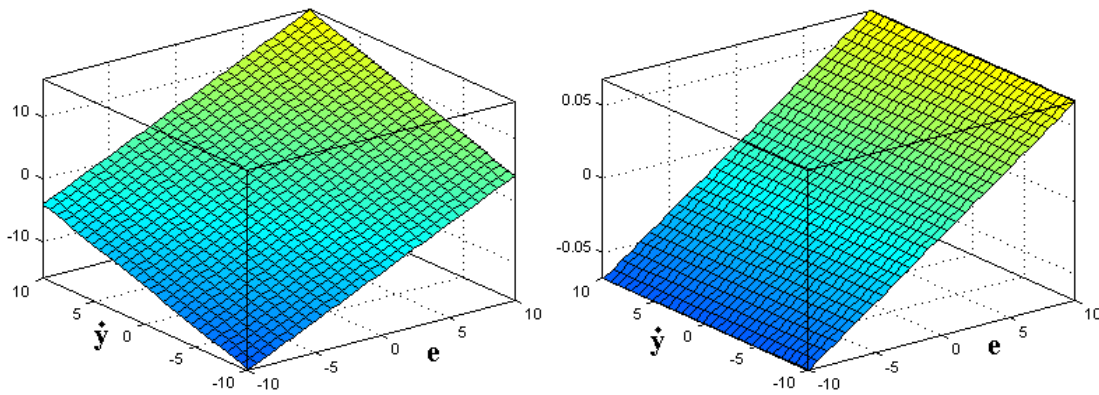


Figure 3.15 Surfaces de contrôle directe et incrémentale

### 3.4 Généralisation du lien

Pour la plupart des systèmes de contrôle de processus industriels, il est désirable de travailler avec un contrôleur non linéaire. Cela amène à généraliser la solution du contrôleur TSK précédent pour obtenir une surface de contrôle non plane en exploitant le lien obtenu avec le contrôle classique. Dans un schème de contrôleur flou général, la surface de contrôle n'est pas plane et ceci est justement associé à la capacité du contrôleur flou à manipuler des processus non linéaires [NGUYEN, H. et coll., 2003], [CHEN, B. et coll., 2005] et [ER, M. et coll., 2001]. La figure 3.16 représente une surface quelconque de contrôle pour un contrôleur TSK.

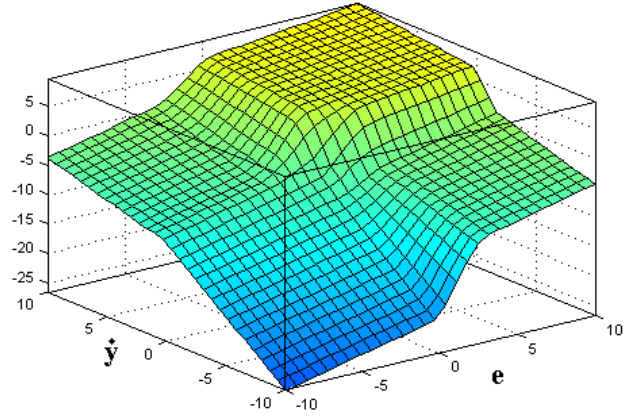


Figure 3.16 Surface de contrôle TSK quelconque

Une discrétisation  $n \times n$  de cette surface peut-être faite (figure 3.16). Chacun des éléments discrétisés est une surface plane. Pour chacun des ces éléments discrétisés de la surface, un contrôleur PI+D équivalent peut être construit. De là un contrôleur TSK peut être dérivé selon la procédure développée précédemment. Le résultat sera une matrice de coefficients  $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_d$  pour chaque élément de discrétisation comme représentation du contrôleur linéaire PI+D. À titre d'exemple pour la surface de contrôle montrée à la figure 3.16, les matrices de  $K_p$  et  $K_d$  sont montrées à la figure 3.17 avec une discrétisation de 30 éléments pour chacun d'axes. La matrice de  $K_i$  doit être construite sachant le pas de calcul du contrôleur.

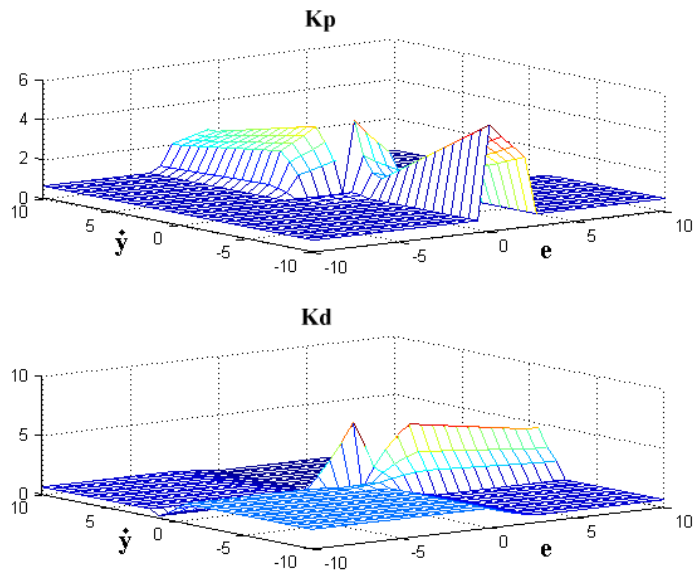


Figure 3.17 Surfaces de constantes  $K_p$  et  $K_d$

Connaissant la fonction de transfert du processus et le contrôleur TSK, on peut construire une surface de performance pour la même discrétisation. De la même façon, on peut calculer pour chaque contrôleur élémentaire des performances comme la position des pôles et des zéros du système en boucle fermée, le temps de réponse, le temps de montée, le temps de stabilisation, la valeur du dépassement, l'erreur en régime permanent, etc. Avec ces matrices, on pourra exploiter cette information pour :

- a) le design de la surface de contrôle du contrôleur TSK,
- b) l'analyse de performance,
- c) l'analyse de stabilité,
- d) l'optimisation du contrôleur TSK.

Ainsi, la surface de contrôle flou peut être vue comme un ensemble de contrôleurs PI+D dépendant du point d'opération, comme pour un contrôleur à commutation de gain (« gain scheduling ») [ER, M. et coll., 2001]

### **3.5 Stabilité du contrôleur**

L'analyse de stabilité pour un contrôleur flou est complexe et dépend du contexte d'opération du système comme le démontrent plusieurs auteurs [KOVAČIĆ, Z. et coll., 2005], [NGUYEN, H. et coll., 2003], [CHEN, S. et coll., 2005], [HSIAO, F. et coll., 2005], [LIU, H. et coll., 2005], [TANAKA, K. et coll., 1992] et [LIU, H. et coll., 2005].

Le contrôleur TSK proposé est équivalent à un contrôleur PI+D pour chaque élément discrétisé. Les outils d'analyse de la stabilité du contrôleur PI+D peuvent donc être utilisés sur la surface du contrôle flou TSK. En particulier dans ce travail, on définit et implémente comme paramètres d'analyse la surface de stabilité, la surface de performance où un ensemble des deux. Ces surfaces sont en général construites de la manière suivante :

- a) avec la surface de contrôle discrétisée et la surface de constantes  $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_d$  pour la même maille, on construit la carte des pôles et des zéros du système,

- b) pour cette même discrétisation, on construit une surface qui représente la partie réelle du pôle dominant de chaque discrétisation. Cette surface est définie comme surface de stabilité du système de contrôle pour ce processus,
- c) pour cette même discrétisation, on construit les surfaces qui représentent les différents paramètres de performance. Cette surface est définie comme surface de performance du système de contrôle pour ce processus.

La surface définit comme la surface de stabilité du système illustre les concepts de stabilité par la méthode du lieu des racines.

En continuant avec l'exemple de la fonction de transfert donnée par l'équation 3.17 et avec la surface de contrôle donnée par la figure 3.16, la figure 3.18 montre la surface de stabilité de la surface de contrôle. Cette surface est tout à fait négative, donc le système ne présentera pas d'instabilité pour tous ses pôles et la stabilité est garantie pour cette surface de contrôleur. La figure 3.19 représente la réponse du ce système à une variation de la valeur de référence.

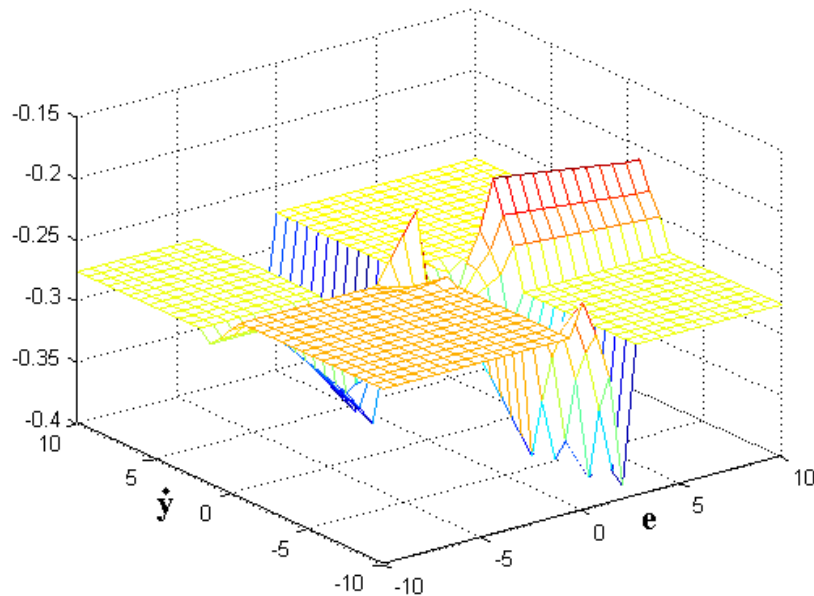


Figure 3.18 Surface de stabilité

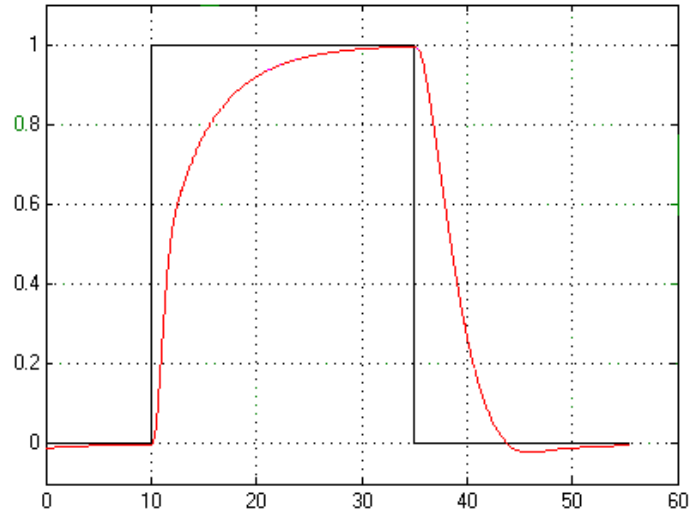


Figure 3.19 Réponse du système à un changement de la valeur de référence

En prenant un autre exemple de surface de contrôle modifiée (figure 3.20), la surface de stabilité est montrée à la figure 3.21. La figure 3.22 montre des caractéristiques oscillatoires dans la réponse du système pour cette surface de contrôle.

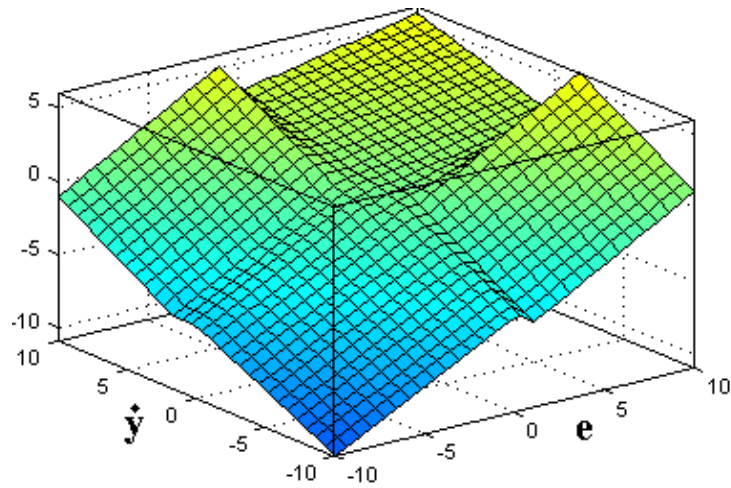


Figure 3.20 Surface de contrôle flou modifiée

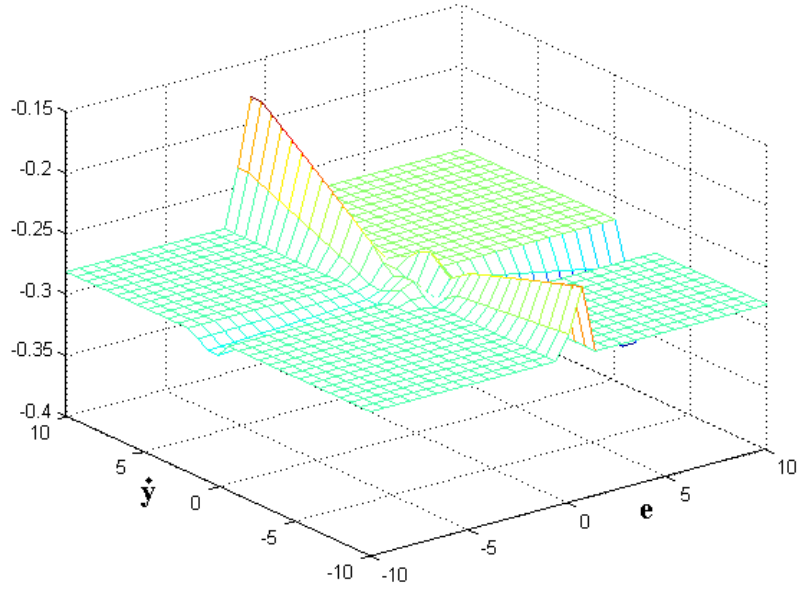


Figure 3.21 Surface de stabilité pour le système flou

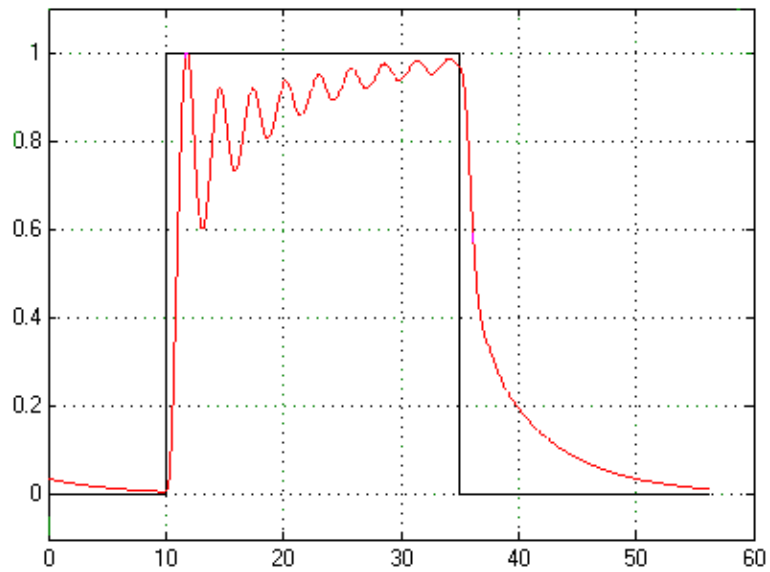


Figure 3.22 Réponse du système à une variation de la valeur de référence

Une autre modification de la surface de contrôle est donnée à la figure 3.23. La figure 3.24 montre sa surface de stabilité. Cette surface de stabilité a des régions avec des valeurs positives, donc le système présente des instabilités.

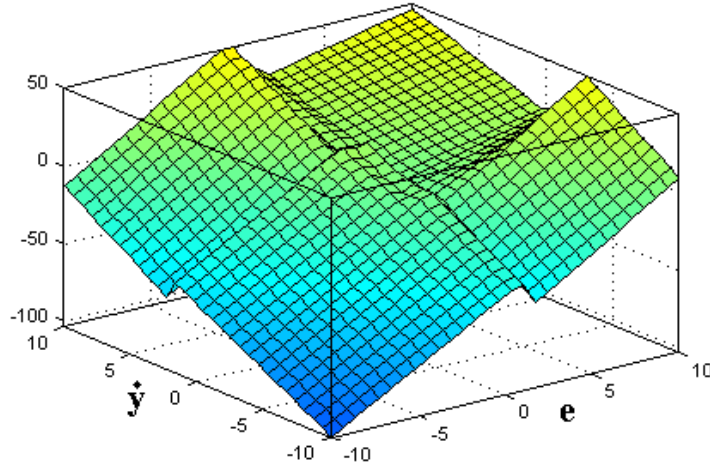


Figure 3.23 Autre surface de contrôle modifiée

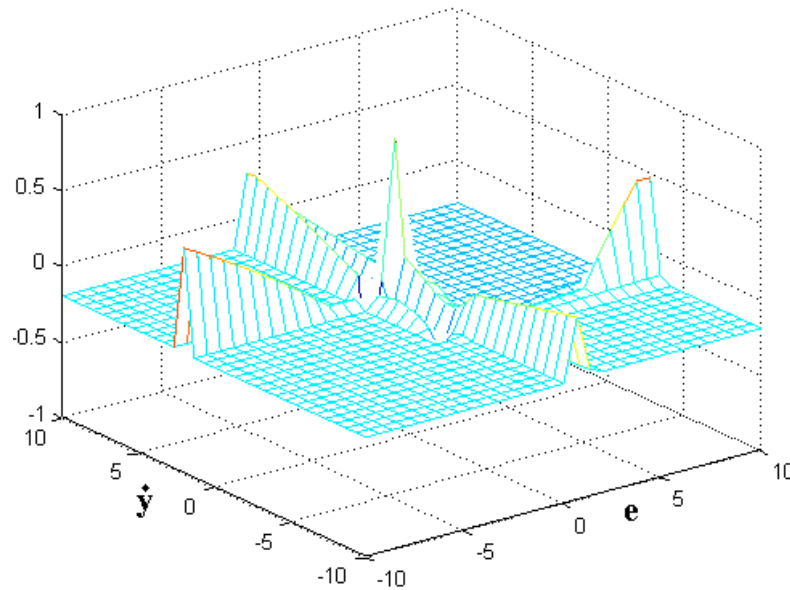


Figure 3.24 Surface montrant des instabilités

Avec ces outils de discrétisation et d'approximation linéaire, on dispose d'une carte de pôles dominants de la surface de contrôle qui permet d'analyser la stabilité du système.

