

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

THESE

Présentée au Département d'Electrotechnique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Option: Automatique

Par

BEHIIH Khalissa

THÈME

**Contribution à la commande des systèmes non
linéaires incertains et perturbés**

Soutenue le 23/09/2020 devant le Jury:

KHABER Farid	Professeur	Université Sétif 1	Président
BENMAHAMMED Khier	Professeur	Université Sétif 1	Directeur de thèse
KHEMLICHE Mabrouk	Professeur	Université Sétif 1	Examineur
ABDESSEMED Foudil	Professeur	Université Batna 2	Examineur
BOUMAHREZ Mohamed	Professeur	Université Biskra	Examineur
CHERIF Aida	M.C.A	Université Bordj Bou Arredj	Examineur

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

THESE

Présentée au Département d'Electrotechnique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Option: Automatique

Par

BEHIIH Khalissa

THÈME

**Contribution à la commande des systèmes non
linéaires incertains et perturbés**

Soutenue le 23/09/2020 devant le Jury:

KHABER Farid	Professeur	Université Sétif 1	Président
BENMAHAMMED Khier	Professeur	Université Sétif 1	Directeur de thèse
KHEMLICHE Mabrouk	Professeur	Université Sétif 1	Examineur
ABDESSEMED Foudil	Professeur	Université Batna 2	Examineur
BOUMAHREZ Mohamed	Professeur	Université Biskra	Examineur
CHERIF Aida	M.C.A	Université Bordj Bou Arredj	Examineur

Résumé: Cette thèse est consacrée à l'élaboration de lois de commandes intelligentes appliquées à certaines classes de systèmes non linéaires. Une nouvelle famille d'algorithmes de commandes adaptatives utilisant la synthèse de Lyapunov et la modélisation floue combinée avec les récentes techniques de commande robuste à savoir la commande par backstepping, mode glissant et la commande synergétique à été proposée. La conception de ces algorithmes est adressée pour surmonter les différents problèmes liés aux systèmes à commander qui résident essentiellement dans l'exactitude du modèle mathématique, les incertitudes paramétriques et les perturbations externes. En outre, les inconvénients inhérents aux formulations des lois de commande non linéaires, tels que l'explosion des termes engendrée par les dérivées temporelles des commandes virtuelles dans la synthèse par backstepping, la discontinuité des lois de commande par mode glissant qui provoque le phénomène de broutement et la mise en temps réel de la commande adaptative floue synergétique, sont contournées. Pour évaluer l'amélioration effective apportée par ces algorithmes, des tests de simulations sont effectués. Une étude expérimentale basée sur dSpace est réalisée.

Mots clés : système non linéaire, commande adaptative, commande backstepping, commande par mode glissant, commande synergétique, commande intelligente par logique floue.

Abstract: This thesis is devoted to the elaboration of intelligent control laws applied to certain classes of nonlinear systems. We have proposed a new family of adaptive control algorithms using Lyapunov synthesis and fuzzy modeling combined with recent robust control techniques namely backstepping sliding mode control and synergetic control. The design of these algorithms is addressed to overcome the accuracy of the mathematical model of systems, parametric uncertainties and external disturbances. In addition, explosion terms in backstepping synthesis problem, discontinuous sliding mode control law caused by the phenomenon of chattering and difficult implementation of the adaptive fuzzy synergetic controller, are avoided. To evaluate the effective improvement provided by these algorithms, simulation results and an experimental study based on dSpace are carried out.

Keywords: nonlinear system, adaptive control, backstepping control, sliding mode control, synergetic control, fuzzy intelligent control.

ملخص: تم تكريس هذه الأطروحة لتطوير و عرض قوانين تحكم ذكية تطبيق على بعض الأنظمة الغير الخطية. لقد تعاملنا مع مجموعة جديدة من خوارزميات التحكم التكيفي وذلك باستخدام: تركيب ليابونوف والنمذجة باستعمال المنطق الغامض بالإضافة إلى ودمجه مع تقنيات التحكم القوية مثل التحكم التراجعي المكيف في وضعية الانزلاق و التحكم التآزري. يتم معالجة تصميم هذه الخوارزميات للتغلب على المشكلات المختلفة و المتعلقة بالأنظمة التي تكمن أساساً في دقة النموذج الرياضي و الإرتيابات البارامترية والاضطرابات الخارجية و كذلك لتجاوز العيوب الملازمة لصياغة قوانين التحكم غير الخطية ، مثل التخلص من مشكلة القيم المعقدة الناتجة عن المشتقات الزمنية لقوانين التحكم الافتراضي في التحكم التراجعي المكيف، تجاوز ظاهرة التذبذب الناتج عن طريقة التحكم في وضعية الانزلاق، بالإضافة إلى تمكين التطبيق التجريبي لقانون التحكم التآزري. لتقييم الأداء الفعلي الذي توفره هذه الخوارزميات، تم إجراء مجموعة من إختبارات المحاكاة دراسة و dSpace. بطاقة باستعمال تجريبية

الكلمات المفتاحية: أنظمة غير خطية ، تحكم تكيفي، تحكم تراجعي ، التحكم في وضعية الانزلاق، تحكم تآزري ، تحكم ذكي غامض ، تحكم نهائي ، تقارب زمني محدد.

Remerciements

En tout premier lieu, je remercie le bon Dieu, tout puissant, de m'avoir donné la force, la volonté, ainsi que l'audace pour dépasser toutes les difficultés et d'accomplir ce modeste travail.

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué, au département d'électrotechnique, au sein du Laboratoire de recherche des Systèmes Intelligents LSI, de L'université Ferhat Abbas de Sétif1.

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

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Farid KHABER, Professeur à l'université Sétif1, pour avoir accepté de juger ce travail et présider le jury.

Je tiens également à remercier Mr Mabrouk KHEMLICHE Professeur à l'université Sétif1, Mr Foudil ABDESSEMED Professeur à l'université Batna2, Mr Mohamed BOUMAHREZ Professeur à l'université de Biskra et M^{me} Aida CHERIF Maître de conférences à l'université de Bordj Bou Arréridj pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Je suis également sincèrement reconnaissante et fortement redevable à Mr Mohamed Naguib HARMAS Professeur à l'université Sétif1 et Mr Ziyad BOUCHAMA Maître de conférences à l'université de Bordj Bou Arréridj pour leurs aides, leurs soutiens et leurs encouragements.

Un grand merci à mes amies et collègues du laboratoire LSI de l'université Sétif1; Melle Djamila ZEHAR, Mme Nadjet ZERROUG, pour leur perspicacité précieuse, et leur continu soutien.

Last but not least, un grand merci à mes parents pour leur soutien permanent et pour l'infinie patience et encouragements durant la rédaction de ma thèse.

Sommaire

Sommaire

<i>Acronymes & Symboles</i>	<i>i</i>
<i>Liste des figures</i>	<i>v</i>
<i>Liste des tableaux</i>	<i>viii</i>

<i>Introduction Générale</i>	<i>01</i>
------------------------------------	-----------

Chapitre I: Introduction aux Techniques de Commandes

Non linéaires

I. Introduction.....	05
I.2 Problématique et choix d'une solution.....	05
I.3 Techniques de commandes non linéaires	06
I.3.1 La commande backstepping	06
I.3.1.1 Principe de la commande backstepping	06
I.3.1.2 Synthèse de la commande backstepping	06
I.3.2 La commande par mode glissant	08
I.3.2.1 Principes de la commande par mode glissant	09
I.3.2.2 Synthèse de la commande par mode glissant	09
I.3.3 La commande synergétique	12
I.3.3.1 Principes de la commande synergétique	13
I.3.3.2 Synthèse de la commande synergétique	13
I.3.4 La commande adaptative	15
I.3.4.1 Principe de la commande adaptative par Lyapunov	16
I.3.4.2 Synthèse de la commande adaptative	16
I.3.5 Systèmes flous	17
I.3.5.1 Description des systèmes flous de type Takagi-Sugeno (T-S).....	18
I.3.5.2 Théorème des approximateurs universels	19
I.4 Conclusion	20

Chapitre II : Commande Adaptative Backstepping Par Mode Glissant Des Systèmes Non Linéaires Perturbés

II.1 Introduction.....	21
II.2 Commande Adaptative backstepping	22
II.2.1 Principe de la commande adaptative backstepping	22
II.2.1.1 Remarque	27
II.2.2 Résultats de simulation	29
II.2.2.1 Pendule inversé	29
II.2.2.2 Robot manipulateur	31
II.2.2.3 Système chaotique « Genesisio »	36
II.3 Commande adaptative backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires	38
II.3.1 Commande adaptive backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires perturbés « Algorithme I ».....	39
II.3.2 Résultats de simulation	42
II.3.2.1 Pendule inversé	42
II.3.2.2 Robot manipulateur	43
II.3.3 Commande adaptive backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires perturbés « Algorithme II »	46
II.3.3.1 Supposition 1	46
II.3.3.2 Supposition 2	46
II.3.3.3 Supposition 3	49
II.3.3.4 Théorème	52
II.3.4 Résultats de simulation	53
II.3.4.1 Système chaotique « Genesisio »	53
II.4 Conclusion	55

Chapitre III : Commande Adaptative Floue Backstepping Par Mode Glissant Des Systèmes Non Linéaires

III.1. Introduction.....	56
III.2. Commande adaptative floue backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires perturbés	56
III.2.1 Commande adaptative floue backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires perturbés « Algorithme I »	57

III.2.1.1 Algorithme de projection	62
III.2.2 Résultats de simulation	63
III.2.2.1 Pendule inversé	63
III.2.2.2 Robot manipulateur	65
III.2.3 Commande adaptative floue backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires perturbés « Algorithme II »	67
III.2.3.1 Supposition 1	68
III.2.3.2 Supposition 2	68
III.2.3.3 Supposition 3	71
III.2.3.4 Théorème	74
III.2.4 Résultats de Simulations	75
III.2.4.1 Système chaotique « Genesio »	75
III.3 Conclusion.....	77

***Chapitre IV : Commande Adaptative Floue Synergétique Des Systèmes
Non linéaires***

IV.1 Introduction	78
IV.2 Description du système	79
IV.3 Synthèse d'une loi de commande synergétique d'un convertisseur abaisseur DC-DC	80
IV.4 Synthèse d'une loi de commande adaptative floue synergétique d'un convertisseur abaisseur DC-DC	83
IV.4.1 Théorème 1.....	83
IV.4.2 Démonstration	84
IV.4.2.1 Analyse de la stabilité et de la robustesse	85
IV.5 Résultats et discussions	87
IV.6 Conclusion	100
<i>Conclusion Générale</i>	101
<i>Annexe A</i>	103
<i>Références Bibliographiques</i>	106

Acronymes & Symboles

Acronymes

SMC	Sliding Mode Control (Commande par mode glissant)
ABC	Adaptive Backstepping Control (Commande Adaptative Backstepping)
ABSMC	Adaptive Backstepping Sliding Mode Control (Commande Adaptative Backstepping par mode glissant)
AFBSMC	Adaptive Fuzzy Backstepping Sliding Mode Control (Commande Adaptative Floue Backstepping par mode glissant)
SC	Synergetic Control (Commande Synergétique)
AFSC	Adaptive Fuzzy Synergetic Control (Commande Adaptative Floue Synergétique)
MRAC	Model Reference Adaptive Control (Commande Adaptative à Modèle de Référence)
STAC	Self Tuning Adaptive Control (Commande Adaptative Auto-Ajustable)
PSO	Particle Swarm Optimization (Optimisation par l'Essaim de Particules)
ITAE	Integral Time multiplied by Absolute value of the Error (intégrale de l'erreur absolue pondérée par le temps)

Symboles

x_i	Variable d'état
x	Vecteur d'état
x_d, x_{1d}	Trajectoire désirée
x_{id}, α_i	Entrée de commande virtuelle ou fonction stabilisante
y	Sortie du système
e	Erreur de poursuite
z_i	Variable de backstepping
E_i	Incertitudes localisées
$d(t)$	Perturbation externe
$V(\cdot)$	Fonction de Lyapunov
$V_a(\cdot)$	Fonction de Lyapunov augmentée
$s(\cdot)$	Surface de glissement
u	Commande du système
u_c	Commande discontinue du mode glissant
u_{eq}	Commande équivalente du mode glissant.
u_{SMC}	Commande par mode glissant
$\lambda \eta T \Gamma$	Des constantes strictement positives
Φ	Macro-variable
$\sigma(x, t)$	Fonction définie par l'utilisateur
$f(x), g(x)$	Fonctions non linéaires
θ	Vecteur de paramètres constants et inconnus
$\tilde{\theta}$	Erreur d'estimation

$\xi^T(x)\phi(x)$	Fonctions non linéaires connues
F_n^l	Entrées des ensembles flous
θ_i^T	Vecteur des paramètres ajustable
ε	Erreur d'approximation floue
$H(q)$	Matrice des moments d'inertie
$C(q, \dot{q})$	Matrice des forces centripètes et de Coriolis
$G(q)$	Vecteur des forces gravitationnelles
q	Vecteur des positions angulaires
\dot{q}	Vecteurs des vitesses angulaires
\ddot{q}	Vecteurs d'accélération angulaire
$\hat{f}(x/\theta_f), \hat{g}(x/\theta_g), \hat{h}(s_2)$ et $\hat{\rho}$	Fonctions approximées
$\xi_f(x), \xi_g(x), \xi_h(s_2)$ et ρ_{fuzzy}	Vecteurs de fonctions floues de base
$\theta_f^T, \theta_g^T, \theta_h^T$ et η^T	Vecteurs de paramètres
$\tilde{\theta}_f, \tilde{\theta}_g, \tilde{\theta}_h$ et $\tilde{\eta}$	Paramètres optimaux de $\theta_f^T, \theta_g^T, \theta_h^T$ et η^T
$\theta_f^*, \theta_g^*, \theta_h^*$ et η^*	Paramètres optimaux de $\theta_f^T, \theta_g^T, \theta_h^T$ et η^T
$\dot{\theta}_f, \dot{\theta}_g, \dot{\theta}_h, \dot{\eta}$	Lois adaptatives de $\theta_f^T, \theta_g^T, \theta_h^T$ et η^T
w, w'	Erreur d'approximation floue.
Ω_f et Ω_g, Ω_η	Ensembles de contraintes pour θ_f, θ_g et θ_h
M_f et M_g, M_η	Constantes positives spécifiées par l'expert
$c_1, c_2, k, \gamma, \varepsilon_1, \delta_i$	Constantes positives
s_1, s_2	Variables de backstepping
$\Gamma, \mu_f, \mu_g, \mu_h$ et γ_i	Gains d'adaptations
$\lambda_{\min} k_i, \varepsilon_i, \varphi_1$	Paramètres de conceptions définies positifs.
$f_{0n}(x), g_{0n}(x)$	Fonctions nominales des fonctions $f(x)$ et $g(x)$
$\Delta f_n(\cdot)$ et $\Delta g_n(\cdot)$	Incertitudes sur les fonctions $f(x)$ et $g(x)$

R_C	Résistance du condensateur C
R_L	Résistance de l'inductance L
R_M	Résistance de l'interrupteur S
V_D	Tension interne de la diode D
V_{in}	Tension d'entrée
v_o	Tension de sortie
$v_c(t)$	Tension du condensateur
$i_L(t)$	Courant de l'inductance
$v_0(t)$	Tension de sortie
d	Rapport cyclique
$F(x), G(x)$ et M	Fonctions
v_{ref}	Tension de sortie souhaitée
λ, τ, α et β	Paramètres de contrôle
d_{FSC}	Commande floue synergétique

Liste Des Figures

Figure I.1	Représentation schématique du principe de backstepping	07
Figure I.2	Portrait de phase d'une surface de glissement	09
Figure I.3	Représentation graphique de la solution de l'équation fonctionnelle pour de différentes conditions initiale	15
Figure II.1	Les variations paramétriques et la perturbation externe	30
Figure II.2	La position et la vitesse angulaire du pendule et leurs références	30
Figure II.3	Le signal de commande	31
Figure II.4	L'erreur de poursuite	31
Figure II.5	Les paramètres estimés de la fonction $f(x)$	31
Figure II.6	Les variations paramétriques des masses et les perturbations externes	34
Figure II.7	La position angulaire de la 1 ^{ère} et la 2 ^{ème} articulation	34
Figure II.8	La vitesse angulaire de la 1 ^{ère} et la 2 ^{ème} articulation	35
Figure II.9	La commande de la 1 ^{ère} et de la 2 ^{ème} articulation	35
Figure II.10	L'erreur de poursuite de la 1 ^{ère} et la 2 ^{ème} articulation	35
Figure II.11	Les paramètres estimés de la 1 ^{ère} et la 2 ^{ème} articulation	36
Figure II.12	L'évolution de l'état $x_1(t)$	37
Figure II.13	L'évolution de l'état $x_2(t)$	37
Figure II.14	L'évolution de l'état $x_3(t)$	37
Figure II.15	L'évolution de la commande $u(t)$	37
Figure II.16	Le signal d'erreur $e_1(t)$	37
Figure II.17	Le signal d'erreur $e_2(t)$	37
Figure II.18	Le signal d'erreur $e_3(t)$	38
Figure II.19	L'évolution du paramètre estimé	38
Figure II.20	La position et la vitesse angulaire du pendule et leurs références	42
Figure II.21	Le signal de commande	43
Figure II.22	L'erreur de poursuite	43
Figure II.23	Les paramètres estimés	43

Figure II.24 La position angulaire de la 1 ^{ere} et la 2 ^{eme} articulation	44
Figure II.25 La vitesse angulaire de la 1 ^{ere} et la 2 ^{eme} articulation	44
Figure II.26 La commande de la première et la 2 ^{eme} articulation	44
Figure II.27 L'erreur de poursuite de la première et la 2 ^{eme} articulation	45
Figure II.28 Les paramètres estimés	45
Figure II.29 L'évolution de l'état $x_1(t)$	53
Figure II.30 L'évolution de l'état $x_2(t)$	53
Figure II.31 L'évolution de l'état $x_3(t)$	54
Figure II.32 L'évolution de la commande $u(t)$	54
Figure II.33 Le signal d'erreur $e_1(t)$	54
Figure II.34 Le signal d'erreur $e_2(t)$	54
Figure II.35 Le signal d'erreur $e_3(t)$	54
Figure II.36 L'évolution des paramètres estimés	54
Figure III.1 La position et la vitesse angulaire du pendule et leurs références	64
Figure III.2 Le signal de commande	64
Figure III.3 L'erreur de poursuite	64
Figure III.4 La position angulaire de la 1 ^{ere} et la 2 ^{eme} articulation	66
Figure III.5 La vitesse angulaire de la 1 ^{ere} et la 2 ^{eme} articulation	66
Figure III.6 La commande de la 1 ^{ere} et de la 2 ^{eme} articulation	66
Figure III.7 L'erreur de poursuite de la 1 ^{ere} et la 2 ^{eme} articulation	67
Figure III.8 Les fonctions d'appartenance	75
Figure III.9 L'évolution de l'état $x_1(t)$	76
Figure III.10 L'évolution de l'état $x_2(t)$	76
Figure III.11 L'évolution de l'état $x_3(t)$	76
Figure III.12 L'évolution de la commande $u(t)$	76
Figure III.13 Le signal d'erreur $e_1(t)$	76
Figure III.14 Le signal d'erreur $e_2(t)$	76
Figure III.15 Le signal d'erreur $e_3(t)$	77

Figure IV.1	Schéma du circuit équivalent d'un convertisseur abaisseur	79
Figure IV.2	Les fonctions d'appartenances pour l'entrée $i_L(t)$	88
Figure IV.3	Les fonctions d'appartenances pour l'entrée $v_c(t)$	88
Figure IV.4	Schéma du modèle Simulink pour construire la fonction $\hat{f}(x,t)$	89
Figure IV.5	Schéma du modèle Simulink pour construire la fonction de base floue	89
Figure IV.6	Organigramme d'optimisation des paramètres de la commande AFSC	91
Figure IV.7	Evolution de la fonction objective	92
Figure IV.8	Evolution du paramètre λ	92
Figure IV.9	Evolution du paramètre τ	93
Figure IV.10	Evolution de la tension de sortie	93
Figure IV.11	Evolution du courant de l'inducteur.....	94
Figure IV.12	Evolution de la tension de sortie	94
Figure IV.13	Evolution du courant de l'inducteur.....	95
Figure IV.14	Evolution de la tension de sortie	95
Figure IV.15	Evolution du courant de l'inducteur.....	96
Figure IV.16	Evolution de la tension de sortie	96
Figure IV.17	Evolution du courant de l'inducteur.....	97
Figure IV.18	Banc d'essai pour la validation de la commande AFSC d'un convertisseur DC-DC abaisseur	98
Figure IV.19	Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie	98
Figure IV.20	Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie	99
Figure IV.21	Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie	99
Figure IV.22	Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie	100

Liste Des Tableaux

Tableau IV.1	Les paramètres du convertisseur abaisseur DC-DC	87
Tableau A.1	Comparaison des performances des techniques de commandes développées	104

Liste Des Tableaux

Tableau IV.1	Les paramètres du convertisseur abaisseur DC-DC	87
Tableau A.1	Comparaison des performances des techniques de commandes développées	104

Introduction
Générale

Introduction Générale

Le rôle principal des processus physiques utilisés quotidiennement est d'offrir le confort attendu par l'utilisateur et de garantir sa sécurité. En effet, l'intérêt est d'obtenir des processus auto-régulés requérant un minimum d'intervention humaine pour fonctionner. Dans ces conditions, une grande attention a été portée aux problèmes de contrôle de ces processus pour travailler en pleines puissances de leurs capacités et souvent aux limites de leur stabilité.

Généralement, les processus physiques sont des systèmes non linéaires représentés par des modèles mathématiques algébriques et/ou différentiels non linéaires. Pendant une longue période, des efforts considérables ont été fournis pour développer des techniques de commandes linéaires appliquées par approximation à ces processus [1-3]. Les commandes linéaires peuvent donc s'avérer suffisantes si les exigences en précision et en performance du système ne sont pas trop sévères. Les systèmes sont souvent sujets à des perturbations significatives et le point de fonctionnement n'est plus fixé à une position nominale. En effet, les algorithmes de commande conçus ne peuvent donc pas assurer une robustesse du comportement vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. Ceci a conduit à un important intérêt pour la synthèse de techniques de commande non linéaires, robustes et capables de pallier à ces problèmes. On peut citer dans ce contexte, la commande adaptative [4-6], la commande backstepping [7-8], la commande par mode glissant [9-10], la commande synergétique [11-12], la commande par logique floue [13-14], etc...

La commande adaptative a été développée pour traiter le problème de la commande des systèmes non linéaires en présence de fortes perturbations, des incertitudes du modèle ou de paramètres à fortes variations dans le temps [4-6,15-17]. Cette approche utilise la méthode directe de Lyapunov pour engendrer un contrôleur automatiquement ajusté afin de compenser des changements dans le procédé et/ou son environnement. L'objectif est de trouver des lois de commande et d'adaptation qui rendent la dérivée d'une fonction de Lyapunov, choisie a priori, définie ou semi-définie négative. La principale difficulté réside alors dans le choix d'une fonction de Lyapunov convenable. Le backstepping est l'algorithme qui a rendu cette approche applicable à une large classe de systèmes, indépendamment de leur ordre. C'est une méthode qui permet de construire récursivement, d'une manière systématique et directe, la loi

de commande, la dynamique d'adaptation et la fonction de Lyapunov qui assurent la stabilité globale du système [4-5, 18-19].