### 3.6 Évolution de la stabilité

La figure 3.25 montre une surface de contrôle obtenue pour illustrer le comportement de la stabilité pour des cas singuliers et faciliter son analyse. La figure 3.26 montre la surface de stabilité pour le système modélisé par l'équation 3.17. Les figures 3.27 et 3.28 montrent les projections de cette surface sur les axes  $e$  et  $\dot{y}$  respectivement.

Dans ce système, les conditions d'instabilité apparaissent quand la dérivée de la variable de processus est plus grande que 2.5 (figure 3.28) tandis que l'erreur se trouve dans la plage [-1,0] (figure 3.27). Le système peut passer par cette région dans le processus de contrôle, mais il va rapidement évoluer vers d'autres régions à cause de la valeur élevée de la dérivée. Le système sera instable sous des conditions particulières d'entrées. Il va falloir définir les conditions d'opération du système avant d'accepter ou de refuser ces types de surfaces de contrôle.

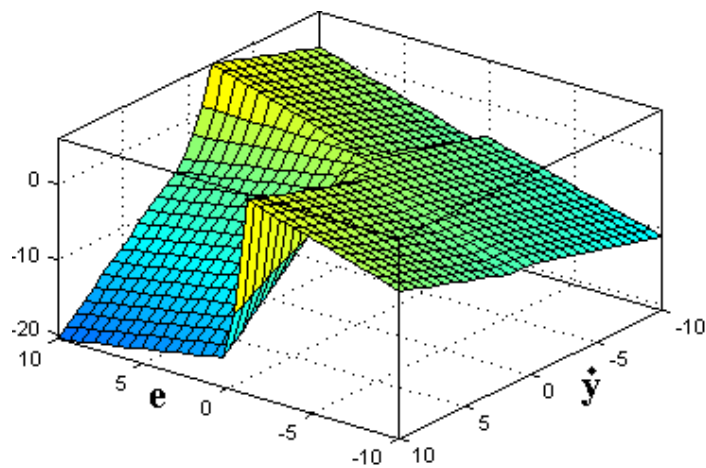


Figure 3.25 Surface de contrôle – évolution de la stabilité

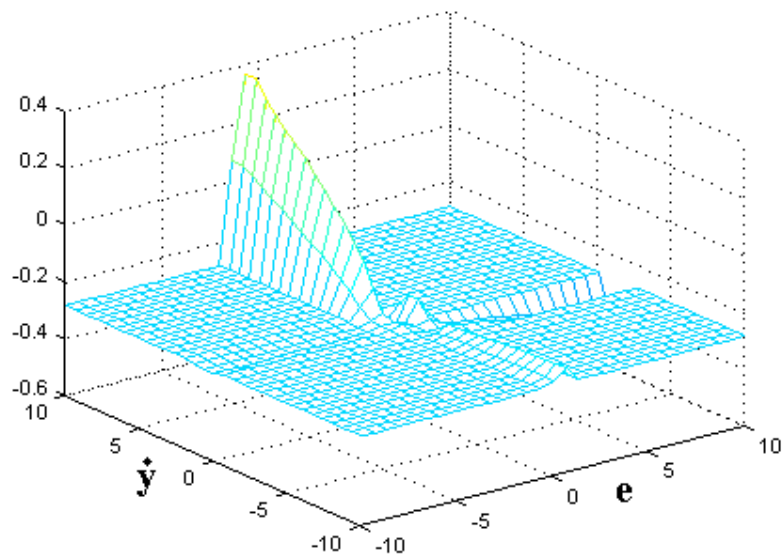


Figure 3.26 Surface de stabilité floue – évolution de la stabilité



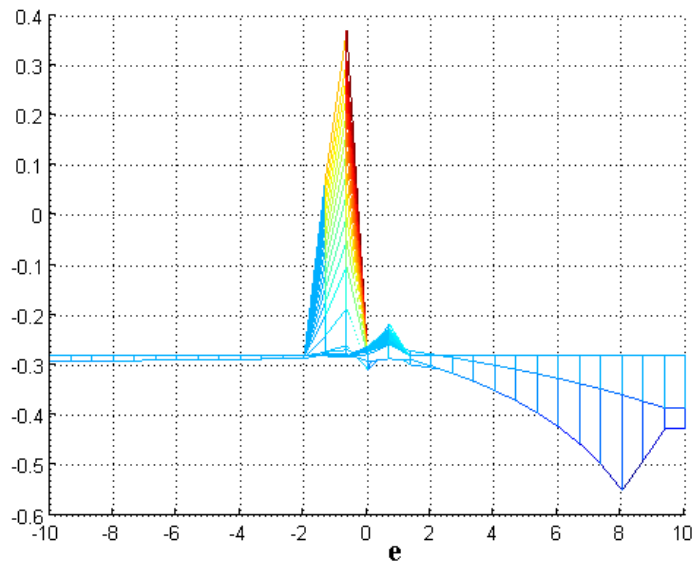


Figure 3.27 Projection de la surface de stabilité sur  $e$

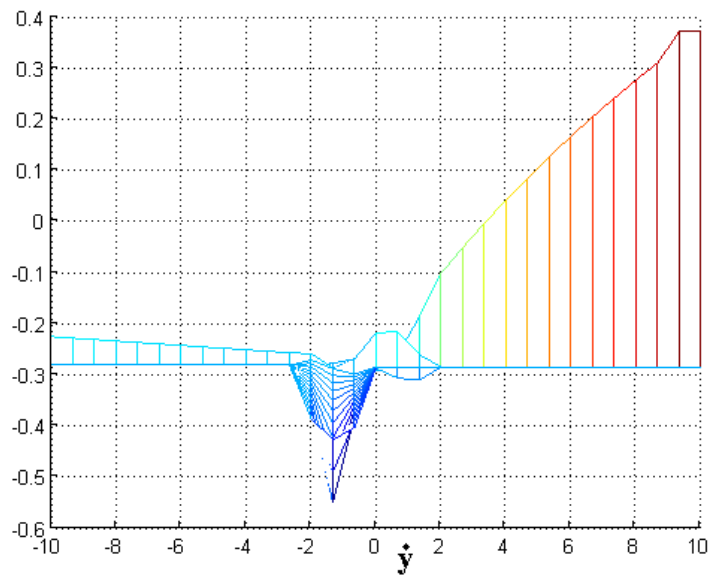


Figure 3.28 Projection de la surface de stabilité sur  $\dot{y}$

Pour établir un lien avec le contrôle classique, la surface de stabilité peut être reliée à une représentation dans le plan de phase. La figure 3.29 montre l'analyse dans le plan de phase du système de contrôle de la figure 3.26. Pour le changement de la valeur de référence, le système tombe dans la région instable (plus foncée) selon la trajectoire A-B. Tout de suite,

l'erreur augmente et le système suit la trajectoire B-C instable dans le plan de phase. Le système tombe dans la région de contrôleurs stables et il continue avec une trajectoire stable C-D dans le plan de phase pour arriver à l'origine, condition désirée de stabilité.

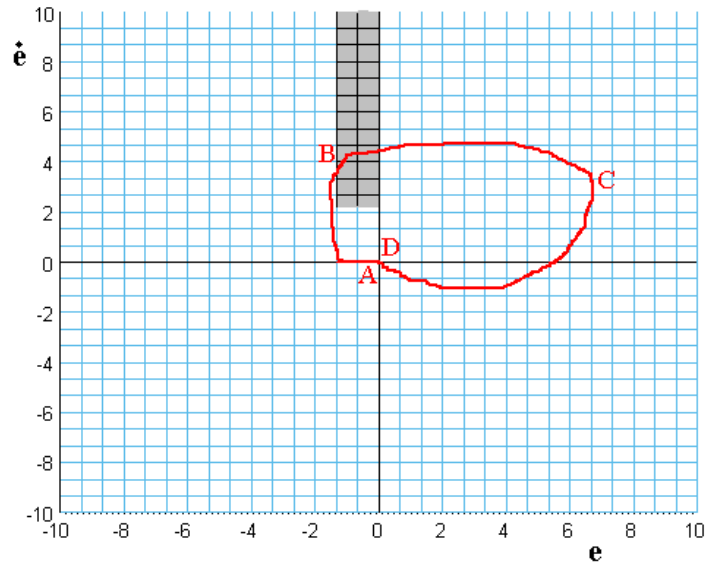


Figure 3.29 Trajectoire simulée

### 3.7 Surface de stabilité contrainte pour la surface de contrôle

Une surface limitante est développée comme contrainte aux conditions de stabilité pour le système de contrôle flou TSK proposé. Elle représente les conditions que la surface de contrôle flou doit satisfaire pour garantir les conditions de stabilité désirées.

La procédure pour obtenir cette surface est générale. À partir des demandes de stabilité on obtiendra la surface de stabilité contrainte. Si on part des conditions de performances, on obtiendra la surface de stabilité contrainte pour le système de contrôle. Pour ce mémoire on a choisi de travailler avec les deux spécifications, performance et stabilité, séparées en considérant que les analyses de stabilité et de performance sont faites avec des concepts différents [SZKLANNY, S., et coll., 1994]. Il est tout à fait possible de traiter les conditions de performance et de stabilité comme une seule demande et d'obtenir aussi une seule surface contrainte. La procédure pour construire chaque surface est :

- a) identifier le système. Cette identification sera linéaire dans ce mémoire et basée

sur les techniques d'identification paramétrique. Une étude sur la paramétrisation de la non-linéarité du processus peut-être effectuée [HU, B. et coll., 2001]. Cet article donne des indices de non-linéarité du processus qui permettra d'établir la grandeur du vecteur ou de la matrice de fonctions de transfert linéaires. Dans ce mémoire on n'a pas approfondi cette étude du lien entre la non-linéarité du système et le design de la matrice de fonctions d'appartenance,

- b) normaliser la plage pour les variables d'entrées. Pour l'entrée erreur, l'espace est normalisé avec une valeur de référence. L'entrée dérivée de la variable de processus est aussi référenciée à une valeur, malgré l'impossibilité pratique de la normaliser.
- c) discrétiser la surface. Cette discrétisation aura une influence sur le temps de traitement et sur la précision. Pour un système hautement non linéaire, une discrétisation fine est nécessaire. Dans ce mémoire on n'a pas approfondi cet aspect. Les mêmes indices de non-linéarités donnés par [HU, B. et coll., 2001] peuvent être utilisés pour établir la relation entre le degré de non-linéarité du processus et le pas de discrétisation à prendre sur l'espace des variables d'entrées,
- d) déterminer pour chaque partie le contrôleur PI+D linéaire équivalent pour les conditions de stabilité et de performance spécifiées. Ceci donne une famille de contrôleurs PI+D avec les constantes  $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_d$ . Ces constantes définissent les pentes de chacune des surfaces pour chaque pas de discrétisation que l'on utilisera pour construire la surface,

À titre d'exemple, la figure 3.30 montre un exemple de la surface de stabilité contrainte pour le processus donné par l'équation 3.21.

$$\frac{dy^3}{dt^3} + 6.1 \frac{dy^2}{dt^2} + 8.6 \frac{dy}{dt} + 2y \frac{dy}{dt} + 8y = 10x \quad (3.21)$$

Le système est non linéaire, mais la non linéarité n'étant pas très sévère, une seule fonction de transfert suffit pour le représenter. Pour la même raison, une grande

discrétisation de la surface n'est pas nécessaire. Pour cet exemple une discrétisation de 20 x 20 éléments a été choisie. Les spécifications de stabilité pour ce système sont :

- a) avoir des pôles à parties réelles inférieurs à -0.65 pour obtenir une marge de stabilité suffisante,
- b) avoir des pôles dominants ayant une partie imaginaire inférieure à 2.

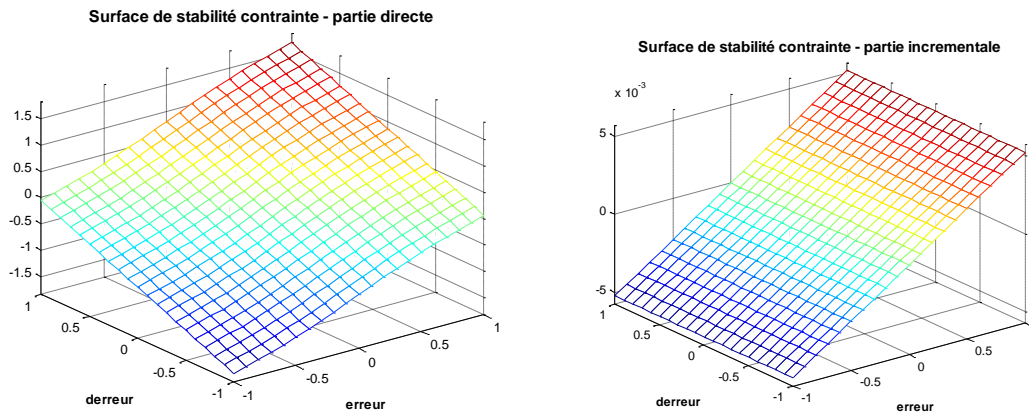


Figure 3.30 Surface de stabilité contrainte pour l'équation 3.21

### 3.8 Surface de performance contrainte du contrôleur TSK

En partant des spécifications de performance du système, la surface de performance contrainte est obtenue. La figure 3.31 montre la surface de performance contrainte pour le processus donné par l'équation 3.21 avec les mêmes conditions de discrétisation. Les spécifications de performance pour ce système sont :

- a) avoir de pôles à parties réelles inférieurs à -0.65 pour obtenir une marge de stabilité suffisante,
- b) pôles dominants ayant une partie imaginaire supérieure à 2, pour éviter des oscillations,
- c) obtenir :
  1. un temps de montée inférieur à 1.5 seconde,
  2. un temps de stabilisation inférieur à 3 secondes pour une erreur en régime permanent inférieure à 2 %,
  3. deux cycles d'oscillations au maximum,

4. un dépassement maximal pour une entrée échelon de 2% et un temps de stabilisation inférieur à 3 secondes,
5. un coefficient ITAE inférieur à 0.75 et un coefficient ESI inférieur à 1.

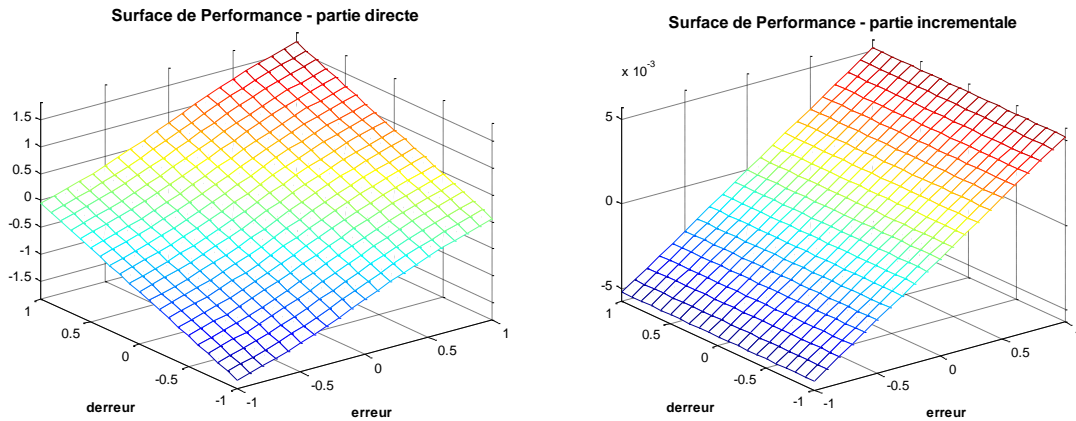


Figure 3.31 Surface de performance contrainte

### 3.9 Obtention de la surface de contrôle combinant stabilité et performance

Les surfaces de performance et de stabilité contraintes décrivent le comportement désiré du système de contrôle. L'objectif final est d'obtenir la surface de contrôle flou qui satisfait les spécifications demandées. La surface de contrôle flou va être délimitée par les deux surfaces et elle peut être obtenue en partant des surfaces de stabilité et de performance. Cette surface de contrôle est traitée comme une famille de contrôleurs, c'est-à-dire un contrôleur pour chacun des pas de discrétisation.

Chaque élément est conçu comme un contrôleur linéaire stable et performant selon les spécifications désirées. La figure 3.32 représente une famille de contrôleurs. Les équations 3.22 et 3.23 décrivent la représentation mathématique donnée par un point ( $P_1$ ) et le vecteur normal ( $n_1$ ) à chacune des surfaces linéaires. La figure 3.33 montre l'évolution du processus par un vecteur qui donne la direction dans le plan de phase. Ce champ de vecteurs donne la trajectoire globale de l'évolution du système analysé élément par élément. Les directions locales sont obtenues par les spécifications de performance et de

stabilités locales, le passage d'un contrôleur à un autre mène aux conditions de contrôle globales désirées.