La technique adaptative backstepping (*AB*) a été largement explorée dans le but de rechercher des procédures récursives pour mettre au point des lois de commande destinées à contrôler les systèmes non linéaires [4-5,18-19]. La combinaison de cette approche avec d'autres techniques de commande non linéaires à savoir la commande par mode glissant (*SMC*) est devenue l'une des méthodes de base de construction de lois de commande stabilisantes. De nombreux travaux montrent que cette stratégie de conception des contrôleurs non linéaires hybrides peut surmonter diverses difficultés liées à la robustesse et à la commande adaptative. La commande adaptative backstepping par mode glissant (*ABSMC*) se range dans la catégorie des commandes en boucle fermée à structure variable, et possède à ce titre un caractère non linéaire. Elle présente des qualités de robustesse face à une large classe d'incertitudes et de perturbations extérieures. Ces différents points justifient son application dans des domaines très variés [20-25]. Cependant, ce type de commande est à l'origine du phénomène connu sous le nom de chattering. En effet, le caractère discontinu de cette approche implique une grande sollicitation de l'organe de commande; ce qui empêche son application à des systèmes réels, engendre également les dynamiques hautes fréquences qui sont négligées au cours de la modélisation, ce qui peut aussi dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité [26-28].

Devant ces effets indésirables, la théorie de commande synergétique (*SC*) est considérée comme une méthodologie puissante de conception de commande non linéaire. Sa facilité de mise en œuvre en pratique [12,29-31] met en avant cette approche de contrôle relativement nouvelle. La commande synergétique n'a évolué que ces dernières années, similaire dans son approche conceptuelle à la commande par mode glissant, elle en diffère dans le fait que la commande y est toujours continue.

Cette technique a été appliquée avec succès dans le domaine de l'électronique de puissance [31-32] et des applications pratiques réussies en industrie [33]. La commande synergétique permet de surmonter les problèmes des commandes linéaires en utilisant explicitement un modèle non linéaire du système dans la synthèse de la loi de commande. Théoriquement, les contrôleurs synergétiques montrent une grande capacité d'assurer la stabilité des systèmes non linéaire en présence des perturbations. Cependant, dans la formulation des problèmes de commande précités, le modèle mathématique développé dans le but d'établir la loi de commande ne reflète pas exactement le processus réel. La modélisation

théorique requiert une connaissance précise des phénomènes intervenant dans le système et une aptitude à les représenter par des relations mathématiques. Les systèmes physiques sont souvent complexes et difficilement exploitables, notamment pour leur commande. Le choix réside alors entre la fidélité du modèle vis-à-vis du processus réel et l'adéquation de ce modèle à une forme mathématiquement exploitable. On doit néanmoins s'assurer que, la loi de commande résultante permet d'atteindre l'objectif prédéfini. Ceci a conduit à un important intérêt pour la synthèse de contrôles dits intelligents et capables de contourner les problèmes de commandes susmentionnés.

Une des techniques de l'intelligence artificielle les plus en vue actuellement consiste en l'utilisation de la logique floue pour la commande des systèmes non linéaires [34-39]. C'est un type de contrôle automatique basé sur le raisonnement heuristique qui a la capacité d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire avec un degré de précision donné. La conception de ce contrôleur intelligent ne nécessite pas de modèle mathématique précis du système ni de calculs complexes. Les modèles flous suscitent beaucoup d'intérêt, et la littérature relative à ce sujet est abondante et ces derniers ont eu un succès remarquable dans la description des systèmes complexes qui sont difficiles à modéliser par les approches conventionnelles [34-39].

L'objectif principal de cette thèse est la conception des contrôleurs intelligents appliqués à certaines classes de systèmes non linéaires. La modélisation floue et sa combinaison avec la commande adaptative backstepping par mode glissant (*AFBSMC*) et la commande adaptative synergétique (*AFSC*) est la méthodologie qui a été fournie dans ce travail pour construire des contrôleurs adaptatifs très puissants et robustes pour les systèmes non linéaires. En effet, ces contrôleurs sont adressés pour surmonter les différents problèmes liés aux systèmes à commander qui résident essentiellement dans l'exactitude du modèle mathématique, les incertitudes paramétriques et les perturbations externes.

En outre, les inconvénients inhérents aux formulations des lois de commande non linéaires, tels que l'explosion des termes engendrée par les dérivées temporelles des commandes virtuelles dans la synthèse du backstepping, la discontinuité des lois de commande par mode glissant qui provoque le phénomène de broutement et la mise en temps réel de la commande adaptative floue synergétique, sont contournées. L'efficacité des approches proposées est évaluée par simulation et implémentation en temps réel en considérant des variations paramétriques et en soumettant les systèmes traités à diverses perturbations.

Cette thèse s'articule autour de quatre chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la présentation des commandes non linéaires utilisées dans les chapitres suivants. Les bases théoriques nécessaires à la compréhension de ces approches sont introduites.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons aux méthodes de commande adaptative backstepping par mode glissant. Deux algorithmes de commandes basées sur les propriétés de la stabilité de la commande adaptative backstepping et la robustesse de la commande par mode glissant sont développés. Le premier algorithme est exploité dans la première partie de ce chapitre, pour élaborer un contrôleur non linéaire adaptatif qui tient compte de la présence des perturbations externes et des incertitudes paramétriques. Le deuxième est adressé pour surmonter les imperfections inhérentes constatées dans le premier algorithme telles que le problème d'explosion des termes dans la synthèse de la loi de commande causé par la dérivée temporelle des commandes virtuelles.

Dans le troisième chapitre, les systèmes d'approximation flous et les techniques de commandes étudiées dans le deuxième chapitre sont combinés pour élaborer des commandes améliorées. Ces algorithmes sont bien adaptés pour les systèmes non linéaires dont le modèle dynamique est incertain et/ou inconnu. Ainsi, l'atténuation des effets indésirables des perturbations et du phénomène de chattering est effectuée.

Nous consacrons le quatrième chapitre, à la commande adaptative floue synergétique (*AFSC*). En améliorant le contrôleur conventionnel synergétique existant [11,12,40], la technique proposée *AFSC* présente une robustesse face aux incertitudes et aux perturbations extérieures. En outre, l'idée principale de cette approche a fait l'objet de notre travail [41]. Une validation en temps réel de la commande proposée sur un banc d'essais est présentée. Plusieurs tests ont été effectués pour mettre en évidence les performances de poursuite assurées par les approches proposée. Enfin, des perspectives pour futurs travaux de recherches sont présentées dans la conclusion générale.

Chapitre I

Introduction aux Techniques de Commandes Non linéaires

Introduction aux Techniques de Commandes

Non linéaires

I.1. Introduction

Ce chapitre présente les différents aspects théoriques de la commande issue de la littérature, permettant de résoudre les problèmes liés aux contrôles des systèmes non linéaires. Une attention particulière est portée sur la commande backstepping; la commande par mode glissant, la théorie de commande synergétique, la commande adaptative et la commande floue.

L'objectif est de souligner les idées sur lesquelles sont basées les lois de commandes élaborées aux suivants chapitres.

I.2. Problématique et choix d'une solution

De nos jours, les systèmes contrôlés apparaissent presque partout dans notre vie quotidienne : dans plusieurs types de véhicules, l'industrie, les télécommunications, la technologie biomédicale. Pratiquement, tous ces systèmes sont de nature non linéaire, c'est pourquoi la commande non linéaire est un domaine important en théorie de contrôle. Au cas où un système ne dévierait pas trop de l'ensemble nominal de conditions de fonctionnement, les modèles linéaires peuvent être souvent employés pour décrire les systèmes non linéaires et concevoir des lois de commande stabilisantes. Cependant, quand la gamme d'opération exigée est étendue, un modèle linéarisé est généralement imprécis. Les lois de commande non linéaires sont capables de manipuler directement les non linéarités dans les plages étendues de fonctionnement. En conséquence, la théorie de la commande non linéaire doit être utilisée pour ces systèmes. D'autre part, notons que dans de nombreux cas pratiques, on s'intéresse au comportement du système au voisinage d'un point d'équilibre ou d'une trajectoire de fonctionnement. D'où le rôle de l'automaticien dont l'un des buts principaux est d'établir des lois de commande pour qu'un système évolue selon un objectif prédéterminé.

Pour l'étude des systèmes non linéaires, il est très difficile d'avoir une vision d'ensemble de toutes les différentes techniques ou méthodes utilisées dans l'analyse de la stabilité et la conception des lois de commandes. La théorie de Lyapunov est reconnue comme étant

incontournable pour l'analyse de la stabilité de multiples systèmes. Certains ouvrages lui sont presque entièrement dédiés. Dans ce qui suit, nous introduisons brièvement les principales méthodes utilisées pour la commande de systèmes non linéaires.

I.3. Techniques de commandes non linéaires

I.3.1 La commande backstepping

Inspiré des travaux de Feurer *et all* (1978) [15], de Tsinias (1989) [42] et de Kokotovii *et all* (1989) [4], la méthode du backstepping a été développée par Kanellakopoulos en 1991 [5]. Depuis cette nouvelle approche théorique est apparue dans un certain nombre d'ouvrages, [3,5]. Leurs applications aux différents procédés ont aussi été présentées dans la littérature [43-45]. Cette technique, maintenant relativement connue, est essentiellement basée sur l'utilisation systématique de la fonction de Lyapunov pour ce qui est de l'étude de la stabilité [5,46]. L'idée fondamentale du backstepping est de synthétiser une loi de commande d'une manière récursive. Certaines composantes du vecteur d'état sont considérées comme des commandes virtuelles et des lois de commande intermédiaires sont élaborées. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte vis-à-vis du type de non linéarité.

I.3.1.1 Principe de la commande backstepping

L'idée principale de cette stratégie de commande non linéaire est basée sur la synthèse récurrente de la fonction de Lyapunov qui assure pas à pas la stabilisation de chaque étage du système. La première étape sert à calculer une loi de commande virtuelle assurant la stabilité par le choix de la négativité de la fonction de Lyapunov. La commande calculée est considérée comme la valeur désirée de la deuxième étape; il s'agit alors d'associer une fonction de Lyapunov augmentée. La négativité de cette dernière incite la définition d'une deuxième loi de contrôle virtuelle. En suivant le même raisonnement, la commande finale sera déterminée à partir des lois de commande virtuelles calculées précédemment. Cette commande garantit la stabilité globale et les performances du système.

I.3.1.2 Synthèse de la commande backstepping

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f(x_1) + g(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = u \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Où: $x = [x_1, x_2]^T$ est le vecteur d'état, u la commande du système et $f(x_1)$ et $g(x_1)$ sont des

fonctions non linéaires.

On suppose qu'il existe un retour $x_2 = \phi(x_1)$ (avec $\phi(0) = 0$) qui stabilise l'origine de la première composante du système (I.1) de façon asymptotique et une fonction de Lyapunov $V(x_1)$ qui vérifie :

$$\frac{\partial V}{\partial x_1} = [f(x_1) + g(x_1)\phi(x_1)] \leq 0 \tag{I.2}$$

En ajoutant et en soustrayant $g(x_1)\phi(x_1)$, le système (I.1) est transformé en :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f(x_1) + g(x_1)\phi(x_1) + g(x_1)(x_2 - \phi(x_1)) \\ \dot{x}_2 = u \end{cases} \tag{I.3}$$

Ce système met en évidence un terme d'erreur que l'on définit par le changement de variable suivant :

$$z_2 = x_2 - \phi(x_1) \tag{I.4}$$

La nouvelle représentation du système est alors donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f(x_1) + g(x_1)\phi(x_1) + g(x_1)z_2 \\ \dot{z}_2 = u - \dot{\phi}(x_1) \end{cases} \tag{I.5}$$

On remarque ainsi que pour passer de la représentation (I.3) à la représentation (I.5), le terme $\phi(x_1)$ a été déplacé derrière l'intégrateur. C'est ce qui explique le terme de backstepping choisi pour décrire cette méthode. Ceci est illustré sur la figure (I.1).

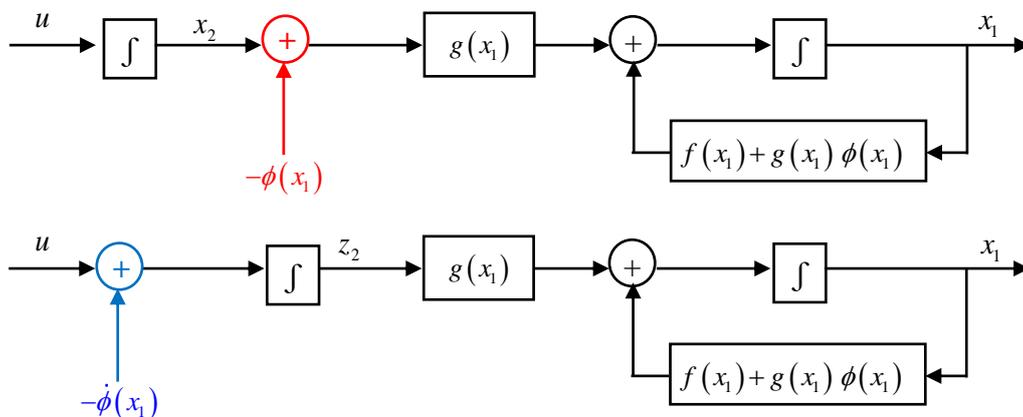


Figure I.1 Représentation schématique du principe de backstepping

En travaillant alors sur le nouveau système et augmentant la fonction de Lyapunov connue en définissant :

$$V_a(x_1, x_2) = V(x_1) + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{I.6})$$

En prenant sa dérivée temporelle, il vient :

$$\dot{V}_a(x_1, x_2) = \frac{\partial V}{\partial x_1} [f(x_1) + g(x_1)\phi(x_1)] + z_2 \left[\frac{\partial V}{\partial x_1} g(x_1) + u - \dot{\phi}(x_1) \right] \quad (\text{I.7})$$

En choisissant alors l'entrée de commande :

$$u = \dot{\phi}(x_1) - \frac{\partial V}{\partial x_1} g(x_1) - kz_2 \quad (\text{I.8})$$

Il vient :

$$\dot{V}_a(x_1, x_2) = -kz_2^2 + \frac{\partial V}{\partial x_1} [f(x_1) + g(x_1)\phi(x_1)] \quad (\text{I.9})$$

Ce qui assure une stabilité asymptotique à l'origine du système (I.1). Comme montré dans cet exemple, l'idée principale du backstepping est ainsi de commencer avec un système stabilisé par une loi de commande et une fonction de Lyapunov connue. Le système augmenté est alors commandé en synthétisant une nouvelle loi de commande et en prouvant en même temps que cette loi de commande est stabilisante pour une nouvelle fonction de Lyapunov.

I.3.2 La commande par mode glissant

La commande par mode glissant (*SMC*) est une technique de commande non linéaire qui a été introduite pour le contrôle des systèmes à structure variable. Elle est basée sur le concept de changement de structure du contrôleur avec l'état du système afin d'obtenir une réponse désirée. Elle remonte dans les années 1970 avec les travaux d'Utkin [9]. Le principe de la commande par mode glissant consiste à amener les conditions initiales ; le point représentatif de l'évolution du système sur une hypersurface de l'espace de phase par l'intégration d'éléments de commutation dans la loi de commande. De plus, la commande garantit que le point représentatif du système atteint asymptotiquement l'équilibre. Le système se met en régime glissant lorsque ce point a atteint l'hypersurface, dite surface de glissement. Son comportement devient alors insensible aux perturbations sur la sortie et aux variations paramétriques. Néanmoins, les problèmes de broutement ou «chattering» inhérents à ce type

de commande discontinue apparaissent rapidement. Notons que le chattering peut exciter des dynamiques hautes fréquences négligées menant parfois à l'instabilité.

I.3.2.1 Principes de la commande par mode glissant

La commande par modes glissants est une technique largement utilisée dans la littérature [47-49]. Son succès est dû à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure (I.2).

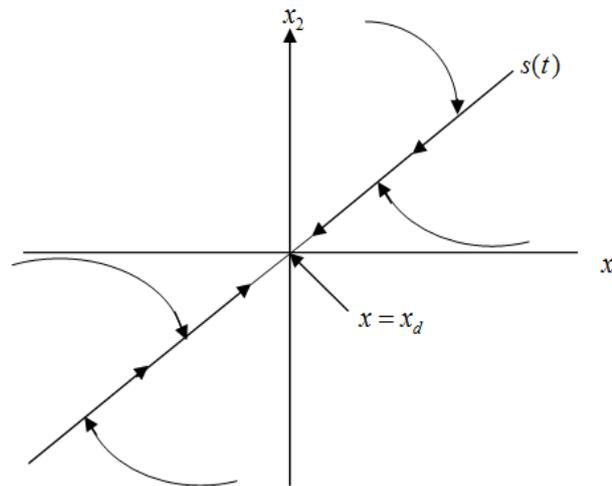


Figure I.2 Portrait de phase d'une surface de glissement

I.3.2.2 Synthèse de la commande par mode glissant

Soit un système défini par l'équation d'état non linéaire de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = f(x) + g(x)u \\ y = x \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Où: $x^{(n)}$ est la n^{ième} dérivée de x en fonction du temps, u la commande du système et $x = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$ le vecteur d'état, $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions non linéaires. $g(x)$ est supposée inversible.

Notre but est d'atteindre un état désiré $x_d = [x_d, \dot{x}_d, \dots, x_d^{(n-1)}]$ en présence des incertitudes du modèle sur $f(x)$ et $g(x)$. On définit le vecteur de l'erreur de poursuite comme

$$e(t) = y(t) - x_d(t) = [e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)}]^T.$$

Une surface de glissement $s(x, t)$ varie en fonction du temps dans l'espace d'état \mathfrak{R}^n est donnée par **[1,9,48]**

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t) \quad (\text{I.11})$$

Où λ est une constante strictement positive et $s(x, t)$ un scalaire.

Le problème de poursuite de l'état désiré $y(t) = x_d(t)$ revient à maintenir les états du système sur la surface $s(x, t)$ pour tout $t > 0$.

Le choix particulier de la surface de glissement satisfait la condition (I.12) :

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2(x, t) \leq -\eta |s(x, t)|, \quad \eta > 0 \quad (\text{I.12})$$

L'équation (I.12) **[1,10]** qui est appelée condition d'attraction force les trajectoires d'état à se diriger vers la surface de glissement comme indiqué sur la figure (I.2). On assume que $s > 0$ et on définit t_f comme étant le temps nécessaire à une trajectoire pour atteindre la surface $s(x, t)$.

L'équation (I.12) peut être réécrite comme suit:

$$\frac{d}{dt} s(x, t) \leq -\eta \quad (\text{I.13})$$

En intégrant (I.13) de $t = 0$ à $t = t_f$ on obtient:

$$s(t_f) - s(0) \leq -\eta (t_f - 0) \quad (\text{I.14})$$

Vu que $s(t_f) = 0$, l'équation (I.14) deviendra:

$$t_f \leq s(0)/\eta \quad (\text{I.15})$$

t_f peut aussi être obtenu en considérant le cas où $s < 0$, ce qui donne :

$$t_f \leq |s(0)|/\eta \quad (\text{I.16})$$

L'équation (I.16) garantit que si les trajectoires sont à l'extérieur de $s(x, t)$, elles atteindront la surface de glissement dans un temps fini inférieur à $|s(0)|/\eta$.

Lorsque la surface de glissement $s=0$ est atteinte, l'erreur tend vers zéro exponentiellement ($y = x_d$). Pour une condition permettant de donner à la surface de glissement une dynamique de convergence vers zéro, on utilise généralement la condition d'attractivité non-linéaire suivante [1,9,48]

$$s(x,t)\dot{s}(x,t) \leq -\eta |s(x,t)| \quad (\text{I.17})$$

L'élaboration de la loi de commande par mode glissant est basée sur le critère de stabilité de Lyapunov, cette loi est choisie telle que la dérivée d'une fonction de Lyapunov soit négative. L'idée est d'utiliser la fonction scalaire $s(x,t)$ pour définir la fonction de Lyapunov:

$$V(x,t) = \frac{1}{2} s^T(x,t) s(x,t) \quad (\text{I.18})$$

La fonction de Lyapunov est définie positive de manière évidente et sa dérivée est:

$$\dot{V}(x) = s(x,t)\dot{s}(x,t) < 0 \quad (\text{I.19})$$

La commande développée doit satisfaire la condition (I.19). La construction de cette loi de commande consiste à admettre qu'en mode de glissement le système piloté par une commande u_{eq} , solution de $\dot{s} = 0$, dite commande équivalente qui permet de maintenir l'état du système sur la surface $s = 0$.

Le calcul de la commande équivalente s'effectue en prenant en considération les conditions d'invariance suivantes :

$$\begin{cases} s(x,t) = 0 \\ \dot{s}(x,t) = 0 \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Considérons l'exemple d'un système non-linéaire avec une seule entrée, représenté par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u \quad (\text{I.21})$$

L'existence du mode glissant implique que :

$$\dot{s}(x,t) = \frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = 0 \quad (\text{I.22})$$

En remplaçant (I.21) dans (I.22) :

$$\frac{\partial s}{\partial t} \dot{x} = \frac{\partial s}{\partial t} (f(x,t) + g(x,t)u_{eq}) = 0 \quad (\text{I.23})$$

En supposant que $\frac{\partial s}{\partial t}(g(x,t))$ est inversible :

$$u_{eq} = \left[\frac{\partial s}{\partial t}(g(x,t)) \right]^{-1} \cdot \frac{\partial s}{\partial t}(f(x,t)) \quad (\text{I.24})$$

Par conséquent, on peut déterminer la dynamique sur la surface de glissement pour tout instant :

$$\dot{x} = \left[\text{I} - g(x,t) \left[\frac{\partial s}{\partial t}(g(x,t)) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial t} \right] f(x,t) \quad (\text{I.25})$$

La commande discontinue ou de commutation qui permet de garantir la condition d'attractivité, peut prendre plusieurs formes.

La forme la plus simple est celle d'un relais.

$$u_c = -\eta \text{sign}(s(x,t)) \quad (\text{I.26})$$

Où η est une constante positive.

La loi de commande par mode glissant satisfaisant la condition (I.17) peut être donnée par :

$$u_{SMC} = u_{eq} + u_c \quad (\text{I.27})$$

La loi de commande (I.27) est certes robuste vis-à-vis des perturbations externes mais présente deux inconvénients majeurs. Le premier réside dans la présence de la fonction *signe* dans le signal de commande provoquant le phénomène de broutement qui peut détériorer le système commandé. Le second inconvénient réside dans la difficulté du calcul de la constante η . Pour remédier à ces inconvénients, plusieurs solutions ont été présentées dans la littérature [49-51].

I.3.3 La commande synergétique

La théorie de la commande synergétique (SC) est développée par Anatoly Kolesnikov [52]. Celle-ci est une nouvelle tendance dans le domaine du contrôle, basée sur les principes d'auto-organisation orientée et sur l'utilisation des propriétés dynamiques des systèmes non linéaires.

La synergétique est un domaine interdisciplinaire de recherche, lancé par *Hermann Haken* en 1969 [53-55]. L'auteur s'intéresse aux systèmes matériels et non matériels composés en général d'un ensemble de parties individuelles. La synergétique se base sur la spontanéité, c'est-à-dire, à l'apparition auto-organisée des nouvelles qualités dans le système. Ces qualités peuvent être structurelles ou fonctionnelles [54,55].

La question de base traitée par la synergétique est : y a-t-il des principes généraux d'auto-organisation, qui sont indépendants des natures des différentes parties d'un système ?

Dans cette section, on introduit les principes de la théorie de cette technique et leur performance.

I.3.3.1 Principes de la commande synergétique

La commande synergétique est une technique de contrôle assez proche de la commande par mode glissant dans le sens où l'on force le système considéré à évoluer avec une dynamique pré-choisie par le concepteur. Elle en diffère dans le fait que la commande y est toujours continue et utilise une macro-variable qui peut être fonction de deux ou plusieurs variables d'état du système.