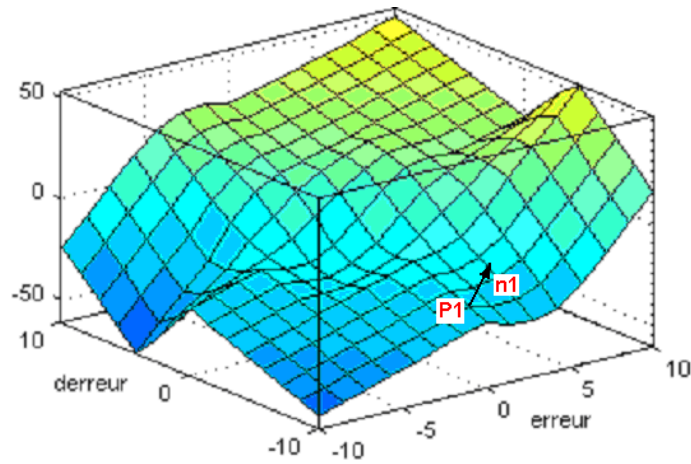


Figure 3.32 Surface de contrôle discrétisée

$$\hat{P}_m = p_{im}\hat{i} + p_{jm}\hat{j} + p_{km}\hat{k} \quad (3.22)$$

$$\hat{n}_m = n_{im}\hat{i} + n_{jm}\hat{j} + n_{km}\hat{k} \quad (3.23)$$

Où  $(\hat{i}, \hat{j}, \hat{k})$  sont les vecteurs directeurs dans les trois directions du plan.

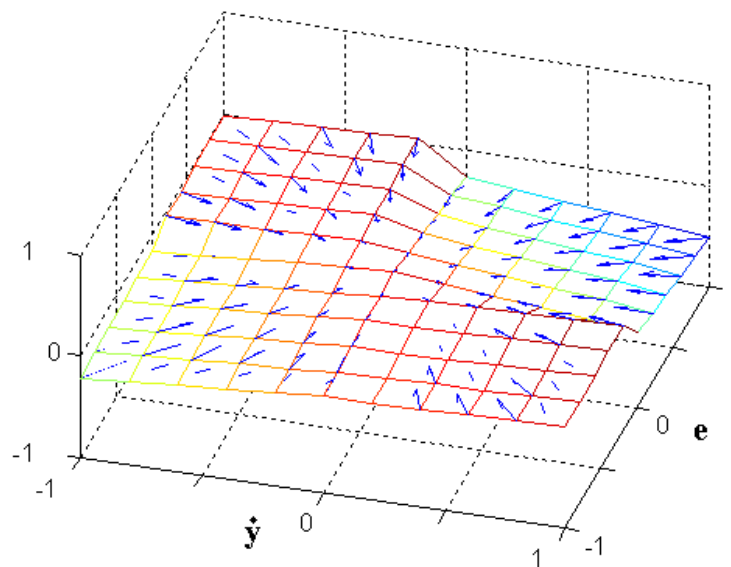


Figure 3.33 Exemple du champ de vecteurs des trajectoires possibles

La figure 3.35 montre la trajectoire du système pour le processus représenté par l'équation 3.24 et sa surface de contrôle flou (figure 3.34) pour une entrée de type échelon unitaire.

$$G(s) = \frac{1}{s^3 + 4s^2 + 16s + 8} \quad (3.24)$$

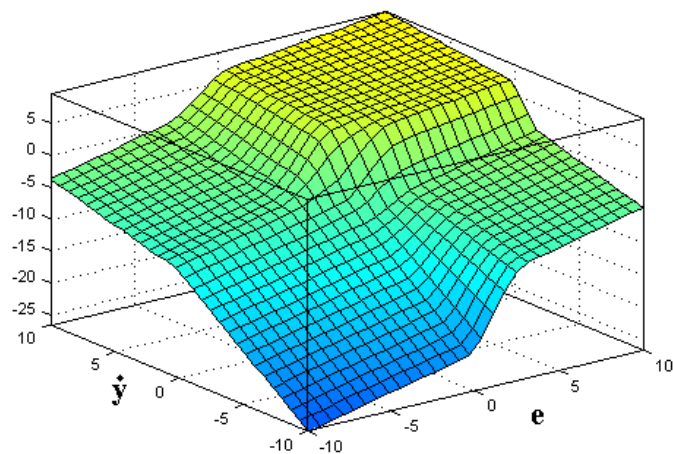


Figure 3.34 Surface de contrôle TSK

La surface de contrôle est discrétisée avec un pas de 30 x 30 éléments. Bien que la fonction de transfert soit linéaire, sa surface de contrôle ne l'est pas. La figure 3.36 montre la même trajectoire dans deux projections. Le suivi de la trajectoire aux figures 3.35 et 3.36 montre l'activation des différents contrôleurs PI+D pour garantir les conditions désirées.

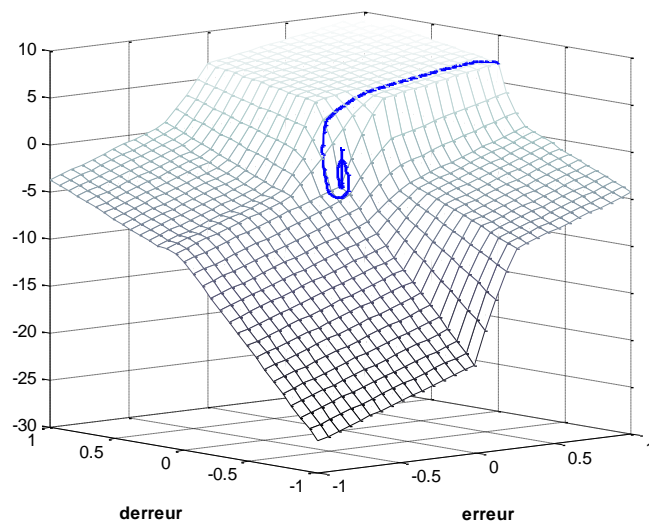


Figure 3.35 Évolution de la trajectoire sur la surface de contrôle pour une entrée échelon

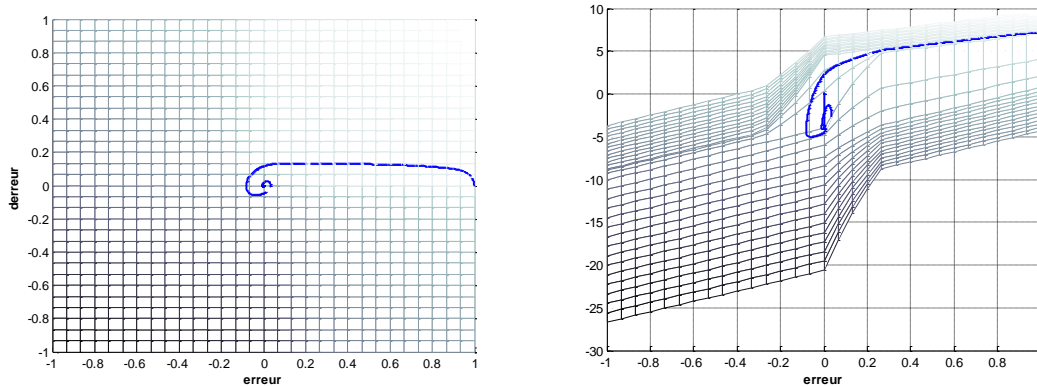


Figure 3.36 Projections de la trajectoire sur la surface de contrôle

### 3.10 Caractéristiques de la surface de contrôle

La surface de contrôle obtenue à partir des conditions de performance et de stabilité est un outil très puissant :

- a) du point de vue du contrôle, elle permet de travailler dans le contexte de stabilité désirée et permet de connaître avec précision les conditions de stabilité du contrôleur.
- b) du point de vue du temps de contrôle, elle permet de réaliser les calculs pour obtenir les valeurs de l'action de contrôle d'une façon plus rapide. Cela prend beaucoup plus de temps pour calculer les sorties du contrôleur flou de façon classique que de réaliser les calculs à partir des petits éléments qui composent la surface de contrôle.
- c) du point de vue du réglage du contrôleur flou, travailler avec la surface de contrôle et ses éléments discrétisés permet d'alléger tous ces calculs.

Du point de vue du contrôle flou, il n'y a pas de restrictions à travailler avec la surface de contrôle directement et non avec les fonctions d'appartenances. Ce faisant on perd une richesse importante et intuitive du contrôle flou que sont les fonctions d'appartenance ainsi que le lien avec les étiquettes linguistiques. Il y a cependant des techniques pour retrouver ces fonctions d'appartenance [KOSKO, B., 1992], [WANG, L. et coll., 1991], [WANG, L. et coll., 1992] et [ALZATE, A., et coll., 2004].



## CHAPITRE 4

### AUTORÉGLAGE D'UN CONTRÔLEUR

Plusieurs auteurs ont publié différentes techniques de réglage basées sur la perturbation du système par un changement de la valeur désirée. À partir des caractéristiques de la réponse, les paramètres du contrôleur sont déduits [BERENJI, H. et coll., 1992], [ÅSTRÖM, K., et coll., 1995], [ÅSTRÖM, K., et coll., 2001], et [KRISTIANSOON, B., et coll., 2006a]. D'autres auteurs ont travaillé avec différentes méthodes d'optimisation. Dans les années 80 et 90, beaucoup de travaux basés sur les algorithmes génétiques ont été présentés [WANG, A. et coll., 2002], [CHEN, S. et coll., 2003] et [CHO, H. et coll., 1996], [BELARDI, K. et coll., 2000] et [RUSSO, M., 1998]. En même temps, des travaux basés sur les réseaux de neurones ont permis l'optimisation des systèmes [WAI, R., 2002], [SHEN, J., 2001], [FENG, J. et coll., 1998] et [LI, Y., et coll., 2006].

La recherche d'un système de contrôle adaptatif est nécessaire lorsque les systèmes évoluent avec le temps, par exemple par des variations de leurs paramètres physiques. Ces changements se produisent lentement [SZKLANNY, S., et coll., 1994]. Dans ce travail, le système procède à l'analyse de ses performances pour détecter les changements d'une façon périodique et configurable. Pour cela, le système cherche à détecter de façon périodique une modification de ses performances.

L'autoréglage cherche à faire évoluer les paramètres du contrôleur TSK pour garantir les conditions de stabilité et de performance désirées. Cette recherche se fait automatiquement et en temps réel. Pour effectuer un autoréglage, une fonction générique d'évaluation de performance est utilisée dans ce mémoire (équation 4.1). La figure 4.1 aide à comprendre cette fonction du point de vue du contrôle classique.

$$J = \left( \frac{co}{cor} + \frac{em}{emr} + \frac{t_r}{tr_r} + \frac{t_s}{tr_s} + \frac{t_p}{tr_p} + \frac{Mp}{Mpr} + \frac{ESI}{ESIR} + \frac{ITAE}{ITAER} + \frac{eng}{engr} \right)^{-1} \quad (4.1)$$

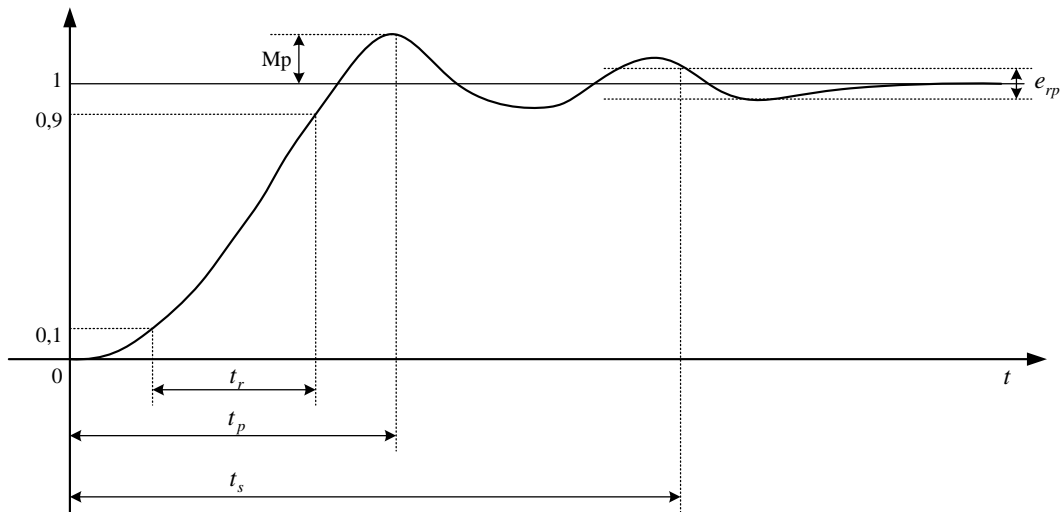


Figure 4.1 Réponse typique pour une entrée échelon unitaire

où :

- $co$  : nombre de cycles d'oscillation de la réponse.
- $cor$  : nombre de cycles d'oscillation désirée.
- $em$  : erreur en régime permanent.
- $emr$  : erreur en régime permanent désirée.
- $t_r$  : temps de montée du système.
- $tr_r$  : temps de montée désiré.
- $t_s$  : temps de stabilisation à «  $em$  » %.
- $tr_s$  : temps de stabilisation désirée à «  $em$  » %.
- $M_p$  : dépassement maximum de la variable de processus.
- $Mpr$  : dépassement maximum désiré de la variable de processus.
- $t_p$  : temps du premier dépassement  $M_p$ .
- $tr_p$  : temps du premier dépassement  $M_p$  désiré.
- $eng$  : énergie utilisée par le contrôleur jusqu'à la stabilisation.
- $enrg$  : énergie désirée utilisée par le contrôleur jusqu'à la stabilisation.
- $ITAE$  : équation :  $ITAE = \int_0^{\infty} te^2(t)dt$

- *ESI* : équation :  $ESI = \int_0^{\infty} e^2(t)dt$
- *ITAER* : valeur d'*ITAE* désirée.
- *ESIR* : valeur d'*ESI* désirée.

Ce mémoire a analysé et mis en œuvre quatre techniques différentes :

- Une basée sur la technique des algorithmes évolutifs appliquée aux fonctions d'appartenance et aux fonctions de sortie,
- Une basée sur la technique des algorithmes évolutifs appliquée à la surface de contrôle flou,
- Une basée sur les réseaux de neurones,
- Une basée sur la méthode d'identification des paramètres du processus.

Le schéma général du système, avec la fonction d'optimisation pour l'autoréglage est présenté à la figure 4.2:

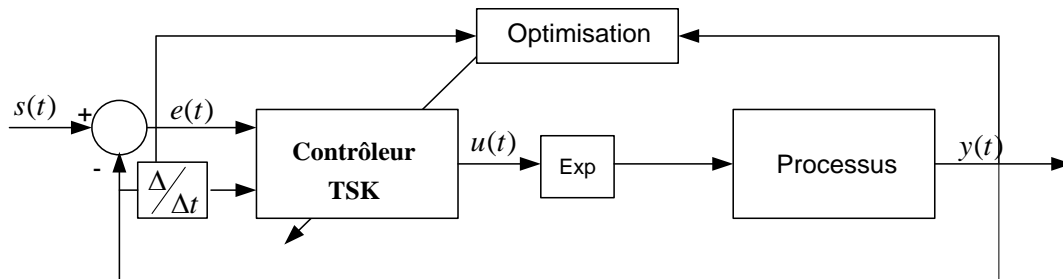


Figure 4.2 Système de contrôle flou TSK avec optimisation

Chacune des techniques d'optimisation analysée dans ce travail est résumée ci-après :

#### 4.1 Algorithmes évolutifs et fonctions d'appartenance

La première technique d'autoréglage est basée sur les algorithmes évolutifs [FLEMING, P. et coll., 2002], [BELARDI, K. et coll., 2000] et [RUSSO, M., 1998], ce qui constitue une évolution technique des algorithmes génétiques. Les systèmes avec de retard ont été étudiés et implémentés [RANGANATHAN, R. et coll., 2002], [KARR, C. et coll., 1993] et [HOMAIFAR, A. et coll., 1997].

L'optimisation par algorithme évolutif est appliquée à de nombreux problèmes d'optimisation. Ce type d'algorithme donne de bonnes performances même lorsque le nombre de variables à ajuster est très élevé. Les algorithmes génétiques s'inspirent de la sélection naturelle telle que proposée par Darwin au XIXe siècle. C'est le phénomène de la sélection naturelle qui permet à la nature de « créer » avec succès des organismes adaptés à leur environnement. Les organismes qui sont le moins adaptés disparaissent peu à peu tandis que ceux qui survivent et qui sont mieux adaptés peuvent se reproduire. Les descendants sont semblables à leurs parents, mais pas identiques. Ils retiennent une partie de « la clé du succès » de leurs parents. Lorsque l'environnement change lentement, les espèces s'adaptent graduellement en favorisant les traits avantageux et défavorisant les traits désavantageux. Les mécanismes qui gèrent la recherche d'un optimum dans un algorithme génétique s'inspirent de ce phénomène.

L'ensemble des paramètres à optimiser est encodé sous forme de vecteurs. Des opérateurs génétiques feront évoluer ces vecteurs. Par analogie, l'ensemble des vecteurs est qualifié de population et les vecteurs sont qualifiés d'individus. Les individus de la population initiale sont initialisés de façon aléatoire. Chaque individu, appelé chromosome, porte la représentation totale des fonctions d'appartenance et de sortie du système de contrôle flou. Dans les algorithmes génétiques simples, trois opérateurs sont utilisés : la reproduction, la mutation et le croisement auxquels s'ajoutent d'autres opérateurs comme l'infection et l'élitisme [REN, L. et coll., 2003]. Les opérateurs modifient de façon successive la population, ce qui permet d'explorer l'espace de recherche afin de trouver un optimum. Une fonction d'évaluation sert à évaluer l'adaptation des individus à la solution recherchée (équation 4.1). Plus la valeur de cette fonction est élevée, plus cet individu est adapté.

Cette méthodologie d'optimisation a été validée par plusieurs auteurs. Dans ce mémoire on a également obtenu de bonnes performances pour cette technique. Mais du point de vue pratique pour le contrôle de processus en temps réel son utilité pratique est discutable :

- a) dans un processus de production, il est impossible de produire des changements de la valeur désirée à la fréquence requise par cette méthode,

- b) la présence de retards complique le traitement, ce qui exige beaucoup plus de temps de calcul pour arriver à de bonnes solutions.

En conséquence, cette façon technique d'optimisation du système de contrôle n'a pas été retenue.

#### **4.2 Algorithmes évolutifs et surface de contrôle**

L'autoréglage du système de contrôle flou TSK à partir de leurs fonctions d'appartenance et de sortie n'est pas possible dans ce travail car la conception se fait directement avec la surface de contrôle floue. Ainsi, il est nécessaire de travailler directement sur cette surface (figure 3.33) pour optimiser le contrôleur.

Pour la structure de la surface de contrôle TSK dessinée, chaque chromosome de la méthode des algorithmes évolutifs représente cette surface à partir des deux paramètres qui définissent chaque surface discrétisée (équations 3.22 et 3.23).

Cette technique d'autoréglage présente les mêmes faiblesses que celle décrite précédemment et une performance inférieure. Elle n'a également pas été retenue.

#### **4.3 Les réseaux de neurones**

Dans ce travail deux approches basées sur les réseaux de neurones ont été analysées :

- a) approche par réseaux de neurones,
- b) approche neuro-floue.

Plusieurs auteurs ont obtenu des solutions ponctuelles pour certains problèmes de contrôle, mais la généralisation pour usage industriel est encore loin [SHEN, J., 2001], [FENG, J. et coll., 1998], [JUANG, C. et coll., 1998], [HSIAO, S. et coll., 2004], [LIN, F. et coll., 2001], [LIN, C., 2004], [JANG, J., 1993], [LIN, C. et coll., 1991] et [OH, S. et coll., 2004].

L'atout principal de ces réseaux réside dans leur capacité d'apprentissage. Par contre, leur structure et leurs paramètres n'ont pas toujours de justifications physiques. Le concept de

boîte noire les rend inutilisables pour le contrôle industriel. En général, les réseaux de neurones sont efficaces, mais parfois imprédictibles. Selon le choix des paramètres structurels, il est également difficile de garantir la stabilité et les performances. Ainsi, ces approches ont été écartées rapidement.

#### **4.4 Le réglage général**

Cette méthodologie est basée sur l'identification des paramètres du processus. Comme la variation des paramètres du processus est lente par rapport au temps de contrôle du processus, une stratégie basée sur l'identification paramétrique du processus s'adapte bien aux demandes de performance, stabilité et solution en temps réel. La conception des contrôleurs est ensuite reprise avec leurs nombreux paramètres selon la méthode décrite dans le chapitre précédente.

Le principe de l'identification paramétrique est de produire un petit changement de la valeur désirée, puis de mesurer son effet sur la variable de sortie. À partir de ces données on déduit le modèle mathématique qui représente le mieux le processus en s'appuyant sur des méthodes empiriques de choix parmi de multiples structures de fonctions de transfert.

La valeur du retard est identifiée séparément du processus décrit ci-dessus. Plus tard, le retard sera incorporé dans la stratégie décrite au chapitre suivant.

Avec les calculs d'identification des paramètres du processus, le système de contrôle calcule les contrôleurs PI+D qui satisfont les conditions imposées de stabilité et de performance. Le système utilise différentes méthodes pour obtenir les contrôleurs PI+D, si aucune de ces méthodes n'arrive à une solution satisfaisante, le système essaie une méthode itérative pour obtenir les constantes du PI+D. Avec les contrôleurs PI+D on obtient les surfaces de stabilité contrainte et de performance. Le système de contrôle refait ces surfaces de contrôle de la façon décrite dans le chapitre précédent.

## CHAPITRE 5

### INFLUENCE ET TRAITEMENT DES RETARDS

Le retard a un effet déstabilisant sur un système [OGATA, K., 1997], [KUO, B. et coll, 2003], [RIVERA, D., et coll., 1986], [CHEN, S. et coll., 2005] et [HSIAO, F. et coll., 2005]. Le retard peut être vu comme un type de non-linéarité. Le contrôle flou peut contrôler des systèmes avec de multiples non-linéarités et plusieurs auteurs ont proposé des solutions. Plusieurs de ces approches ont été essayées dans ce travail, cependant il est difficile de les appliquer en un milieu industriel général [RANGANATHAN, R. et coll., 2002].

Pour pallier à ces difficultés, il est préférable d'utiliser la technique classique d'identification du retard par la méthode du prédicteur de Smith [ZANINI, A., 2000]. La figure 5.1 montre l'architecture d'un système de contrôle implémentée en Simulink® avec le prédicteur de Smith pour un système de balance de transport et d'alimentation d'un haut fourneau.

Dans la mise en œuvre, la valeur du retard « *tdi* » est ajustable, cette valeur est obtenue par l'analyse du processus. La fonction de transfert du processus est une fonction du troisième degré, mais le système d'identification de processus construit une fonction de deuxième degré comme représentation de ce processus (chapitre 4). La figure 5.2 montre les résultats de cet exemple.

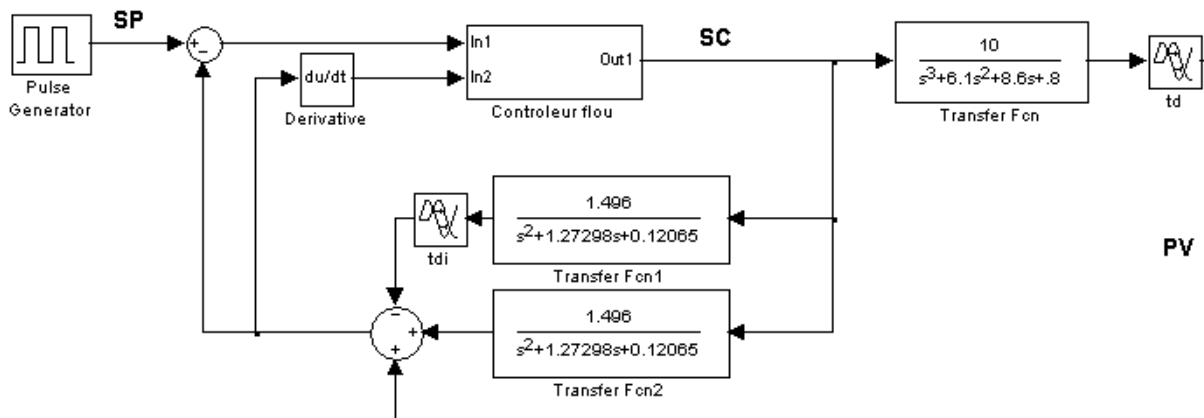


Figure 5.1 Modélisation d'un retard avec le prédicteur de Smith

Le premier graphique illustre le contrôle du processus quand celui-ci a un retard de 15 secondes : variable de processus (noir, PV dans la figure 5.1), signal de contrôle (bleu, SC dans la figure 5.1) et valeur de référence désirée (rouge, SP dans la figure 5.1). Le deuxième graphique montre le contrôle du processus quand il n'y a pas de retard. La comparaison des deux graphiques montre que l'approximation du retard est bonne.

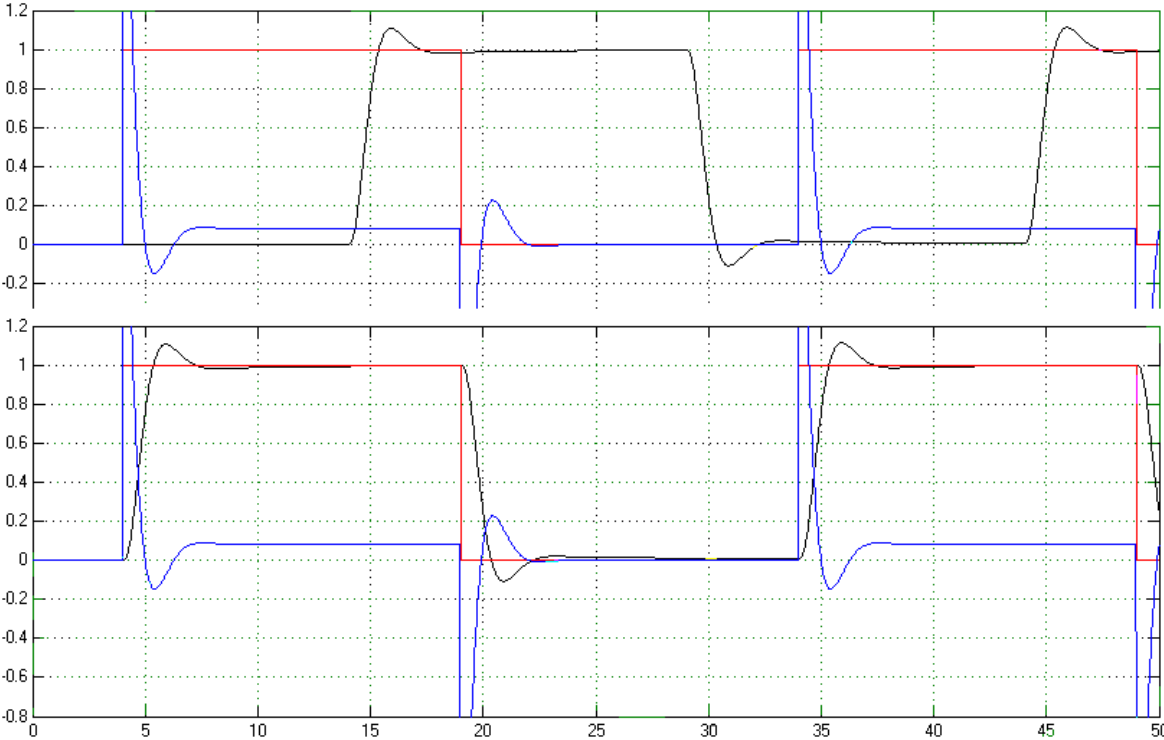


Figure 5.2 Validation de l'approximation du retard

Finalement, la figure 5.3 montre l'architecture générale du contrôleur TSK avec l'autoréglage et la manipulation du retard.

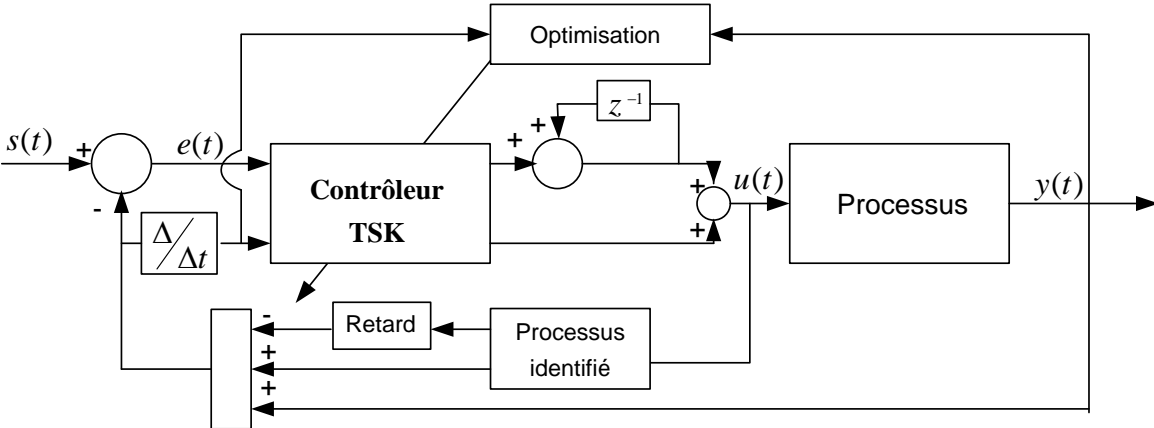


Figure 5.3 Architecture générale d'un contrôleur TSK



## CHAPITRE 6

### LOGICIEL

Le logiciel développé met en oeuvre tous les développements théoriques décrits dans le mémoire. Le logiciel est développé de façon modulaire avec une emphase sur son utilisation en milieu industriel. Cette approche permet de modifier et d'améliorer chacun des modules séparément. Tous les développements ont été faits dans l'environnement MATLAB<sup>®</sup>/Simulink<sup>®</sup> car il s'agit d'un des logiciels les plus utilisés dans le domaine du contrôle. Certains modules ou fonctions ont été développés comme composant ActiveX<sup>®</sup>. La fonction « timer » de MATLAB<sup>®</sup> a permis de concevoir un système multi tâches pour représenter le processus de contrôle en temps réel. Le logiciel est constitué de cinq modules (figure 6.1):

- a) module de contrôle,
- b) module d'évaluation, optimisation et autoréglage,
- c) module d'interface graphique,
- d) module d'opération (Serveur Web, interface pour les systèmes SCADA, ERP et DB),
- e) module de simulation de processus.

Ces modules communiquent entre eux par des liens appropriés (RS232/422/485, Carte réseaux, TCP/IP, UDP/IP), ce lien est l'interface de communication.

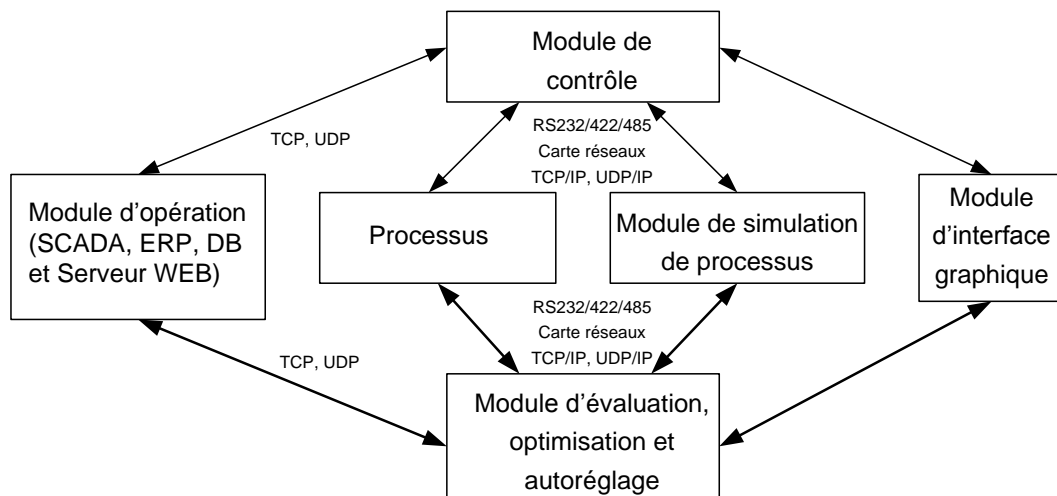


Figure 6.1 Architecture générale du logiciel développé

## 6.1 Module de contrôle

Il s'agit principalement de la fonction qui calcule les paramètres du contrôleur. Elle est invoquée périodiquement dans le contexte de MATLAB<sup>®</sup> avec la fonction « timer ». La figure 6.2 illustre ce module en relation avec les modules de simulation de processus et d'évaluation, optimisation et autoréglage.

Ce module travaille avec le module graphique pour afficher les résultats, avec l'interface de communications pour obtenir la valeur des variables du processus, commander le signal de contrôle et pour communiquer les paramètres du processus à différents niveaux supérieurs de supervision.

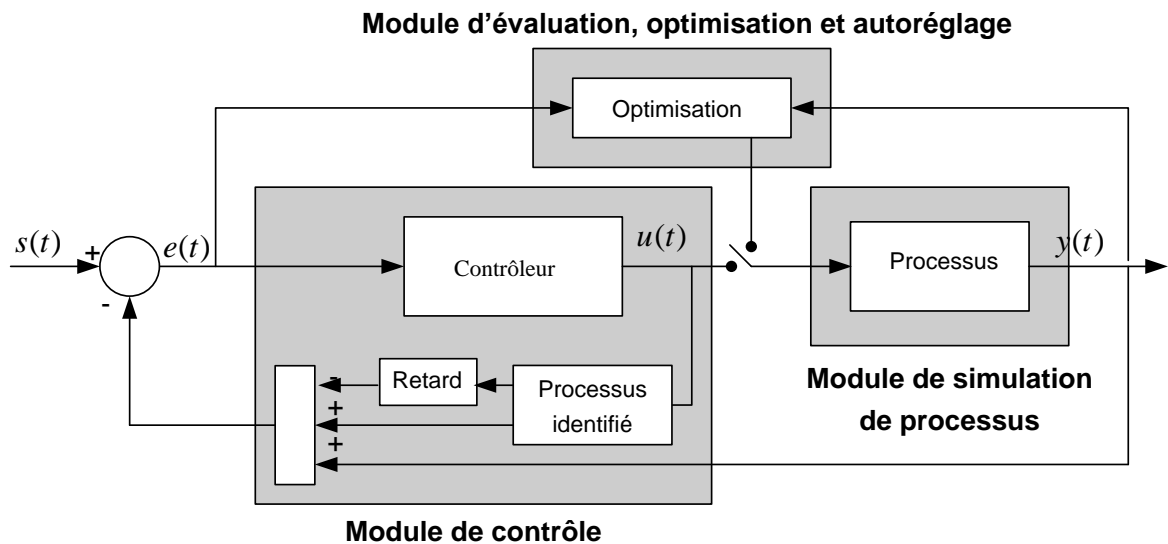


Figure 6.2 Relation entre les modules

## 6.2 Module d'évaluation, optimisation et autoréglage

L'implémentation du contrôleur a été développée entièrement dans le logiciel MATLAB<sup>®</sup>.

Il existe quatre niveaux de sous-modules :

- sous-module évaluation et autoréglage : ce sous-module est utilisé pour évaluer continuellement la performance et la stabilité du système de contrôle flou. Il commute entre le module de contrôle et le module d'évaluation, optimisation et autoréglage selon sa planification des tâches.

Il travaille aussi avec le module graphique pour afficher les résultats, avec l'interface de communication pour obtenir la valeur des variables du processus et communiquer les données aux systèmes supérieurs ainsi qu'avec le sous-module d'excitation.