Récemment cette théorie a été appliquée avec succès dans le domaine des commandes de l'électronique de puissance. Son application à un convertisseur élévateur a été présentée [11,56]. Quelques aspects pratiques concernant la simulation et le hardware ont été discutés [29,31,57] et parmi les applications pratiques réussies figure le chargement de batteries [12]. Cette nouvelle approche ne requiert pas la linéarisation du modèle et emploie explicitement un modèle non linéaire pour la synthèse de la commande.

La synthèse de la commande synergétique dans le cas général est passée en revue dans la section suivante.

I.3.3.2 Synthèse de la commande synergétique

Considérons le système dynamique non-linéaire *SISO* de dimension n qui peut être décrit par l'équation non linéaire suivante :

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x, u, t) \quad (\text{I.28})$$

Où x représente le vecteur d'état du système et u représente le signal de la commande.

Dans le cas simple, la première étape dans la conception d'une commande synergétique réside dans la formation d'une macro-variable définie en fonction des variables d'état du

système sous forme de relations algébriques entre ces variables qui reflètent les caractéristiques des exigences de la conception. Cette macro-variable peut être définie sous forme d'une combinaison linéaire des variables d'état du système. Elle détermine les propriétés de transition du système (I.28) à partir d'un état initial quelconque vers un état d'équilibre désiré. Le nombre de macro-variables n'excédant pas le nombre de variables à contrôler [29,56]. Soit :

$$\Phi = \sigma(x, t) \quad (\text{I.29})$$

Où Φ est la macro-variable et $\sigma(x, t)$ une fonction définie par l'utilisateur. Chaque macro-variable Φ présente une nouvelle contrainte sur le système dans l'espace d'état ainsi son ordre réduit d'une unité, en le forçant à évoluer vers une stabilité globale à l'état désiré $\Phi = 0$.

L'objectif de la commande synergétique est de forcer le système à évoluer sur le domaine choisi au préalable par le concepteur $\Phi = 0$ d'où :

$$\sigma(x, t) = 0 \quad (\text{I.30})$$

Les caractéristiques de la macro-variable peuvent être choisies par le concepteur, selon les paramètres de commande, le temps de réponse, limitations de la commande, etc....

La macro-variable peut être une combinaison linéaire simple des variables d'état, et elle est forcée d'évoluer d'une façon désirée exprimée par une contrainte appelée dans la littérature de la théorie de la commande synergétique, l'équation fonctionnelle [12,29,52,58], qui a la forme générale suivante :

$$\tau \dot{\sigma}(x, t) + \sigma(x, t) = 0 \quad \tau > 0 \quad (\text{I.31})$$

La solution de l'équation (I.31) donne la fonction suivante :

$$\sigma(x, t) = \sigma_0 e^{-t/\tau} \quad (\text{I.32})$$

Comme le montre la figure (I.3), la macro-variable $\sigma(x, t)$ converge vers l'attracteur ou le collecteur (la manifold) $\sigma = 0$ pour des conditions initiales différentes de σ_0 , où t représente le temps et τ un paramètre de contrôle qui indique la vitesse de convergence du système en boucle fermée vers le domaine indiqué [30,59-61].

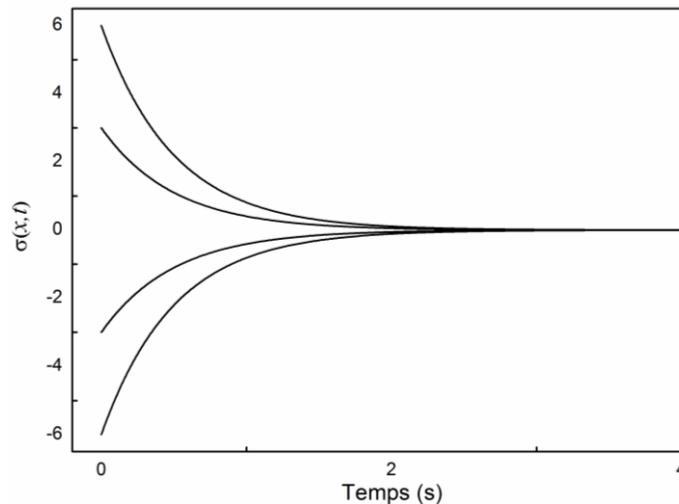


Figure I.3 Représentation graphique de la solution de l'équation fonctionnelle pour de différentes conditions initiales

En tenant compte de la chaîne de la différentiation qui est donnée par :

$$\frac{d \sigma(x,t)}{dt} = \frac{d \sigma(x,t)}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (\text{I.33})$$

La substitution de (I.28) et de (I.33) dans (I.31) permet d'écrire :

$$\tau \frac{d \sigma(x,t)}{dx} f(x,u,t) + \sigma(x,t) = 0 \quad (\text{I.34})$$

En résolvant l'équation (I.34) pour u , la loi de commande est alors exprimée comme suit:

$$u = g(x, \sigma(x,t), \tau, t) \quad (\text{I.35})$$

À partir de l'équation (I.35), on s'aperçoit que la commande dépend non seulement des variables d'état du système mais également de la macro-variable et du paramètre de contrôle τ

En d'autres termes, le concepteur peut choisir les caractéristiques du contrôleur en choisissant une macro-variable appropriée et un paramètre de contrôle spécifique τ .

Dans la synthèse du contrôleur synergétique qui agit sur le système non linéaire la linéarisation ou la simplification du modèle n'est pas nécessaire comme c'est souvent le cas pour les approches de commandes traditionnelles.

I.3.4 La commande adaptative

La commande adaptative (AC) est une approche utilisée pour les systèmes ayant des paramètres incertains, provenant des incertitudes dans les paramètres du système ou des

simplifications dans la dynamique du système. Elle est basée sur le concept de l'estimation en ligne des paramètres pour l'ajustement d'une loi de commande. Cette commande a été développée vers les débuts des années 1950, pour la conception des autopilotes assurant de hautes performances des avions travaillant avec de grandes vitesses et grandes altitudes [17-19].

En général, il existe deux principaux schémas pour la commande adaptative : la commande adaptative à modèle de référence (*MRAC*) et la commande auto-ajustable (*STAC*). Dans *MRAC*, le mécanisme d'adaptation estime les paramètres appropriés, de sorte que le système se comporte comme le modèle de référence. Dans *STAC*, les paramètres à variation lente ou les constantes inconnues sont optimisés de manière à minimiser / maximiser une fonction objective, généralement une minimisation de l'erreur ou une maximisation de l'efficacité.

I.3.4.1 Principe de la commande adaptative par Lyapunov

La conception d'une commande adaptative utilisant la fonction de Lyapunov, consiste à calculer une loi de commande et une loi de mise à jour des paramètres afin de garantir que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit définie négative.

L'approche consiste donc à trouver un triplet (fonction de Lyapunov, loi de commande, loi d'adaptation) qui répond aux spécifications.

Les tâches s'effectuent simultanément et la dynamique de l'estimation est prise en compte et/ou maîtrisée afin d'éviter tout effet destructeur. C'est grâce à cette propriété que ce type de méthode présente un intérêt pour la commande des systèmes non linéaires. Cependant, bien qu'il soit l'un des premiers résultats en commande adaptative [62], le design par Lyapunov est resté, jusqu'à récemment, limité aux systèmes linéaires. Cette limitation était principalement due à l'absence: pour les systèmes non linéaires, d'une méthode systématique de calcul de "bonnes" fonctions de Lyapunov.

Le design adaptatif par Lyapunov sera considéré comme une introduction ou plutôt un cas particulier de la méthode adaptative backstepping qui sera présentée dans le chapitre suivant.

I.3.4.2 Synthèse de la commande adaptative

Considérant, le cas simple du système non linéaire décrit par l'équation :

$$\dot{x} = u + \xi^T(x)\theta \quad (\text{I.36})$$

Où θ est un vecteur de paramètres constants et inconnus et $\xi(x)$ est une fonction non linéaire. On désire trouver la loi de commande $u(x, \theta)$ qui assure la stabilité de l'origine du système (I.36). Pour ce faire, on prend comme fonction de Lyapunov la forme quadratique qui est définie positive.

$$V = \frac{1}{2} x^2 + \frac{1}{2\Gamma} \tilde{\theta}^2 \quad (\text{I.37})$$

Où Γ est le gain d'adaptation définie positive et $\tilde{\theta}$ représente l'erreur d'estimation $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$.

La dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= x \dot{x} + \frac{1}{\Gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \\ &= x \left(u + \xi^T(x) \theta \right) + \frac{1}{\Gamma} \tilde{\theta} \dot{\theta} \\ &= x \left(u + \xi^T(x) \hat{\theta} \right) + \tilde{\theta} \left(x \xi^T(x) + \frac{1}{\Gamma} \dot{\theta} \right) \end{aligned} \quad (\text{I.38})$$

Pour garantir la négativité de la fonction de Lyapunov \dot{V} , le choix de la loi de commande et de loi d'adaptation est donné par :

$$\begin{cases} u = -k x - \xi^T(x) \hat{\theta} \\ \dot{\theta} = -\Gamma x \xi^T(x) \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

Où k est un gain positif. Cela permet d'obtenir

$$\dot{V} = -kx^2 \leq 0 \quad (\text{I.40})$$

Le système (I.36) avec la loi de commande et la loi de mise à jour (I.39) est stable.

I.3.5 Systèmes flous

La logique floue a été introduite par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 comme une généralisation de la logique binaire. L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ces dernières années, la logique floue a été appliquée dans divers domaines.

La commande floue est le domaine qui suscite le plus de curiosité et s'avère être un champ d'application actif à travers le monde.

Les systèmes flous offrent une solution potentielle au problème inhérent à la commande adaptative standard. Ils sont des approximateurs universels [13,14,63-70] et fournissent une manière commode pour paramétriser les non-linéarités inconnues. En effet, ils peuvent approcher uniformément n'importe quelle fonction inconnue non linéaire continue sur un ensemble compact avec un degré de précision arbitraire.

Notons qu'il existe d'autres approximateurs universels tels que : les réseaux de neurones multi couches.

Cependant, seuls les systèmes flous sont capables d'incorporer d'une manière systématique la connaissance de l'expert. La difficulté liée à la construction de la base des règles floues pour les systèmes dynamiques complexes et le besoin d'améliorer la qualité d'approximation a motivé Wang à introduire la commande adaptative floue [13-14]. Dans ces schémas, la propriété d'approximation universelle des systèmes flous a été complètement exploitée ainsi que la stabilité et la robustesse ont été étudiées par l'approche de Lyapunov.

I.3.5.1 Description des systèmes flous de type Takagi-Sugeno (T-S)

L'imprécision des entrées et des sorties des variables du système non linéaire incertain peut être adressée directement par les systèmes flous en les définissant avec des ensembles flous qui peuvent être exprimés en termes linguistiques (par exemple : Petit, Moyen et Grand) [65].

La configuration de base du système de Takagi-Sugeno [34,66,69] comprend une base de règles floues qui se compose d'une collection des règles floues IF-THEN sous la forme suivante :

$$R^{(l)} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^l \text{ and } \dots, x_n \text{ is } F_n^l \text{ THEN } y^l \text{ is } B^l \quad (l=1, \dots, M) \quad (\text{I.41})$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}$ et $y^l \in \mathfrak{R}$ sont les entrées et la sortie du système flou, respectivement. Aussi $(F_1^l, F_2^l, \dots, F_n^l)$ et B^l sont des termes associés aux ensembles flous des entrées et des sorties du système flou.

La sortie du système flou avec défuzzificateur moyenne centrale, produit d'inférence et fuzzificateur singleton peut être exprimée sous la forme [67,68]

$$y(x) = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l \left(\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i) \right)}{\sum_{l=1}^M \left(\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i) \right)} \quad (\text{I.42})$$

Avec M le nombre de règles floues IF-THEN et \bar{y}^l est un point dans \mathfrak{R} ou μ_{B^l} atteint sa valeur maximal $\mu_{B^l}(\bar{y}^l) = 1$.