- b) sous-module excitation et conditionnement des signaux : ce sous-module génère et conditionne les signaux utilisés par le système. Il communique avec d'autres sous-modules.
- c) sous-module analyse et identification du système : ce sous-module identifie les paramètres du système.
- d) sous-module obtention de surfaces : ce sous-module calcule les surfaces requises pour analyser et satisfaire les conditions de stabilité et de performances désirées. Si les demandes ne peuvent pas être remplies, le système demande à l'opérateur de les modifier afin d'en arriver à une solution.

### **6.3 Module interface graphique**

L'interface graphique a été développée avec les outils GUI de MATLAB<sup>®</sup>. Elle comprend tous les paramètres de configuration du système d'affichage des variables et d'interface avec l'opérateur.

Ce module a été réalisé selon les normes ISA et les recommandations de bonnes pratiques [FERNANDEZ, E. et HERNANDEZ, G., 1998] [SZKLANNY, S., et coll., 1994]. La figure 6.3 donne un exemple de l'interface avec l'opérateur, basé sur le contrôleur analogique Foxboro 761.

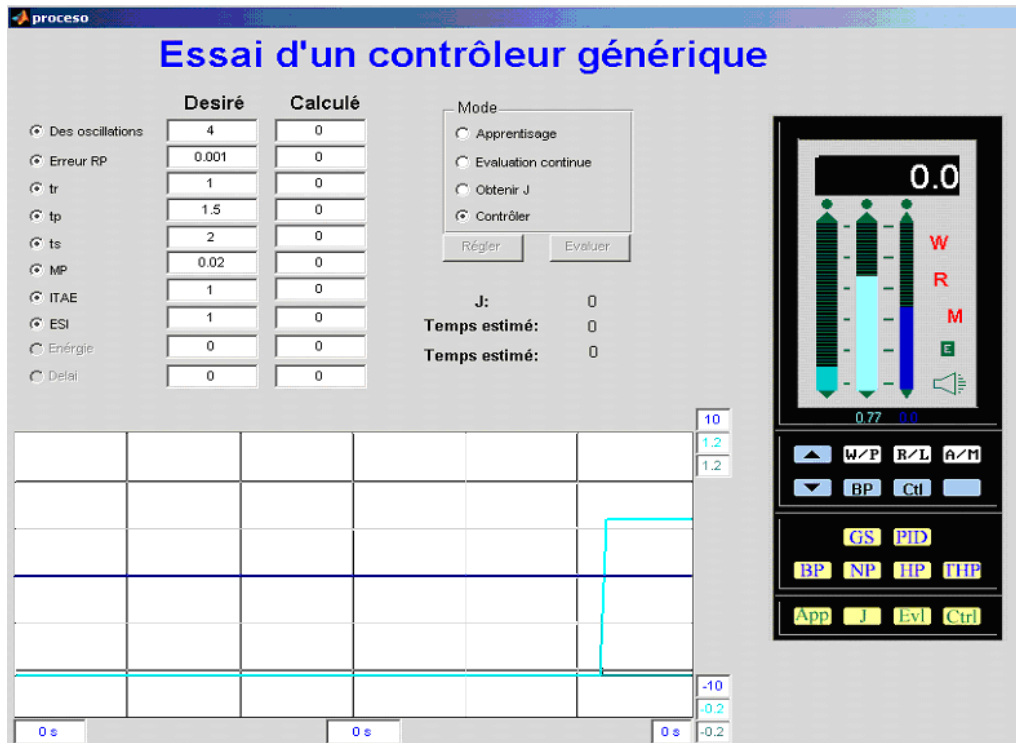


Figure 6.3 Interface graphique

#### 6.4 Interface de communication

L'interface de communication est un composant ActiveX<sup>®</sup> multi tâches qui établit les liens entre de nombreux modules internes et externes comme illustre à la figure 6.4.

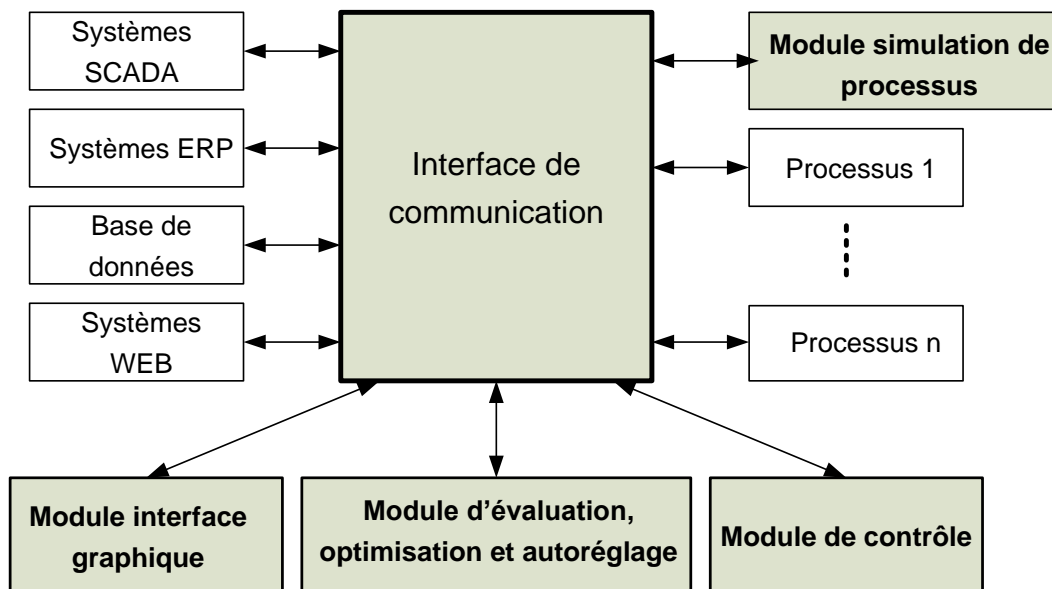


Figure 6.4 Schéma du système de communication

L'interface de communication établit également des liens avec des automates programmables (PLC), des systèmes de contrôle distribués (DCS) ou des cartes réseau de terrain, etc.

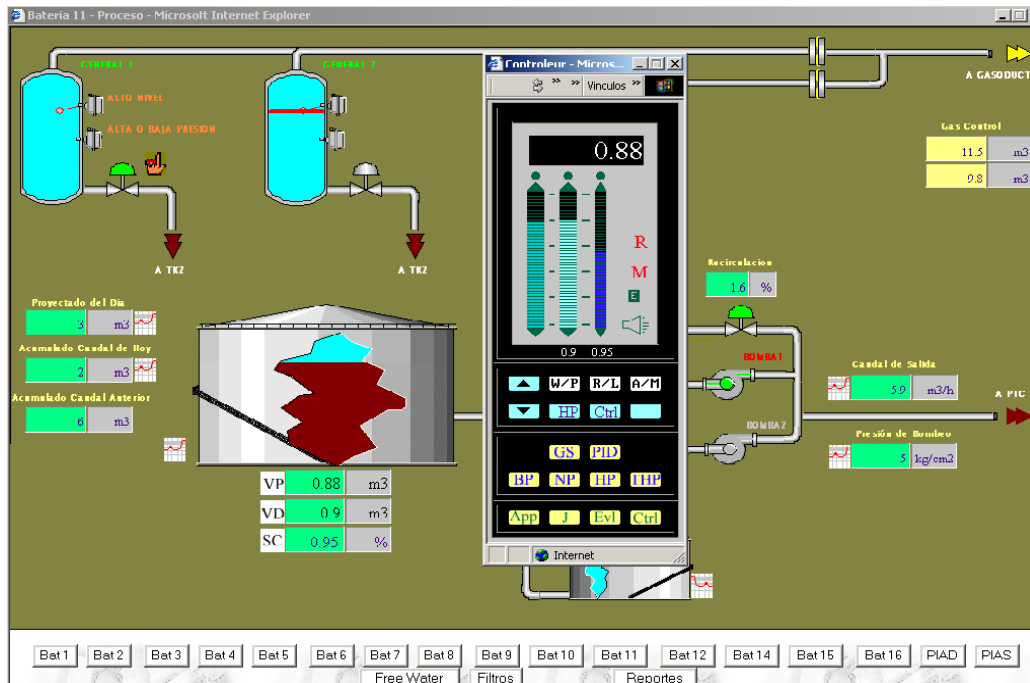


Figure 6.5 Affichage et opération du processus dans Internet Explorer®

## 6.5 Module simulation de processus

Il s'agit d'un module indépendant qui a pour objectif de simuler un processus. Le module de simulation développé sur Simulink® permet d'exprimer au maximum les multiples fonctionnalités. Ce module utilise une interface de communication avec le système de contrôle basé sur protocole TCP/IP.



## CHAPITRE 7

### VALIDATION EXPÉRIMENTALE

Le groupe Great Lakes Carbon exploite une usine de production de carbone calciné de pétrole, appelée Copetro S.A. Cette usine est située dans la ville de Ensenada, province de Buenos Aires, Argentine, (figure 7.1). Elle produit le carbone calciné de pétrole via la calcination du résidu de distillat de pétrole. Le processus de calcination est simple, mais très complexe à contrôler. Le résidu tombe par gravité dans un four légèrement incliné ( 6 degrés ) qui tourne ( environ 15 RPM ) pour produire le déplacement continu du résidu tandis que la calcination se produit. La température requise pour obtenir le produit est d'environ 1600 °C, elle s'obtient par l'injection d'oxygène liquide dans une extrémité du four. Plusieurs boucles de contrôle critiques sont requises dans ce processus afin de maintenir une production continue et efficiente. La première boucle est celle de l'alimentation du four. Une alimentation déficiente tend à produire une température trop élevée du produit calciné, tandis qu'une alimentation trop abondante ne permet pas de compléter la calcination du produit. Dans ces deux situations, le contrôle de la vitesse de rotation et le contrôle de la température du four pendant tout le processus, constituent des boucles secondaires qui permettent d'obtenir la calcination optimale.



Figure 7.1 Usine de Copetro S.A.

#### 7.1 Modélisation du WBF

L'alimentation du fourneau se fait par deux convoyeurs à bande. Un modèle de ce système d'alimentation du four a été simulé. Il comprend un système de contrôle de poids et une

ceinture d'alimentation (WBF). Ce système est modélisé par une fonction de transfert non-linéaire du troisième degré avec un retard. La figure 7.2 montre le principe du système. L'équation 7.1 représente la fonction différentielle de ce processus sans le retard.

$$\frac{dy^3}{dt^3} + 6.1 \frac{dy^2}{dt^2} + 8.6 \frac{dy}{dt} + 2y \frac{dy}{dt} + 8y = 10x \quad (7.1)$$

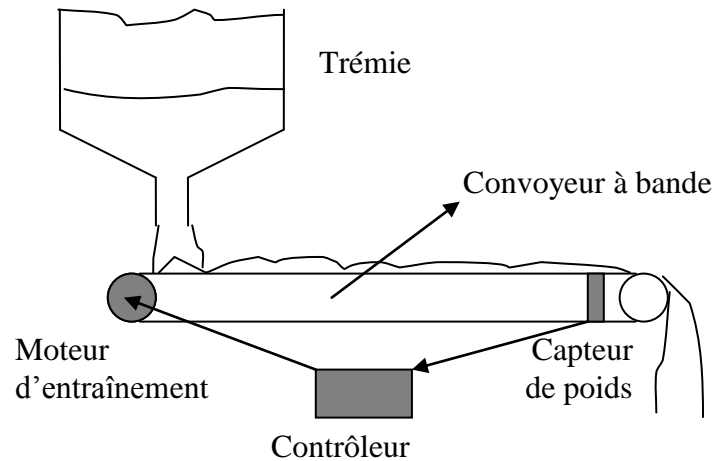


Figure 7.2 Principe du système WBF

La figure 7.3 présente la représentation en Simulink® de l'équation 7.1. La figure 7.4 montre la simulation avec du bruit sur le signal de sortie et un retard fixe de 5 secondes. Le bloque « Subsystem » de la figure 7.4 le constitue le système représenté par la figure 7.3.

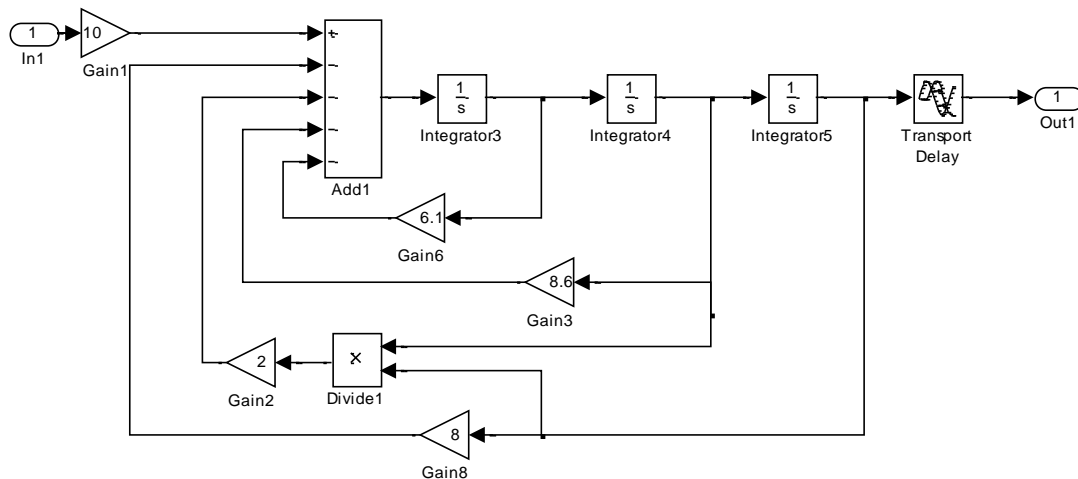


Figure 7.3 Implémentation de l'équation 7.1



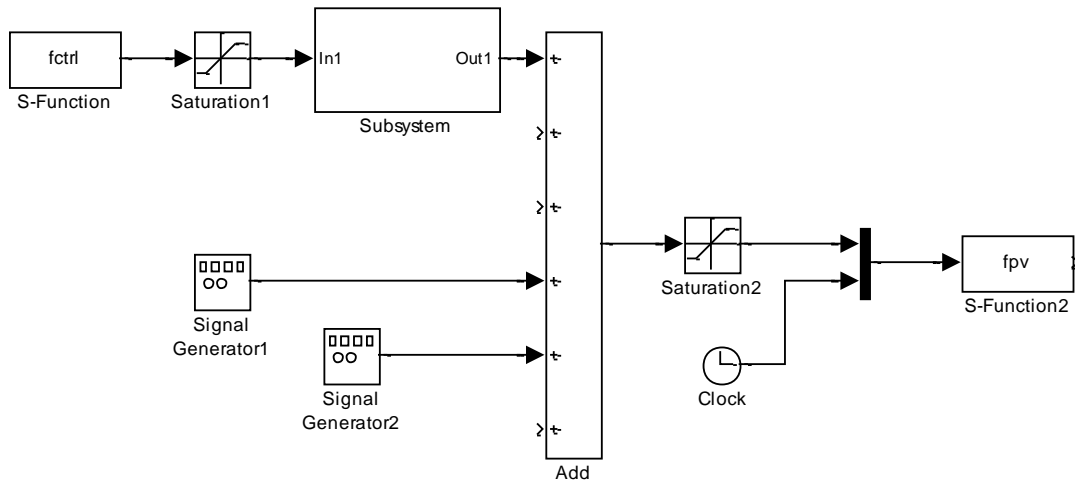


Figure 7.4 Modélisation du système WBF

## 7.2 Performances désirées

Les performances désirées pour le système de contrôle sont :

- a) partie réelle de pôles dominants inférieure à  $-0.65$  pour obtenir une marge de stabilité adéquate,
- b) partie imaginaire des pôles dominants inférieure à  $2$ ,
- c) la réponse échelon du système devra présenter :
  1. un temps de montée inférieur à  $1.5$  seconde,
  2. un temps de stabilisation inférieur à  $3$  secondes pour une erreur en régime permanent inférieure à  $2\%$ ,
  3. deux cycles d'oscillations au maximum,
  4. un dépassement maximal de  $2\%$  et le premier maximum atteint en moins de  $3$  secondes,
  5. un coefficient ITAE inférieur à  $0.75$  et un coefficient ESI inférieur à  $1$ .

## 7.3 Identification du système

Le système est simulé par le module identification du logiciel. Le module détecte une non-linéarité à travers du sous-module évaluation continu et autoréglage et le sous-module excitation et conditionnement du signal. Ces sous-modules retournent trois fonctions de transfert selon le niveau du point de consigne  $0.1$  ;  $0.5$  et  $1$  (tableau 7.1). Le retard est détecté et traité séparément (chapitre 5) avec une valeur de  $5.14$  secondes.

**TABLEAU 7.1 VECTEUR D'IDENTIFICATION DU SYSTÈME WBF**

SP	Fonction de transfert	
0.1	$\frac{9.9240}{s^3 + 5.9958s^2 + 8.6803s + 7.9338}$	(7.2)
0.5	$\frac{9.7040}{s^3 + 5.6724s^2 + 9.0029s + 7.7619}$	(7.3)
1	$\frac{9.3190}{s^3 + 5.2242s^2 + 9.2318s + 7.4553}$	(7.4)

La figure 7.5 montre les réponses en boucle ouverte du système simulé (bleu) et la réponse du système identifié (rouge) pour chaque intervalle. On peut voir le retard de 5 secondes dans la réponse quand la valeur désirée (vert) change.