Le système flou (I.42) peut être réécrit sous la forme suivante [13,14]

$$y(x) = \theta^T \xi(x) \quad (\text{I.43})$$

Où $\theta^T = [\bar{y}^1, \bar{y}^2, \dots, \bar{y}^M]^T$ est un vecteur de paramètres ajustables et $\xi(x) = [\xi^1(x), \dots, \xi^M(x)]^T$ est un vecteur de fonction de base floue défini comme suit :

$$\xi^l(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^M \left(\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i) \right)} \quad (\text{I.44})$$

En se basant sur le théorème d'approximation universelle [13,14,63,64,69,70], le système flou ci-dessus (I.43) est capable de rapprocher uniformément une fonction non linéaire bien définie sur un ensemble compact à un degré de précision.

I.3.5.2 Théorème des approximateurs universels

Deux raisons principales amènent à utiliser les systèmes flous comme élément de base des contrôleurs adaptatifs.

Premièrement, ce type de systèmes flous a la propriété d'approximation universel de fonctions continues avec un degré de précision quelconque à condition d'utiliser un nombre suffisant de règles floues.

Deuxièmement, les systèmes flous sont construits à partir de règles floues de la forme "Si-Alors", de ce fait, les informations linguistiques ou mathématiques disponibles issues d'une expertise peuvent éventuellement être incorporées dans le contrôleur.

Dans la littérature consacrée aux systèmes flous, on dispose d'un nombre important de publications montrant que les systèmes flous sont des approximateurs universels [13,14,63,64,69,70].

Wang [63] a montré que les systèmes flous sont des approximateurs universels s'ils respectent certains critères. Il formule son résultat comme un théorème d'existence d'un système flou optimal pour une large variété d'applications.

Les schémas de commande floue proposés dans le présent travail sont basés sur le théorème d'approximation flou universel ci-dessous (Théorème I.1).

Théorème I.1

Soit $f(x)$ une fonction non linéaire continue définie sur un ensemble compact Ω_x , et pour toute constante positive ε , il existe un système flou $y(x)$ de la forme (I.43) tel que :

$$\sup_{x \in \Omega_x} |f(x) - \theta^T \xi(x)| < \varepsilon \quad (\text{I.45})$$

La démonstration de ce théorème est donnée dans [13,14,63]. La structure du système flou et les fonctions floues de base sont convenablement spécifiées à priori par l'utilisateur. Cela signifie que la décision de l'utilisateur est nécessaire pour déterminer la structure du système flou à savoir : les entrées pertinentes, le nombre de fonctions d'appartenance pour chaque entrée, les paramètres des fonctions d'appartenance et le nombre de règles.

I.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté les concepts de base des différentes techniques de commandes non linéaires. L'intérêt majeur de ces techniques non linéaires réside d'une part dans la simplicité de la conception de la loi de commande et d'autre part, la haute performance pour assurer la stabilité des systèmes non linéaires. Cependant, chacune de ces techniques présente des inconvénients.

Les chapitres suivants visent à combiner les techniques citées ci-dessus afin de bénéficier de ses avantages tout en compensant ses inconvénients.

Chapitre II

*Commande Adaptative
Backstepping Par Mode Glissant
Des Systèmes Non Linéaires*

Commande Adaptative Backstepping Par Mode Glissant Des Systèmes Non Linéaires

II.1. Introduction

La conception de lois de commande des systèmes non linéaires incertains est généralement fondée sur une association de techniques ayant conduit à plus de robustesse telle que la commande adaptative backstepping par mode glissant. Cette approche a été développée pour contrôler les systèmes dont les paramètres et les points de fonctionnement varient dans le temps. Ces variations peuvent être causées par des perturbations sur le système, des changements dans les conditions de fonctionnement et l'existence des incertitudes paramétriques. L'avantage de l'approche adaptative est sa capacité d'ajuster en ligne les paramètres du contrôleur suivant les conditions de fonctionnement [16-19,62,71,72].

La technique de backstepping présente une méthode systématique pour concevoir une commande assurant les performances désirées en choisissant une fonction de Lyapunov appropriée ; elle garantit la stabilité asymptotique globale du système [73-75]. Tandis que la commande adaptative est introduite pour ajuster d'une manière automatique les paramètres de régulateurs quand le comportement dynamique du procédé est inconnu, mal connu, et/ou variable dans le temps, afin d'obtenir un certain niveau de performances. L'approche par mode glissant est une commande non linéaire qui possède la propriété de robustesse [9,10,50,76,77]. Elle est basée sur la commutation des fonctions de variables d'état, dont le but est de forcer la dynamique du système à se maintenir sur une hypersurface de glissement. Quand le système se trouve en régime glissant, sa dynamique est alors insensible aux variations des paramètres et aux perturbations extérieures. La combinaison adaptative backstepping par mode glissant [24,25,78-84] offre les avantages des trois contrôleurs tout en compensant les inconvénients les uns des autres.

Dans ce chapitre, une procédure de conception systématique est proposée pour combiner la commande adaptative, le backstepping et la technique de mode glissant pour une classe de systèmes non linéaires perturbés [24,25,78-84]. L'efficacité de la stratégie de commande qu'on propose est illustrée par des tests de simulation sur différents types de systèmes non linéaires.

II.2. Commande Adaptative backstepping

La version adaptative du backstepping (**AB**) offre une méthode itérative et systématique, qui permet, pour des systèmes non linéaires de tout ordre, de construire récursivement les trois parties indispensables à une commande adaptative basée sur Lyapunov [85-90]:

- **La loi de commande:** permet de répondre aux spécifications désirées, suivant le comportement du système à commander.
- **La loi d'adaptation :** détermine la dynamique d'estimation des paramètres inconnus. Elle doit garantir leur convergence vers leurs valeurs respectives, sans affecter le bon fonctionnement, surtout la stabilité, de l'ensemble.
- **La fonction de Lyapunov :** permet le choix adéquat des deux précédentes lois et garantit la convergence et la stabilité de la structure adaptative, en tout temps.

La construction de ce triplet s'effectue simultanément. Les trois opérations sont entrelacées, ce qui permet de tenir compte des différents effets destructeurs, afin de préserver la stabilité du système.

II.2.1 Principe de la commande adaptative backstepping

La commande adaptative backstepping est la méthode qui résulte de la collection de l'approche adaptative et la technique récursive du backstepping. Toutefois, la combinaison directe de ces deux méthodes conduit, en général, à des contrôleurs d'ordre trop élevé. On parle alors de sur-paramétrisation, c'est-à-dire, plusieurs variables estimées par paramètre inconnu. Dans le cas, où le système présente certaines propriétés structurées (matching condition), le contrôleur obtenu est d'ordre minimal.

Afin d'illustrer le principe de la technique adaptative backstepping, on considère le système non linéaire de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \xi_1^T(x_1)\theta + x_2 \\ \dot{x}_2 = \xi_2^T(x_1, x_2)\theta + u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Où θ est le vecteur des paramètres inconnus, ξ_1 et ξ_2 sont des fonctions non linéaires connues. L'objectif de la commande est de forcer la sortie du système $y = x_1$ à suivre une

trajectoire désirée $x_d(t)$ et de garantir la stabilité en boucle fermée dans le sens que tous les signaux impliqués soient bornés.

La procédure de conception est détaillée dans ce qui suit, sachant que les variables de backstepping sont définies par:

$$z_1 = x_1 - x_d \quad (\text{II.2})$$

$$z_2 = x_2 - \alpha_1 - \dot{x}_d \quad (\text{II.3})$$

Où α_1 est la fonction stabilisante du premier sous système qui sera déterminée ultérieurement. Si θ est connue, la technique de backstepping standard sera appliquée pour concevoir α_1 .

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 - \xi_1^T \theta \quad (\text{II.4})$$

Où c_1 est une constante positive.

La fonction de Lyapunov est choisie comme suit :

$$V = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{II.5})$$

La dérivée temporelle de cette fonction est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\ &= -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_2 \left(u + \xi_2^T \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \xi_1^T \theta) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_d - \ddot{x}_d \right) \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

La négativité de la fonction de Lyapunov \dot{V} permet d'extraire la loi de commande suivante:

$$u = -z_1 - c_2 z_2 - \xi_2^T \theta + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \xi_1^T \theta) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_d + \ddot{x}_d \quad (\text{II.7})$$

Puisque θ est inconnue, alors l'application de la commande (II.7) avec la fonction stabilisante (II.4) devient impossible. La commande adaptative backstepping peut être cependant utilisée pour l'estimation de θ . Les étapes suivantes résument l'algorithme de conception d'une loi de commande adaptative backstepping et l'estimation du vecteur θ

Etape 1 :

En considérant x_2 comme étant une variable de commande dans l'équation (II.1). La dérivée

de l'erreur de suivi z_1 est donnée par :

$$\dot{z}_1 = z_2 + \alpha_1 + \xi_1^T \theta \quad (\text{II.8})$$

Choisissons en premier lieu la commande stabilisante et la première loi d'adaptation comme suit :

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 - \xi_1^T \hat{\theta}_1 \quad (\text{II.9})$$

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \Gamma \phi_1 z_1 \quad (\text{II.10})$$

Où $\hat{\theta}_1$ est la valeur estimée de θ et Γ est un gain d'adaptation.

L'objectif étant de stabiliser le premier sous système (II.8) tout en tenant compte de la fonction de Lyapunov suivante:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_1 \quad (\text{II.11})$$

Où $\tilde{\theta}_1 = \theta - \hat{\theta}_1$.

La dérivée de la fonction de Lyapunov est alors donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 - \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \\ &= -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 - \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \left(\dot{\hat{\theta}}_1 - \Gamma \xi_1 z_1 \right) \\ &= -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Donc le premier sous système est stabilisé. Le terme $z_1 z_2$ de \dot{V}_1 sera éliminé dans l'étape suivante.

Etape 2 :

La dérivée de la dynamique d'erreur z_2 en tenant compte des équations (II.9) et (II.10) est alors formulée comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 - \ddot{x}_d \\ &= u + \xi_2^T \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \xi_1^T \theta) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \dot{\hat{\theta}}_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_d} \dot{x}_d - \ddot{x}_d \\ &= u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 + \left(\phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1 \right)^T \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \Gamma \xi_1 z_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_d} \dot{x}_d - \ddot{x}_d \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

D'après (II.13), on remarque que l'entrée de la commande est apparue dans cette équation. Il est alors nécessaire de sélectionner une autre fonction de Lyapunov pour désigner une loi de commande u qui assure la négativité de cette fonction. Choisissons V_2 telle que:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{II.14})$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\ &= -c_1 z_1^2 + z_2 \left(u + z_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 + \left(\xi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1 \right)^T \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \Gamma \xi_1 z_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_d} \dot{x}_d - \ddot{x}_d \right) \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

La commande u est capable d'annuler les six termes en (II.15) pour assurer la condition de stabilité $\dot{V}_2 \leq 0$

On va tout d'abord utiliser l'estimation $\hat{\theta}_1$ conçue dans la première étape, pour traiter le terme contenant le paramètre inconnu θ .

$$u = -z_1 - c_2 z_2 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - z_2 \left(\xi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1 \right)^T \hat{\theta}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \Gamma \xi_1 z_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_d} \dot{x}_d + \ddot{x}_d \quad (\text{II.16})$$

Où c_2 est une constante positive.