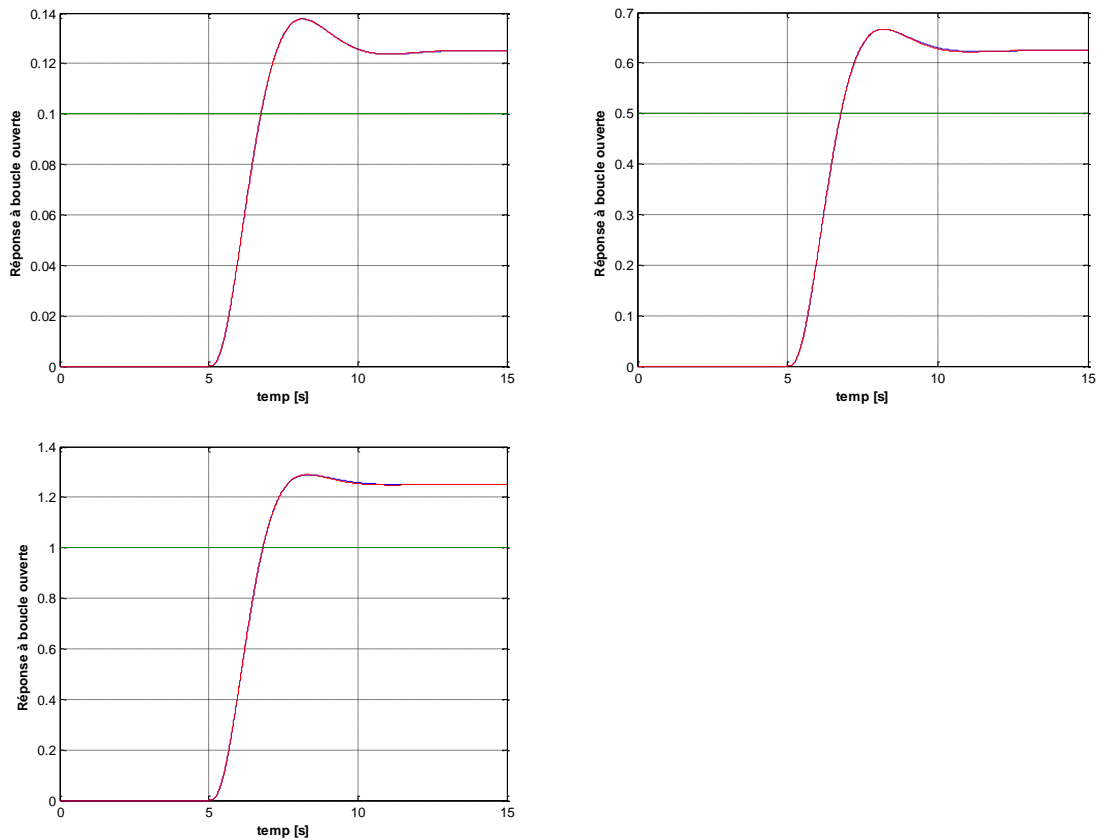


Figure 7.5 Réponse du système en boucle ouverte pour les trois niveaux de consigne

#### 7.4 La surface de stabilité et performance

Les surfaces de stabilité et performance garantissant les spécifications ont été établies pour les parties directe et incrémentale (figure 7.6). Le sous-module d'évaluation continue et

d'autoréglage établit une discrétisation uniforme sur l'espace des variables d'entrée du système :

- a)  $[0, 0.33)$  pour erreur et dérivée de la variable de processus en valeur absolue,
- b)  $[0.33, 0.66)$  pour erreur et dérivée de la variable de processus en valeur absolue,
- c)  $[0.66, 1]$  pour erreur et dérivée de la variable de processus en valeur absolue.

Les pentes de la surface de stabilité et performance remplissant les conditions désirées pour les intervalles précédents, sont présentées dans le tableau 7.2.

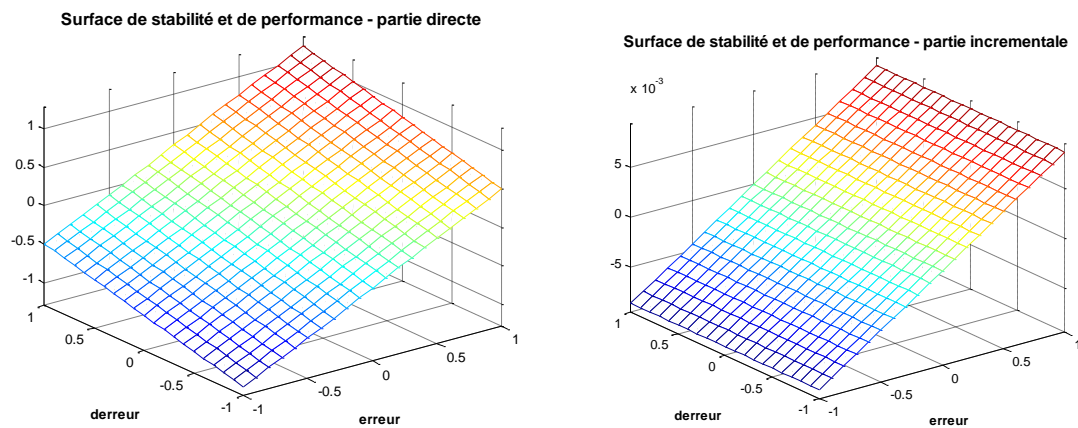


Figure 7.6 Surfaces de stabilité et performance

**TABLEAU 7.2 SURFACES DE STABILITÉ ET PERFORMANCE**

<b> erreur </b>	<b> Variation de la variable de processus </b>	$K_p$	$K_i$	$K_d$
<b>[0, .33)</b>	<b>[0, 0.33)</b>	0.86	0.86	0.34
	<b>[0.33, 0.66)</b>	0.86	0.86	0.34
	<b>[0.66, 1]</b>	0.86	0.86	0.34
<b>[0.33, 0.66)</b>	<b>[0, 0.33)</b>	0.83	0.86	0.34
	<b>[0.33, 0.66)</b>	0.83	0.86	0.34
	<b>[0.66, 1]</b>	0.83	0.86	0.34
<b>[0.66, 1]</b>	<b>[0, 0.33)</b>	0.81	0.86	0.34
	<b>[0.330, 0.66)</b>	0.81	0.86	0.34
	<b>[0.66, 1]</b>	0.81	0.86	0.34

## 7.5 Le contrôleur flou

La surface de contrôle flou peut avoir comme première approximation la même surface de stabilité et performance, mais sous l'influence des changements, elle devra être adaptée pour satisfaire les spécifications. La figure 7.7 montre les surfaces de contrôle flou directe et incrémentale prises comme solution aux demandes de performance et stabilité. Le tableau 7.3 montre les valeurs des pentes par région discrétisée.

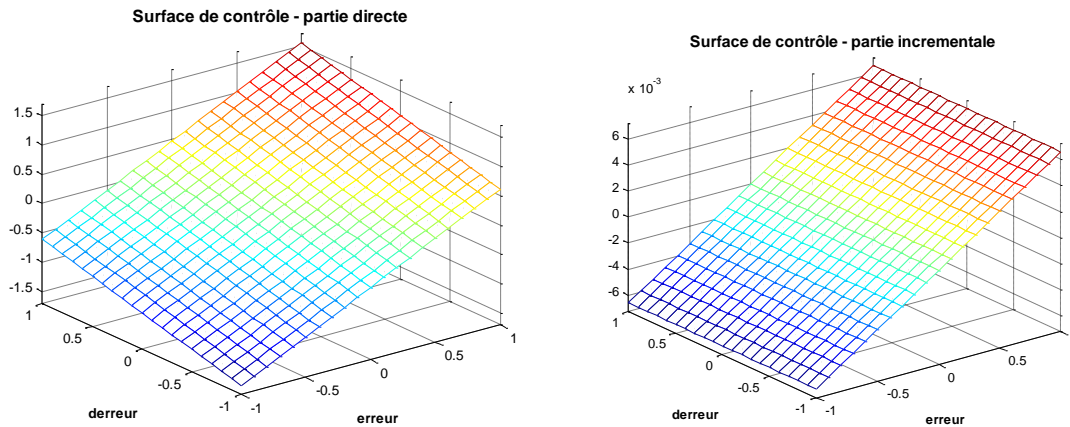


Figure 7.7 Surfaces de contrôle flou comme solution aux demandes

TABLEAU 7.3 SURFACE DE CONTRÔLE

erreur	Variation de la variable de processus	$K_p$	$K_i$	$K_d$
[0, .33)	[0, 0.33)	1.10	0.659	0.48
	[0.33, 0.66)	1.10	0.659	0.47
	[0.66, 1]	1.10	0.659	0.46
[0.33, 0.66)	[0, 0.33)	1.08	0.659	0.48
	[0.33, 0.66)	1.08	0.659	0.47
	[0.66, 1]	1.08	0.659	0.46
[0.66, 1]	[0, 0.33)	1.06	0.659	0.48
	[0.330, 0.66)	1.06	0.659	0.47
	[0.66, 1]	1.06	0.659	0.46

La figure 7.8 montre dans l'interface d'opération développée, le fonctionnement du système de contrôle flou à la suite d'un changement de la valeur désirée pour une valeur de 0 à 1. La valeur désirée (bleu clair), la variable de processus (vert) et la sortie du

contrôleur (bleu) sont représentées dans les graphiques de tendances comme dans le contrôleur simulé. L'indice J (équation 4.1) pour cette réponse est de 0.0687.

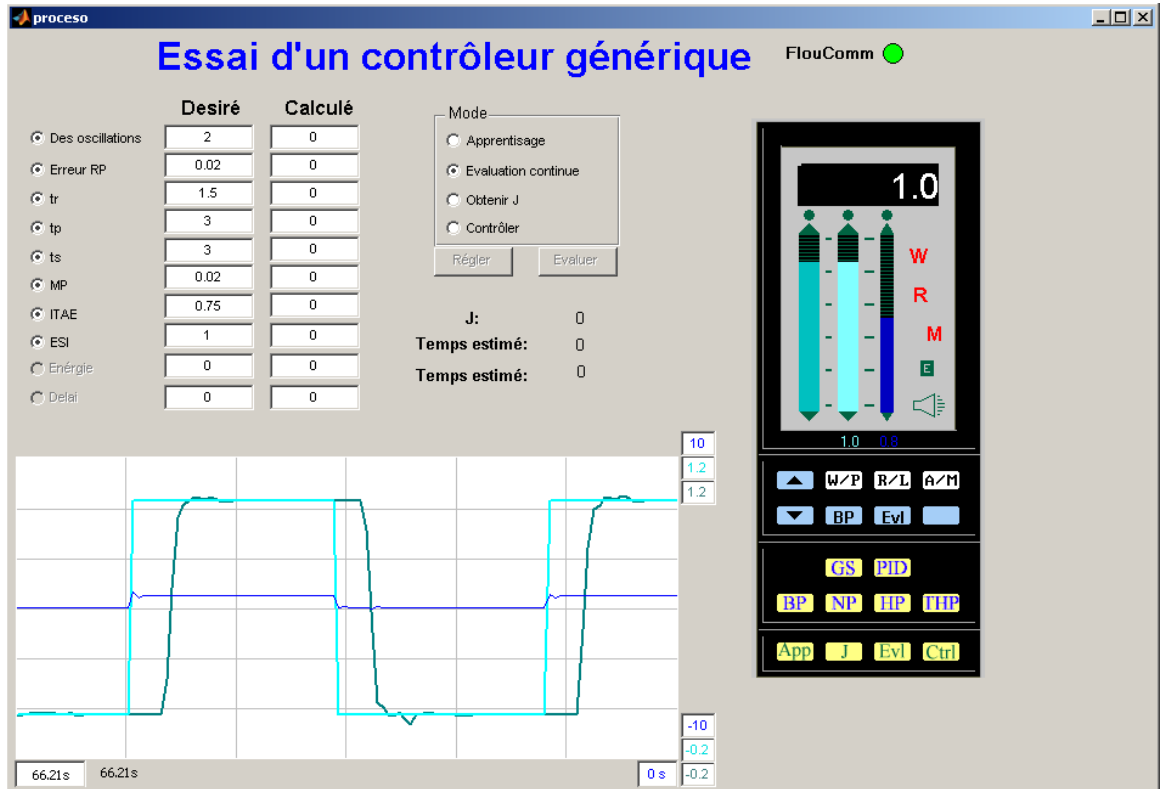


Figure 7.8 Réponse du système de contrôle PI+D pour une valeur désirée de 1

## 7.6 Autoréglage du contrôleur

Pour valider la fonction d'autoréglage, le modèle du système représenté par l'équation 7.1 est modifié (équation 7.5). La figure 7.9 représente la réponse de l'ancien système flou TSK pour le modèle modifié. L'indice J pour cette réponse est de 23.509 montrant une haute dégradation des performances. Les spécifications de performance ne sont donc pas remplies dans ces conditions et un autoréglage du contrôleur est nécessaire. Le logiciel évalue périodiquement le système de contrôle, si le système ne remplit pas les conditions désirées de performance et de stabilité, la séquence d'autoréglage est mise en service.

Le tableau 7.4 présente les fonctions de transfert obtenues par la nouvelle identification avec une valeur de retard de 5.28 secondes. La figure 7.10 montre les réponses en boucle

ouverte du système simulé (bleu) et la réponse du système identifié (rouge) pour chaque intervalle.

$$\frac{dy^3}{dt^3} + 2.3\frac{dy^2}{dt^2} + 5.2\frac{dy}{dt} + 3.2y\frac{dy}{dt} + 6.9y = 10x \quad (7.5)$$

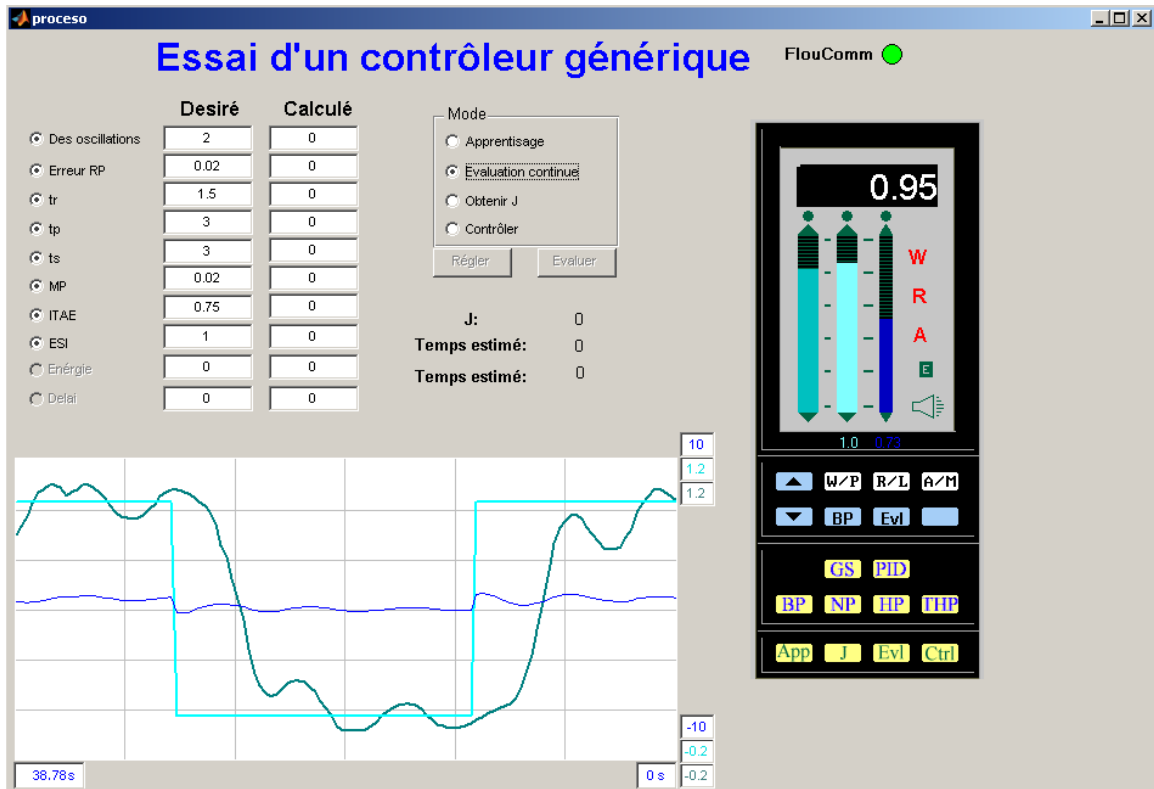


Figure 7.9 Contrôle du système pour le modèle modifié sans autoréglage du contrôleur

**TABLEAU 7.4 NOUVELLE IDENTIFICATION DU SYSTÈME WBF**

SP	Fonction de transfert
0.1	$\frac{10.4418}{s^3 + 2.3598s^2 + 5.6650s + 7.2008}$
0.5	$\frac{11.5174}{s^3 + 2.4064s^2 + 7.2452s + 7.9462}$
1	$\frac{11.5383}{s^3 + 2.2249s^2 + 8.4759s + 7.9614}$

(7.6)

(7.7)

(7.8)

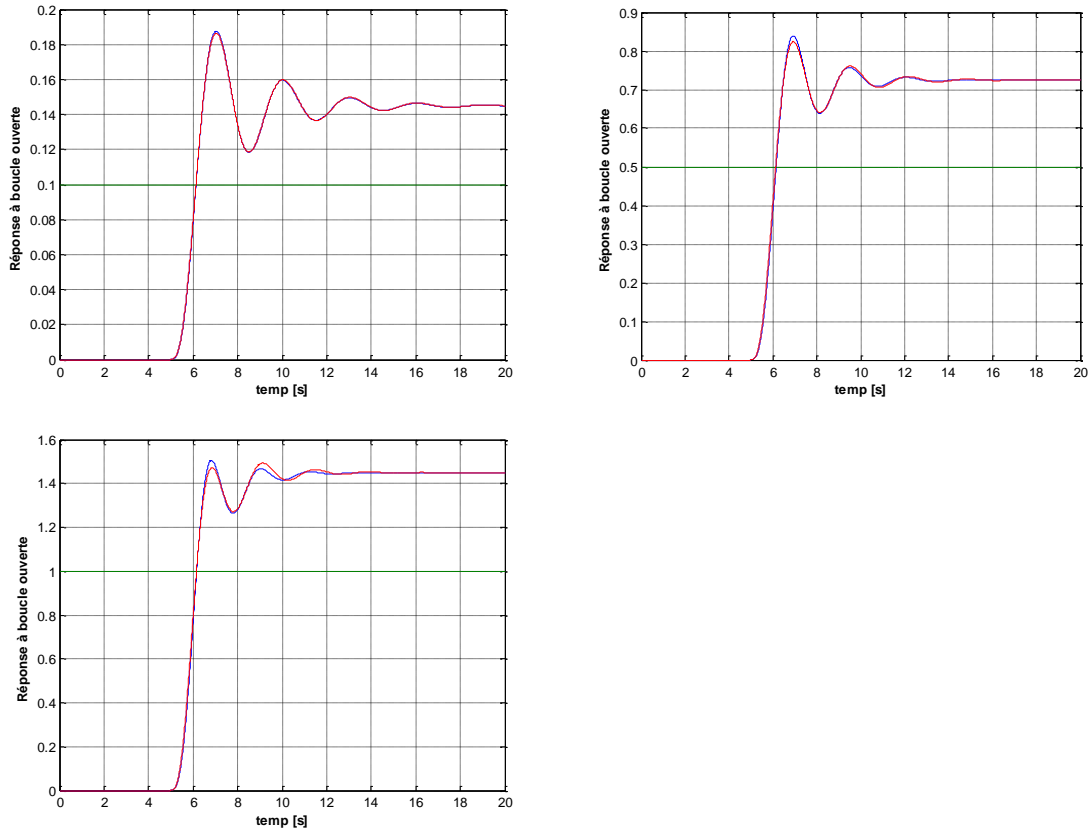


Figure 7.10 Réponse du système en boucle ouverte pour les trois niveaux de consigne

Le système calcule de nouvelles surfaces de contrôle (figure 7.11). Le tableau 7.5 présente les valeurs de pentes de ces surfaces. La réponse du nouveau système de contrôle au changement de la valeur désirée est présentée à la figure 7.12. L'indice J pour cette réponse est de 0.112 et les conditions de stabilité et performance sont remplies.

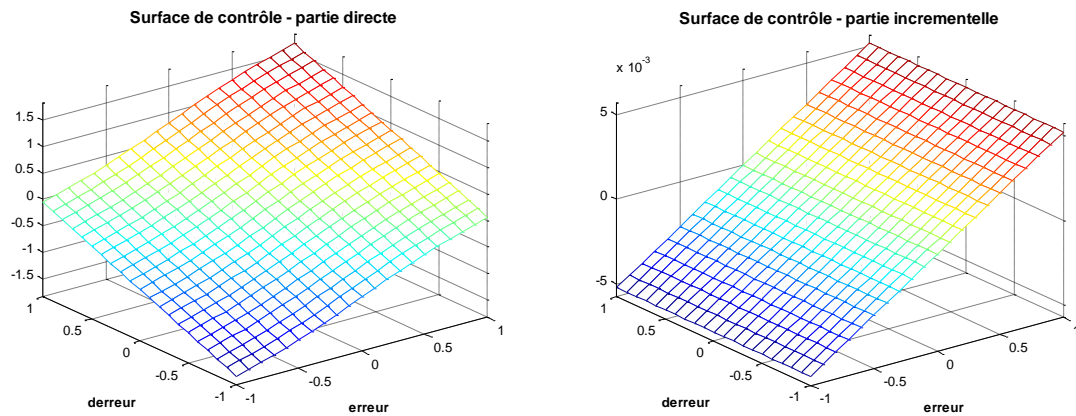


Figure 7.11 Surfaces de contrôle flou pour le nouveau système

**TABLEAU 7.5 SURFACES DE CONTRÔLE APRÈS L'AUTORÉGLAGE**

erreur	Variation de la variable de processus	$K_p$	$K_i$	$K_d$
[0, .33)	[0, 0.33)	1.02	0.52	0.8
	[0.33, 0.66)	1.02	0.52	0.81
	[0.66, 1]	1.02	0.52	0.82
[0.33, 0.66)	[0, 0.33)	0.87	0.52	0.8
	[0.33, 0.66)	0.87	0.52	0.81
	[0.66, 1]	0.87	0.52	0.82
[0.66, 1]	[0, 0.33)	0.7	0.52	0.8
	[0.330, 0.66)	0.7	0.52	0.81
	[0.66, 1]	0.7	0.52	0.82

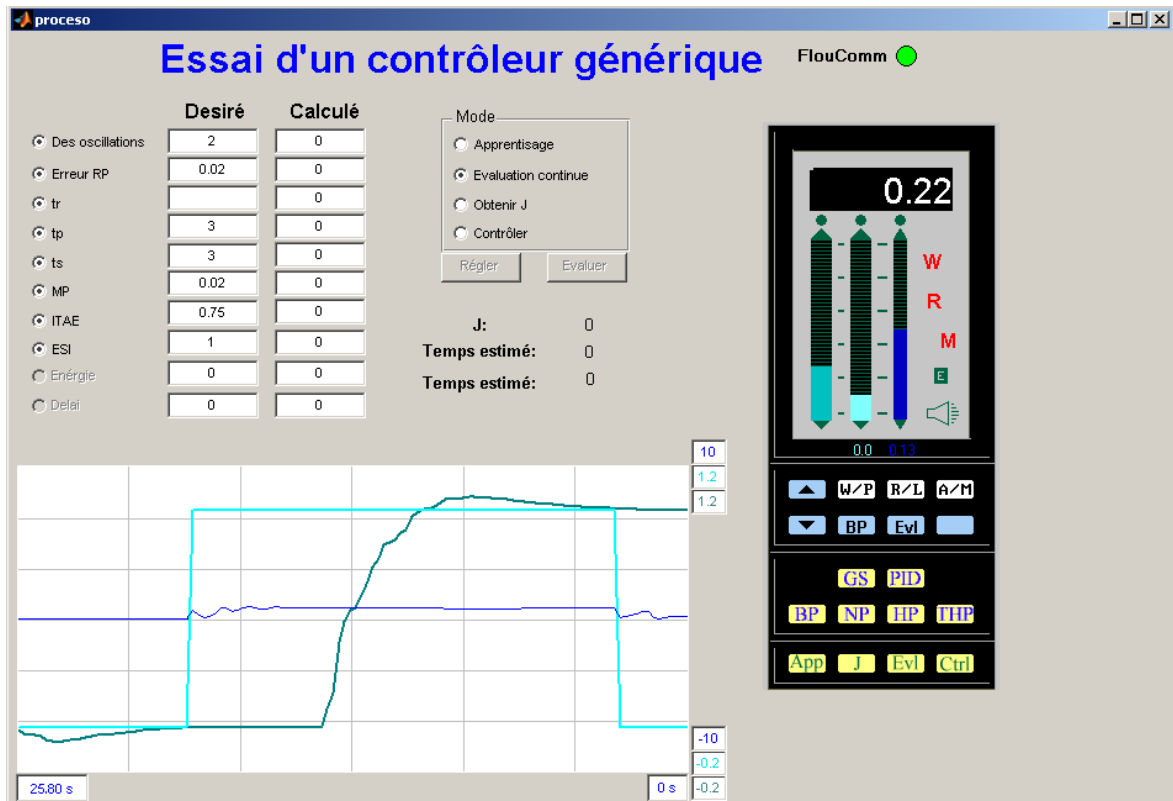


Figure 7.12 Réponse du système avec la nouvelle identification

Ainsi, le système de contrôle évaluera périodiquement les changements du processus en faisant de nouvelles identifications pour satisfaire en tout temps les conditions d'opération désirées.



## **CHAPITRE 8**

### **COMPARAISON DE LA PERFORMANCE DES CONTRÔLEURS**

Ce chapitre compare les critères de performance du contrôleur proposé et du contrôleur classique PI+D dans un contexte d'exploitation industrielle et dans une optique de mise en œuvre.

Passino [PASSINO, K. et coll., 1993] établit les caractéristiques permettant de comparer les performances, le design et la conception de contrôleurs. Elles constituent une base globale de comparaison qui sera analysée pour le schéma de contrôle proposé. Ce sont :

#### **8.1 Robustesse**

Le système de contrôle présenté est basé sur le contrôleur flou TSK, lequel est doté d'une robustesse implicite. Pour la présente approche, compte tenue du lien développée entre le contrôleur flou et le contrôleur classique PI+D, les analyses des conditions de robustesse deviennent assez simples en utilisant la théorie de contrôle classique.

#### **8.2 Stabilité**

La stabilité du système de contrôle conçu est un des points forts de ce développement [HERNANDEZ, G. et LACHIVER, G., 2006a], [HERNANDEZ, G. et LACHIVER, G., 2006b]. Compte tenu des relations entre le contrôleur PI+D et le contrôleur TSK proposé, l'application de la théorie du contrôle classique aux surfaces du contrôleur TSK est faite. Ainsi, les conditions d'opération pour la stabilité du système TSK sont travaillées du point de vue du contrôle classique.

#### **8.3 Performance**

La conception d'un contrôleur TSK satisfaisant les contraintes de performances désirées est directe compte tenu de la relation existant entre le contrôleur PI+D et le schéma de contrôle proposé. Les performances du système de contrôle flou ainsi conçu sont garanties.

#### **8.4 Coût du contrôleur**

Il y a différentes façons d'évaluer l'indice de coût pour un système de contrôle de processus, les plus importantes sont :

- a) les coûts de développement du contrôleur. Il est impossible maintenant d'établir un paramètre de calcul pour faire la comparaison compte tenu qu'il reste beaucoup de travail à faire pour finaliser un système de contrôle intégral à usage industriel.
- b) les coûts d'heures-homme pour faire la configuration et la mise en oeuvre du contrôleur. Pour le contrôleur conçu dans ce mémoire, sa performance est comparable à la performance d'un système de contrôle expert, ses exigences en terme de personnel entraîné sont comparables à celle d'un contrôleur classique, et le coût de réglage et de mise en oeuvre est aussi comparable à celui d'un contrôleur classique.
- c) les coûts du matériel. Les coûts de réalisation d'un contrôleur autonome et dédié sont négligeables par rapport aux autres coûts.
- d) les coûts du contrôle. Cet item est inclus dans l'équation 4.1 comme une relation directe entre l'action de contrôle et le coût de l'énergie pour faire le contrôle. Pour les outils de contrôle industriels disponibles aujourd'hui, ce type d'analyse de coût n'est pas disponible.

#### **8.5 Complexité d'implémentation du logiciel**

Parmi les contrôleurs disponibles pour usage industriel, le contrôleur PI+D est un des contrôleurs les plus simples et on dispose de beaucoup de connaissances théoriques et pratiques sur son fonctionnement. Par contre, pour les systèmes de contrôle expert, l'expérience n'est pas assez vaste et pour chaque problème de contrôle, il est nécessaire de faire un codage particulier pour le problème en question.

Pour le contrôleur présenté dans ce mémoire, le codage est abondant, beaucoup de méthodes et de techniques de contrôle ont été développées. Le codage est assez complexe par rapport à d'autres techniques de contrôle, cependant l'interprétation du code MATLAB<sup>®</sup>, sa mise en oeuvre et son débogage sont assez faciles à effectuer.

## **8.6 Versatilité**

Une des principales caractéristiques du système de contrôle présenté est sa versatilité. Elle est comparable à celle d'un contrôleur PI+D.

L'adaptation de cette approche aux systèmes plus complexes tels que les systèmes MIMO est naturelle et se fait sans difficulté.

## **8.7 Exploitation**

Le contrôleur proposé est basé principalement sur deux techniques de contrôle assez connues et développées que sont le contrôleur PI+D et le contrôleur flou. Toutes les spécifications du contrôleur sont établies selon la théorie du contrôle classique. D'autre part, le système utilise beaucoup de technologies de contrôle bien maîtrisées par les ingénieurs.

## **8.8 Politique**

[LI, Y. et coll., 2006] montrent comment la technologie du contrôle PI+D s'oriente vers l'intelligence artificielle pour obtenir plus de performance et un plus large spectre d'applications. De ce point de vue, ce développement renforce cette direction en produisant un pont entre le contrôleur PI+D et le contrôleur flou.



## CONCLUSION

Ce mémoire présente les résultats du développement et de la mise en œuvre d'une structure de contrôle flou à usage industriel. Ces résultats sont une évolution des systèmes de contrôle utilisés de façon standard dans l'industrie.

Le développement consiste principalement en une approche pour remplacer une structure de contrôleur PI+D classique par une structure de contrôleur flou. Ce mémoire démontre que la structure de contrôle flou proposée est capable de remplacer exactement un contrôleur PI+D classique. Ceci permet de travailler par équivalence entre eux de façon biunivoque. De plus, une extension de ce lien est faite afin de représenter chaque surface générale de contrôle flou par de petites surfaces de contrôleurs PI+D. Le lien entre le contrôleur PI+D et le contrôleur flou est puissant et toute la théorie du contrôle classique peut être appliquée à n'importe quelle surface de contrôle flou pour la structure de contrôle présentée. En conséquence, le contrôleur flou peut améliorer significativement les caractéristiques de contrôle du processus en modifiant sa surface de contrôle afin d'obtenir un meilleur contrôle. Finalement, la stabilité, la robustesse et les performances du contrôleur flou peuvent être imposées, manipulées, analysées, rejetées ou acceptées avant la mise en œuvre du contrôleur flou. De cette façon, le contrôleur flou proposé permet d'envisager un passage du contrôleur PI+D au contrôleur flou.

Les contributions les plus importantes de ce travail sont :

- a) le développement d'une relation simple et exacte entre le contrôleur PI+D et la structure de contrôleur flou proposée,
- b) la conception d'un contrôleur flou garantissant avec précision sa stabilité et ses performances à partir des outils classiques,
- c) le développement d'une interface adaptée aux ingénieurs et aux opérateurs de systèmes familiers avec les structures industrielles,
- d) une technique d'analyse de la stabilité d'un contrôleur flou.

Pour la mise en œuvre de tout le développement, un environnement de logiciel complet a été développé. Il peut être mis à la disposition des ingénieurs pour la recherche de solutions conformes aux pratiques industrielles courantes. Les caractéristiques principales de ce logiciel sont :

- a) implémentation de tout le développement théorique,
- b) capacité de contrôle pour les usages industriels,
- c) facilité de communication avec les PLC et DCS du marché grâce à des pilotes de communication standard pour l'industrie,
- d) capacité d'interface avec des systèmes de supervision (SCADA), de fabrication (MES) et d'interface avec le WEB,
- e) capacité de fournir des données sur le système et d'interface avec des bases de données corporatives.

Le but de la recherche était de remplacer un contrôleur PI+D et de produire un contrôleur « intelligent », performant à usage industriel. Plusieurs éléments restent à développer ou approfondir :

- a) le lien entre le niveau de non-linéarité du processus et la discrétisation de la maille pour les surfaces de contrôle directe et incrémentale,
- b) le concept de la stabilité. Un développement plus détaillé peut apporter un niveau de performance plus élevé du système de contrôle,
- c) étendre le lien entre le contrôleur flou et d'autres théories de contrôle,
- d) l'identification paramétrique peut être remplacée par d'autres théories plus puissantes pour identifier le processus.

## ANNEXE 1

### METHODE DE CHIEN-HRONES-RESWICK

Il existe plusieurs méthodes systématiques de réglage des régulateurs PID. Ces méthodes sont basées sur l'expérience pratique comme heuristiques, sans une justification théorique rigoureuse. On propose de les resituer dans le cadre de l'analyse de la stabilité. Ces méthodes sont nombreuses et diffèrent par les performances qu'on peut en atteindre en terme de temps de convergence, dépassement prévu, robustesse, etc. [ÅSTRÖM, K. et coll., 1995]. Historiquement, ce sont les règles de Ziegler-Nichols qui sont apparues les premières, elles sont toujours parmi les plus utilisées. On trouve aussi les règles de Cohen Coon, Chien-Hrones-Reswick ou Lee Park Lee Brosilow.