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov V_2 est donnée par :

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 \left(\xi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1 \right)^T (\theta - \hat{\theta}_1) \quad (\text{II.17})$$

On peut observer que le terme $\left(\xi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1 \right)^T (\theta - \hat{\theta}_1)$ ne peut pas être annulé. Pour faire face à ce problème, il faut considérer θ de l'équation (II.13) comme un nouveau vecteur de paramètres et lui attribuer une nouvelle loi d'estimation $\hat{\theta}_2$ comme suit :

$$u = -z_1 - c_2 z_2 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - \left(\xi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1 \right)^T \hat{\theta}_2 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}_1} \Gamma \xi_1 z_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_d} \dot{x}_d + \ddot{x}_d \quad (\text{II.18})$$

Avec ce choix, l'équation (II.13) devient

$$\dot{z}_2 = -z_1 - c_2 z_2 + \left(\xi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1 \right)^T (\theta - \hat{\theta}_2) \quad (\text{II.19})$$

La présence de la nouvelle estimation paramétrique $\hat{\theta}_2$ suggère une nouvelle forme de la fonction de Lyapunov donnée par :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_2 \quad (\text{II.20})$$

Où $\tilde{\theta}_2 = \theta - \hat{\theta}_2$

La dérivée temporelle de V_2 est alors donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 - \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_2 \\ &= -c_1 z_1^2 + z_2 \left(-c_2 z_2 + \left(\xi_2^T \tilde{\theta}_2 - \tilde{\theta}_2^T \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1 \right) \right) - \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_2 \\ &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} \left(\dot{\tilde{\theta}}_2 - \Gamma \left(\xi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1 \right) z_2 \right) \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

On choisit la loi d'adaptation suivante:

$$\dot{\tilde{\theta}}_2 = \Gamma \left(\xi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1 \right) z_2 \quad (\text{II.22})$$

Ainsi la dérivée de V_2 peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 \quad (\text{II.23})$$

Par conséquent l'utilisation du théorème de *Lasalle* [3] la fonction de Lyapunov (II.23) garantit la bornitude ou limite de $z_1, z_2, \hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2$ et que $z_1, z_2 \rightarrow 0$ lorsque $t \rightarrow \infty$. Il s'ensuit que la poursuite asymptotique est atteinte, tel que $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_1 - x_d) = 0$. Puisque z_1 et x_d sont bornées, alors x_1 est également bornée ($x_1 = z_1 + x_d$). Donc le système est globalement stable.

La bornitude de x_2 découle de la bornitude de \dot{x}_d et α_1 dans (II.9) et du fait que $x_2 = z_2 + \alpha_1 + \dot{x}_d$. En combinant ceci avec l'équation (II.18), on conclut que le signal de commande $u(t)$ est également borné.

II.2.1.1 Remarque :

D'après les précédents calculs, le nombre des lois de mise à jour est supérieur à celui de paramètres. Pour remédier à ce problème, on fait appel à la notion des fonctions d'ajustement. Cette solution consiste à retarder le choix de la loi de mise à jour d'une étape, afin de n'en avoir qu'une seule à la fin de la procédure. L'algorithme de la commande se déroule en deux étapes [91]:

Etape 1 :

Les dérivées des erreurs de suivi sont données par :

$$\dot{z}_1 = z_2 + \alpha_1 + \xi_1^T \theta \quad (\text{II.24})$$

$$\dot{z}_2 = u + \xi_2^T \theta - \dot{\alpha}_1 - \ddot{x}_d \quad (\text{II.25})$$

On considère l'équation (II.24) et la fonction de Lyapunov

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}$$

Dont la dérivée est donnée par

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \left(z_2 + \alpha_1 + \xi_1^T \hat{\theta} \right) - \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \left(\dot{\hat{\theta}} - \tau_1 \right) \\ &= z_1 \left(z_2 + \alpha_1 + \omega_1^T \hat{\theta} \right) + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \left(\tau_1 - \dot{\hat{\theta}} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

Avec $\tau_1 = \Gamma \xi_1 z_1$, $\omega_1 = \xi_1$.

Afin de rendre cette dérivée négative, on considère la partie connue, en éliminant tout ce qui peut l'être. On ne se préoccupe pas, du moins pour l'instant, de la partie incertaine.

Le choix de α_1

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 - \omega_1^T \hat{\theta} \quad (\text{II.27})$$

Permet d'écrire la dérivée sous la forme :

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \left(\tau_1 - \dot{\hat{\theta}} \right)$$

Si x_2 était la vraie commande, z_2 pourrait être forcé à zéro, en prenant $x_2 = \alpha_1$. Dans ce cas, avec le choix (II.27) comme commande et $\dot{\hat{\theta}} = \tau_1$ comme loi d'adaptation, la stabilité

asymptotique globale serait garantie. Étant donné que x_2 n'est pas la commande, z_2 ne peut être parfaitement annulée et le signe de la dérivée reste indéterminé. La loi τ_1 ne sera pas utilisée pour l'estimation des paramètres, et constituera la première fonction de réglage.

Le choix de la vraie loi d'adaptation est différé à la dernière étape.

Étape 2 :

A présent, la commande (II.27) permet d'écrire l'équation (II.25) sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= u + \xi_2^T \theta - \dot{\alpha}_1 - \ddot{x}_d \\ &= u + \xi_2^T \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1^T \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_d} \dot{x}_d - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \dot{x}_d} \ddot{x}_d - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \ddot{x}_d} \dddot{x}_d - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} \\ &= u - \beta_1 + \omega_2^T \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

$$\text{Avec } \beta_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_d} \dot{x}_d + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \dot{x}_d} \ddot{x}_d - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \ddot{x}_d} \dddot{x}_d, \quad \omega_1^T = \xi_2^T - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \xi_1^T.$$

La fonction de Lyapunov est donnée par :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{II.29})$$

La dérivée temporelle de V_2 est alors donnée par:

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 + z_2 \left[z_1 + u - \beta_1 + \omega_1^T \hat{\theta} - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} \right] + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} (\tau_2 - \dot{\hat{\theta}}) \quad (\text{II.30})$$

$$\text{Avec : } \tau_2 = \tau_1 - z_2 \omega_1^T$$

Afin d'assurer la condition de la stabilité $\dot{V}_2 \leq 0$, la commande u est choisie comme suit :

$$u = -z_1 - c_2 z_2 + \beta_1 - \omega_1^T \hat{\theta} + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} + \tau_2 \quad (\text{II.31})$$

La dérivée s'écrit alors

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} (\tau_2 - \dot{\hat{\theta}}) \quad (\text{II.32})$$

En plus des deux premiers termes négatifs, seuls reste le terme qui peut être annulé. Le choix adéquat d'une seule loi d'adaptation permet de s'en débarrasser et de stabiliser le système dans son ensemble. Un tel choix est donné par :

$$\dot{\theta} = \tau_2 \quad (\text{II.33})$$

Cela permet de mettre la dérivée sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 \\ &\leq 0 \end{aligned} \quad (\text{II.34})$$

Donc le système est globalement stable.

Des exemples d'application sont donnés dans la section suivante afin d'illustrer la simulation de la mise en œuvre d'une commande adaptative backstepping.

II.2.2 Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont obtenus pour deux cas de fonctionnement, en présence d'une variation paramétrique et en présence d'une perturbation externe, respectivement.

II.2.2.1 Pendule inversé

On considère un pendule inversé de masse m et de longueur $2l$, placé sur un chariot mobile de masse m_c . Le système est décrit par les équations suivantes [92-94] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + g(x)u(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Avec :

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

Où $x_1(t)$ désigne l'angle (en radians) de rotation du pendule par rapport à la verticale, $x_2(t)$

sa vitesse angulaire, $g = 9.8m/s^2$ est la constante de gravitation et u désigne la force

appliquée au chariot (en Newtons). $x_1(t) \in \left] -\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right[$, car le système devient incontrôlable

pour $x_1(t) = \pm \frac{\pi}{2}$.

La dynamique du système non linéaire (II.35) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \xi_f(x)^T \theta_f + g(x)u(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Avec : $\theta_f = g \sin x_1 - \frac{ml(x_2^2) \cos(x_1) \sin(x_1)}{m_c + m}$, et $\xi_f(x) = \frac{1}{l \left(\frac{4}{3} - \frac{m \cos^2(x_1)}{m_c + m} \right)}$

Les paramètres utilisés dans les simulations sont : $m_c = 1Kg$, $m = 0.1Kg$, $l = 0.5m$. Le pendule est supposé initialement à l'arrêt dans la position $-\frac{\pi}{60}$; la trajectoire à atteindre est sinusoidale $x_d(t) = \frac{\pi}{60} \sin(t)$. Le système est soumis à une variation paramétrique et une perturbation externe représentées par les figures suivantes :

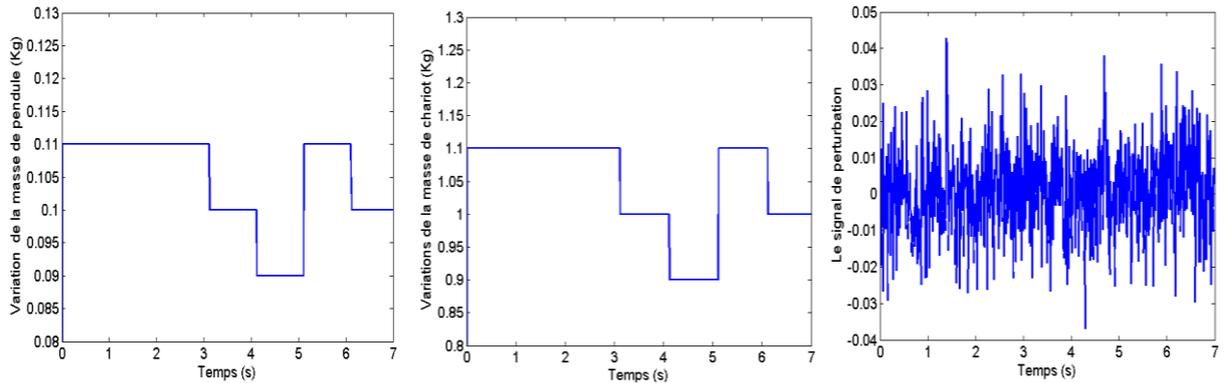


Figure II.1 Les variations paramétriques et la perturbation externe

Les paramètres de conception de la commande sont choisis comme : $c_1 = 15$, $c_2 = 20$, $\Gamma_f = 0.05$.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (II.2)-(II.5). La figure (II.2) montre les bonnes performances de poursuite obtenues au niveau de la position et de la vitesse angulaire en l'absence et en présence de la variation paramétrique, respectivement.