En 1952 est publiée la méthode de Chien-Hrones-Reswick [CHIEN, K. et coll., 1952] pour le réglage d'un contrôleur PID. Elle permet de calculer les paramètres dans le cas où on désire une boucle avec une réponse sur amortie ou une boucle avec 20 % de dépassement. Toutes les méthodes basées sur ces hypothèses supposent une certaine précision sur le signal du processus et sur la détermination de la hauteur de l'asymptote (figure A1.1). D'autre part, l'amplitude de l'échelon comme signal de référence doit être choisie assez grande afin d'obtenir une réponse exploitable, sans toutefois dépasser les limites de linéarité du processus. La représentation mathématique continue du contrôleur PI+D avec laquelle on travaille dans ce mémoire est :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_{\tau=0}^t e(i) d\tau + K_d \frac{dy(t)}{dt} \quad (\text{A1.1})$$

ou

$$u(t) = K_p \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_{\tau=0}^t e(i) d\tau + T_d \frac{dy(t)}{dt} \right) \quad (\text{A1.2})$$

avec

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (\text{A1.3})$$

$$K_d = K_p T_d \quad (\text{A1.4})$$

Ainsi, compte tenu des constantes  $T_u$  et  $T_g$  définies selon la réponse du système au changement de la valeur de référence montré à la figure A1.1, les constantes  $K_p$ ,  $T_i$  et  $T_d$  proposées par la méthode de Chien-Hrones-Reswick sont données dans le tableau A1.1 :

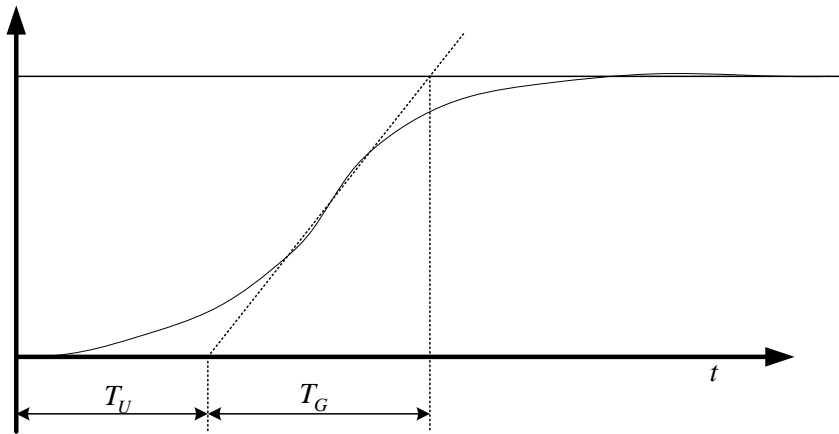


Figure A1.1 Fonctions d'appartenance pour les entrées  $x$  et  $y$

**TABLEAU A1.1 CONSTANTES  $K_p$ ,  $T_i$  ET  $T_d$  SELON LA MÉTHODE DE CHIEN-HRONES-RESWICK**

Contrôleur	dépassement de 0 %	dépassement de 20 %
<b>P</b>	$K_p = 0.3 \frac{T_g}{T_u}$ $T_i = \infty; T_d = 0$	$K_p = 0.7 \frac{T_g}{T_u}$ $T_i = \infty; T_d = 0$
<b>PI</b>	$K_p = 0.35 \frac{T_g}{T_u}$ $T_i = 1.2T_u; T_d = 0$	$K_p = 0.6 \frac{T_g}{T_u}$ $T_i = 1.0T_u; T_d = 0$
<b>PID</b>	$K_p = 0.6 \frac{T_g}{T_u}$ $T_i = 1.0T_u; T_d = 0.5T_u$	$K_p = 0.95 \frac{T_g}{T_u}$ $T_i = 1.4T_u; T_d = 0.47T_u$



## BIBLIOGRAPHIE

- ALVAREZ, H., (septiembre 1996) *Riqueza Estructural y Paramétrica en el Diseño de un Control Inteligente*, VII Congreso Latinoamericano de Control Automático – LACC IFAC, vol. 1, p. 37-43.
- ALZATE, A. y BRAVO, J. (mayo 2004) *Aproximación Difusa de Funciones Reales*, Scientia et Technica Año X, n° 24, p. 265-268.
- ANG, K., CHONG, G. and LI, Y. (July 2005) *PID Control System Analysis, design, and technology*, IEEE Trans. on Control System Technology, vol. 13, n° 4, p. 559-576.
- ÅSTRÖM, K. and HÄGGLUND, T (1995) *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, ISA, USA, 2<sup>nd</sup> edition, 343 p.
- ÅSTRÖM, K. and HÄGGLUND, T. (2001) *The Future of PID Control*, Control Engineering Practice 9, p. 1163-1175.
- BELARDI, K. and TITEL, F. (2000) *Genetic Algorithm for the Design of a Class of Fuzzy Controllers: An Alternative Approach*, IEEE Trans. of Fuzzy Syst., vol. 8, n° 4, p. 398-405.
- BERENJI, H. and KHEDKAR, P. (October 1992) *Learning and Tuning Fuzzy Controllers Through Reinforcements*, IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 3, p. 724-740.
- CARMONA, P., CASTRO, J.L. and ZURITA, J.M. (October 2004) *Strategies to Identify Fuzzy Rules Directly From Certainty Degrees: A Comparison and a Proposal*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 12, n° 5, p. 631-640.
- CHEN, S. and HUANG, C. (August 2003) *Generating Weighted Fuzzy Rules From Relational Database Systems for Estimating Null Values Using Genetic Algorithms*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 11, n° 4, 495-506.
- CHEN, S., CHANG, Y., SU, S., CHUNG, S. and LEE, T. (April 2005) *Robust Static Output-Feedback Stabilization for Nonlinear Discrete-Time Systems With Time Delay via Fuzzy Control Approach*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 13, n° 2, p. 263-272.
- CHEN, B. and LIU, X. (April 2005) *Fuzzy Guaranteed Cost Control for Nonlinear Systems With Time-Varying Delay*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 13, n° 2, p. 238-249.
- CHIEN, K., HRONES, J. and RESWICK, J. (1952) *On the automatic control. of generalized passive systems*, Transaction ASME, vol. 74, p. 175-185.
- CHO, H., CHO, K. and WANG, B. (June 1996) *Fuzzy-PID hybrid control: Automatic rule generation using genetic algorithms*, Fuzzy Sets and Systems 92, p. 305-316.

- COLLINGS, E., ZHAO, Y. and MILLETT, R. (2001) *A Genetic Search Approach to Unfalsified PI Control Design for a Weigh Belt Feeder*, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, p. 519-534.
- ER, M. and SUN, Y. (December 2001) *Hybrid Fuzzy Proportional-Integral Plus Conventional Derivative Control of Linear and Nonlinear Systems*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, n° 6, p. 1109-1117.
- FENG, J. and TENG, L. (1998) *An Online Self Constructing Neural Fuzzy Inference Network and its Applications*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 6, n° 1, p. 12-32.
- FENG, G., CHEN, C., SUN, D. and ZHU, Y. (February 2005) *H Controller Synthesis of Fuzzy Dynamic Systems Based on Piecewise Lyapunov Functions and Bilinear Matrix Inequalities*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 13, n° 1, p. 94-103.
- FERNANDEZ, E. y HERNANDEZ, G. (agosto 1998) *Análisis de las Nuevas Tendencias Prácticas en la Arquitectura de Sistemas SCADA'S*, XVI Congreso Argentino de Control Automático, p. 111-116.
- FLEMING, P. and PURSHOUSE, R. (march 2002) *Evolutionary Algorithms in Control Systems Engineering: a survey*, Control Engineering Practice 10, p. 1223-1241.
- HERNANDEZ, G. (1998a). *Contrôle Flou basé en PC pour le contrôle d'une Usine d'Asphalte*, 16<sup>e</sup> Congrès argentin de contrôle automatique, Argentine, p. 158-163
- HERNANDEZ, G. et ZUMMARRAGA A, (1998b) *Théorie de jeux avec des algorithmes génétiques pour l'optimisation de la production d'un gisement*, 16<sup>e</sup> Congrès argentin de contrôle automatique, Buenos Aires, p. 437-442.
- HERNANDEZ, G., (2004) « *Fielbuses in Oil & GasUpstream* », 1<sup>e</sup> Rencontre internationale d'applications industrielles dans instrumentation et le contrôle, ApliCom 2004, Buenos Aires, Argentine.
- HERNANDEZ, G. et KOHN, J. [en ligne] [http://www.usherbrooke.ca/carrefour/crsng/resultats2006/hernandez\\_khon\\_flou/htmls/index.html](http://www.usherbrooke.ca/carrefour/crsng/resultats2006/hernandez_khon_flou/htmls/index.html) (page consultée le 31/08/2006).
- HERNANDEZ, G. and LACHIVER, G. (may 2006a) *Biunivocal Relation Between TSK Fuzzy Controller and PID Controller and, Guarantee and Manipulation of the Stability for the Proposed Fuzzy Controller*, IEEE CCECE, Ottawa, p. 1176-1180.
- HERNANDEZ, G. et LACHIVER, G. (mai 2006b) *Design et implémentation d'un contrôleur industriel générique optimal, adaptif, robuste et stable, basé sur le contrôle flou et les algorithmes évolutifs*, 74<sup>e</sup> Colloque ACFAS, McGill, Montréal.
- HOMAI FAR, A., BIKDASH, M. and GOPALAN, M. (February 1997) *Design Using Genetic Algorithms of Hierarchical Hybrid Fuzzy-PID Controllers of Two-Link Robotic Arms*,

- Journal of Robotic Systems 14, p. 449-463.
- HSIAO, S. and TSAI, H. (2004) *Applying a hybrid approach based on fuzzy neural network and genetic algorithm to product form design*, International Journal of Industrial Ergonomics, Elsevier, p. 1-18.
- HSIAO, F., HWANG, J., CHEN, C. and TSAI, Z. (February 2005) *Robust Stabilization of Nonlinear Multiple Time-Delay Large-Scale Systems Via Decentralized Fuzzy Control*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 13, n° 1, p. 152-163.
- HU, B., MANN, G., GOSINE, R. (October 1999) *New Methodology for Analytical and Optimal Design of Fuzzy PID Controllers*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 7, n° 5, p. 512-539.
- HU, B., MANN, G., GOSINE, R. (October 2001) *A Systematic Study of Fuzzy PID An Optimal Fuzzy PID Controller-Function-Based Evaluation Approach*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 9, n° 5, p. 699-712.
- JANG, J. (June 1993) *ANFIS: Adaptive Network Based Fuzzy Inference System*, IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics, vol. 23, p. 665-685.
- JUANG, C. and LIN, C. (1998) *An On-Line Self-Constructing Neural Fuzzy Inference Network and Its Applications*, IEEE Transactions on Fuzzy System, vol. 6, n° 1, p. 12-32.
- KARR, C. and GENTRY, E. (February 1993) *Fuzzy Control of pH Using Genetic Algorithms*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 1, n° 1, p. 46-52.
- KOVAČIĆ, Z. and BOGDAN, S. (2005) *Fuzzy Controller Design*, CRC Press, Taylor & Francis, New York, 416 p.
- KOSKO, B. (1992) *Fuzzy Systems as Universal Approximators*, IEEE Log Number 9402909, Los Angeles, California.
- KUO, B. and GOLNARAGHI, F. (2003) *Automatic Control Systems*, John Wiley & Sons, New York, 609 p.
- KRISTIANSSON, B. and LENNARTSON, B. (February 2006a) *Robust Tuning of PI and PID Controllers*, IEEE Control System Magazine, Issue 1, p. 55-69.
- KRISTIANSSON, B. and LENNARTSON, B. (2006b) *Evaluation and simple tuning of PID controllers with high frequency rebustness*, Journal of Process Control, vol. 16, no 2, p. 91-102.
- LEE, K., KIM, J., JEUNG, E. and PARK, H. (December 2000) *Output FeedBack Robust  $H^\infty$  Control of Uncertain Fuzzy Dynamic Systems with Time-Varying Delay*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 8, n° 6, p. 657-664.

- LI, W., CHANG, X. (2000) *Application of hybrid fuzzy logic proportional plus conventional integral-derivative controller to combustion control of stoker-red boilers*, Fuzzy Sets and Systems, p. 267-284.
- LI, Y., HEONG ANG, K. and CHONG, G. (February 2006) *Patents, Software and Hardware for PID control: An overview and analysis of the current art*, IEEE Control Systems Magazine, p. 42-54.
- LIN, C. and LEE, C. (1991) *Neural Network based Fuzzy Logic Control and Decision System*, IEEE Transactions on Computation, p. 1320-1336.
- LIN, C. (2004) *A GA-based neural fuzzy system for temperature control*, Fuzzy Sets and Systems 143, p. 311-333.
- LIN, F. and WAI, R. (February 2001) *Hybrid Control Using Recurrent Fuzzy Neural Network for Linear-Induction Motor Servo Drive*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 9, n° 1, p. 102-115.
- LIU, H., SUN, F. and SUN, Z. (April 2005) *Stability Analysis and Synthesis of Fuzzy Singularly Perturbed Systems*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 13, n° 2, p. 237-236.
- MAMDANI, E., (1974) *Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant*, IEEE Proceeding, vol. 121, p. 1585–1588.
- MANN, G., HU, B., GOSINE, R. (June 1999) *Analysis of Direct Action Fuzzy PID Controller Structures*, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics – part B: Cybernetics, vol. 29, n° 3, p. 371-388.
- MENDEL, J. (1995) *Fuzzy Logic Systems for Engineering: A Tutorial*, IEEE Log Number 9408047, Los Angeles, California.
- MOON, U., LEE, K. (July 2003) *Hybrid Algorithm With Fuzzy System and Conventional PI Control for the Temperature Control of TV Glass Furnace*, IEEE Transactions on Control Systems, vol. 11, n° 4, p. 548-554.
- NGUYEN, H., Prasad, N., WALKER, C. and WALKER, E. (2003) *A First Course in Fuzzy and Neural Control*, Ed. Chapman & Hall/CRC, USA, 301 p.
- OGATA, K (1997) *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, Upper Saddle River, 997 p.
- OH, S., PEDRYCZ, W. and PARK, HO. (august 2004) *Multi-layer Hybrid Fuzzy Polynomial Neural Networks: a design in the framework of computational intelligence*, Neurocomputing, Elsevier, p. 1-35.

- OTSUBO, A., HAYASHI, K., MURAKAMI, S., MAEDA, M. (1998) *Fuzzy hybrid control using simplified indirect inference method*, Fuzzy Sets and Systems 99, p. 265-272.
- PAL, T., PAL, N. and PAL, M. (2003) *Learning Fuzzy Rules for Controllers with Genetic Algorithms*, International Journal of Intelligent Systems, vol. 18, p. 569-592.
- PASSINO, K. and YURKOVICH, S. (1993) *Fuzzy Control*, California, Addison-Wesley Longman, Inc., 475 p.
- RANGANATHAN, R., MALKI, H., CHEN, G. (January 2002) *Fuzzy predictive PI control for processes with large time delay*, Expert Systems, vol. 19, n° 1, p. 21-33.
- REN, L., DING, Y., YING, H. and SHAO, S. (2003) *Emergence of Self-Learning Fuzzy Systems by a New Virus DNA-Based Evolutionary Algorithm*, International Journal of Intelligent Systems, vol. 18, p. 339-354.
- RIVERA, D., MORARI, M., and SKOGESTAD, S. (1986) *Internal Model Control. PID Control Design*, Chemical Engineering, p. 252-265.
- RUSSO, M. (august 1998) *FuGeNeSys - A Fuzzy Genetic Neural System for Fuzzy Modeling*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 6, n° 3, p. 373-388.
- SANTOS, M., DEXTER, A. (2002) *Control of a cryogenic process using a fuzzy PID scheduler*, Control Engineering Practice 10, p. 1147 –1152.
- SHEN, J. (April 2001) *Fuzzy Neural Networks for Tuning PID Controller for Plants with Underdamped Responses*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 9, n° 2, p. 333-342.
- SUN, Y., ER, M. (December 2004) *Hybrid Fuzzy Control of Robotics Systems*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 12, n° 6, p. 755-765.
- SUGENO, M., (1977) *Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control*, IEEE Transactions on System, Man and Cybernetic, vol. SMC-15, p. 116–132.
- SUGENO, M. and YASUKAWA, T. (February 1993) *A Fuzzy-Logic-Based Approach to Qualitative Modeling*, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 1, n° 1, p. 7-30.
- SUGENO, M., TOCHIRO, T. and KIYOJI, A., (1994) *Applied Fuzzy Systems*, Massachusetts, Academic Press, Inc., 302 p.
- SZKLANNY, S y BEHREND, C. (1994) *Sistemas Digitales de control de proceso*, Buenos Aires, Argentina, Editorial Control SRL Argentina, 2da edición, 318 p.
- TANAKA, K., OHTAKE, H. and WANG, H. (march 2004) *A practical Desing Approach to Stabilization of a 3-DOF RC Helicopter*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 12, n° 2, p. 315-325.

- TANAKA, K. and SUGENO, M. (1992) *Stability Analysis and Design of Fuzzy Control Systems*, *Fuzzy Sets and Systems* 45, p. 135-156.
- TANG, K., MAN, K., CHEN, G., KWONG, S. (august 2001) *An Optimal Fuzzy PID Controller*, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, n° 4, p. 757-765.
- TAKAGI, M. and SUGENO, M. (January 1985) *Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control*, *IEEE Transactions on System, Man and Cybernetic*, vol. SMC-15, n° 1, p. 116-132.
- TSAI, H., and HSIAO, S. (2004) *Evaluation of alternatives for product customization using fuzzy logic*, *Information Sciences* 158, p. 233-262.
- WAI, R. (July 2002) *Hybrid Fuzzy Neural-Network Control for Nonlinear Motor-Toggle Servomechanism*, *IEEE Trans. of Control Systems Technology*, vol. 10, n° 4, p. 519-532.
- WANG, A. and LEE, C. (2002) *Fuzzy sliding mode control for a building structure based on genetic algorithms*, *Earthquake Engineering and Structural Dynamics*, vol. 31, p. 881-895.
- WANG, L. and MENDEL, J. (February 1991) *Generating Fuzzy Rules from Numerical Data, with Applications*, USC-SIPI Report 169, 57 p.
- WANG, L. and MENDEL, J. (September 1992) *Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation, and Orthogonal Least-Squares Learnings*, *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 3, n° 5, p. 807-814.
- WANG, W., LI, H. and ZHANG, J. (March 2002) *Intelligence-Based Hybrid Control for Power Plant Boiler*, *IEEE Trans. on Control Systems Tech.*, vol. 10, no 2, p. 280-287.
- WONG, L., LEUNG, F. and TAM P. (November 2001) *Design of fuzzy logic controllers for Takagi-Sugeno fuzzy model based system with guaranteed performance*, *International Journal of Approximate Reasoning* 30, Elsevier, p. 41-45.
- YANG, T. (June 2005a) *Architectures of Computational Verb Controllers Towards a New Paradigm of Intelligent Control*, *International Journal of Computational Cognition*, vol. 3, n° 2, p. 74-101.
- YANG, T. (June 2005b) *Applications of Computational Verbs to the Design of P-Controllers*, *International Journal of Computational Cognition*, vol. 3, n° 2, p. 52-60.
- ZANINI, A. (2000) *El predictor de Smith y el Filtro de Kalman: Ejemplos de Predicción y Estimación*, Cuadernos Profesionales de AADECA, Argentina, 42 p.
- ZHAO, Z., TOMIZUKA, M. and ISAKA, S. (October 1993) *Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers*, *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 23, n° 5, p. 1392-1398.