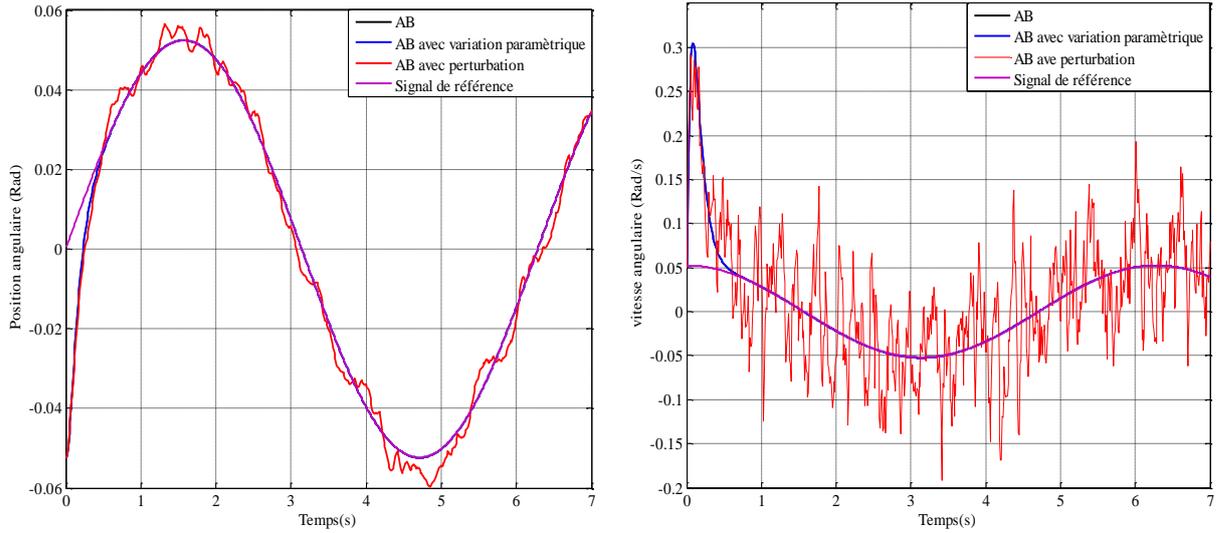


Figure II.2 La position et la vitesse angulaire du pendule et leurs références

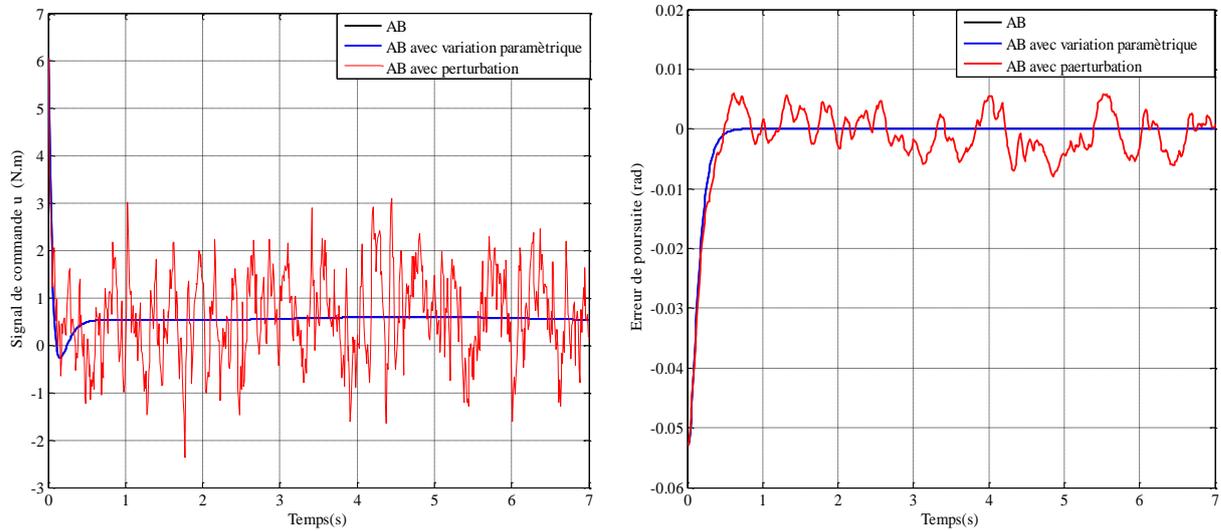


Figure II.3 Le signal de commande

Figure II.4 L'erreur de poursuite

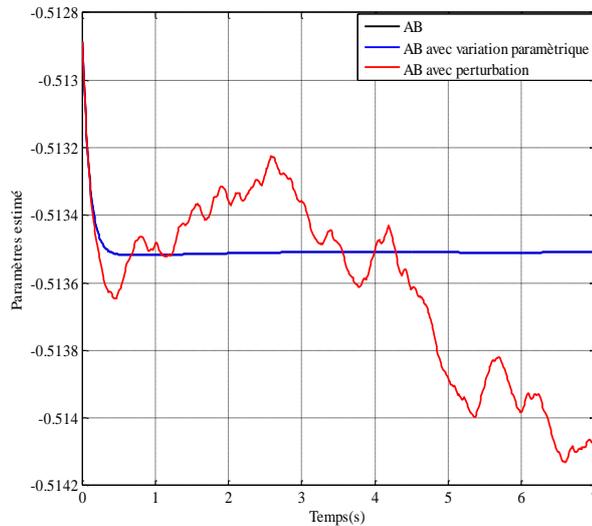


Figure II.5 Les paramètres estimés de la fonction $f(x)$

Cependant, on peut visualiser que les réponses du système sont sérieusement affectées en présence de la perturbation externe, ce qui signifie que la commande adaptative backstepping ne peut pas stabiliser ce système non linéaire dans ce cas de fonctionnement.

II.2.2.2 Robot manipulateur

Dans cet exemple, on considère un bras de robot à deux articulations de masses $m_1 = 0.4 \text{ kg}$, $m_2 = 1.2 \text{ kg}$ et de longueurs $l_1 = 1 \text{ m}$, $l_2 = 0.8 \text{ m}$. Ce système permettant d'évaluer les performances des approches de commandes robustes pour un système multi-entrées multi-sorties. Le modèle mathématique de ce système peut être décrit par l'équation différentielle suivante [92-94]:

$$H(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = u + d \quad (\text{II.37})$$

Avec $q = [q_1, q_2]^T$, $\dot{q} = [\dot{q}_1, \dot{q}_2]^T$, $\ddot{q} = [\ddot{q}_1, \ddot{q}_2]^T$ sont respectivement les vecteurs de position, de vitesse et d'accélération angulaire.

$H(q)$ matrice des moments d'inertie, symétrique définie positive donnée par :

$$H(q) = \begin{bmatrix} (m_1 + m_2)l_1^2 & m_2 l_1 l_2 \cos(q_1 - q_2) \\ m_2 l_1 l_2 \cos(q_1 - q_2) & m_2 l_2^2 \end{bmatrix}$$

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

$$C(q, \dot{q}) = m_2 l_1 l_2 \cos(q_1 - q_2) \begin{bmatrix} 0 & \dot{q}_2 \\ \dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix}$$

$G(q)$ est le vecteur des forces gravitationnelles donné par :

$$G(q) = \begin{bmatrix} -(m_1 + m_2)l_1 g \sin(q_1) \\ -m_2 l_2 g \sin(q_2) \end{bmatrix}$$

Utilisant le changement de variable suivant : $\begin{cases} x_1 = q \\ x_2 = \dot{q} \end{cases}$ avec $q = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}$ et $\dot{q} = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix}$

La dynamique du système non linéaire (II.37) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \xi_f^T(x_1, x_2)\theta_f + g(x_1, x_2)u(t) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Avec :

$$g(x_1, x_2) = H^{-1}(q), \quad \xi_f^T(x_1, x_2) \theta_f = -H^{-1}(q)[C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q)]$$

$$\xi_f^T(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} \xi_{11} & \xi_{12} \\ \xi_{21} & \xi_{22} \end{bmatrix},$$

$$\xi_{11} = l_2^2 \left(-2l_1 l_2 \sin q_2 \dot{q}_2 \dot{q}_1 + l_1 l_2 \sin q_2 \dot{q}_2^2 + l_2 g \cos(q_1 + q_2) + l_1 g \cos q_1 \right) \\ - (l_2^2 + l_1 l_2 \cos q_2) (l_1 l_2 \sin q_2 \dot{q}_1^2 + l_2 g \cos(q_1 + q_2))$$

$$\xi_{12} = l_2^2 l_1 g \cos q_1$$

$$\xi_{21} = - (l_2^2 + l_1 l_2 \cos q_2) \left(-2l_1 l_2 \sin q_2 \dot{q}_2 \dot{q}_1 + l_1 l_2 \sin q_2 \dot{q}_2^2 + l_2 g \cos(q_1 + q_2) + l_1 g \cos q_1 \right) \\ + (l_2^2 + 2l_1 l_2 \cos q_2 + l_1^2) (l_1 l_2 \sin q_2 \dot{q}_1^2 + l_2 g \cos(q_1 + q_2))$$

$$\xi_{22} = l_2^2 (l_1 l_2 \sin q_2 \dot{q}_1^2 + l_2 g \cos(q_1 + q_2))$$

$$\theta_f = \frac{1}{\det(H(q))} \begin{bmatrix} m_2^2 \\ m_1 m_2 \end{bmatrix}$$

$d(t) \in R^2$ représente la perturbation externe, et $u(t) \in R^2$ est le vecteur de couple appliqué. On suppose que les incertitudes paramétriques, qui représentent la variation dans les masses, sont de l'ordre $\pm 10\%$ Figure (II.6). Ainsi, le système est soumis à une perturbation externe donnée par $d(t) = [d_1(t), d_2(t)]^T$ avec $d_1(t) = 0.2 \sin(3t) + 0.02 \sin(26\pi t)$ et $d_2(t) = 0.1 \sin(2t) + 0.01 \sin(26\pi t)$. Conformément aux procédures de conception indiquées antérieurement, la trajectoire désirée $x_d(t)$ sera défini comme $x_d(t) = [x_{d1}(t), x_{d2}(t)]^T$ avec $x_{d1}(t) = 1.25 - \frac{7}{5} \exp(-t) + \frac{7}{20} \exp(-4t)$ et $x_{d2}(t) = 1.4 - \frac{7}{5} \exp(-t) + \frac{7}{20} \exp(-4t)$.

Les valeurs initiales du système sont sélectionnées comme suit:
 $[q_1, \dot{q}_1, q_2, \dot{q}_2]^T = [0.8, 0, 0.9, 0]^T$.

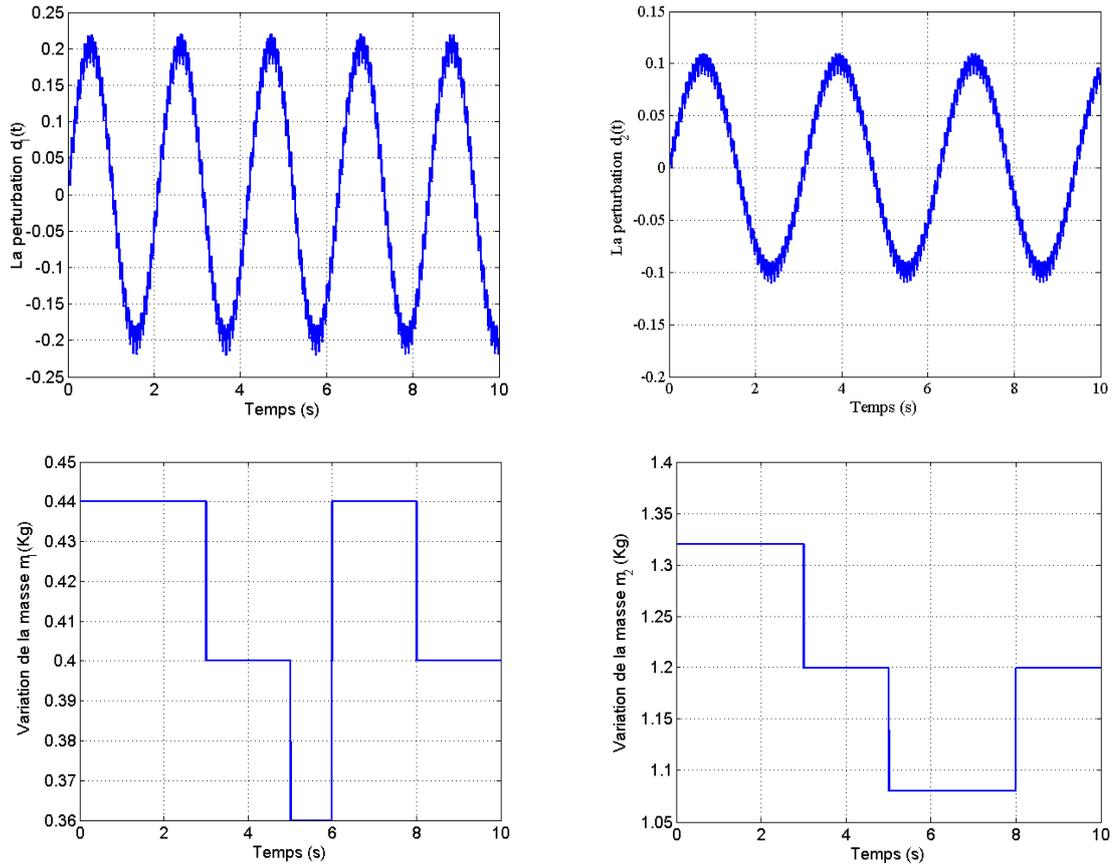


Figure II.6 Les variations paramétriques des masses et les perturbations externes

Les figures (II.7) (II.8) et (II.10) présentent les performances de poursuite et la convergence de l’erreur de poursuite pour les deux articulations. La figure (II.9) présente les différents signaux de commande appliqués pour obtenir ces performances.

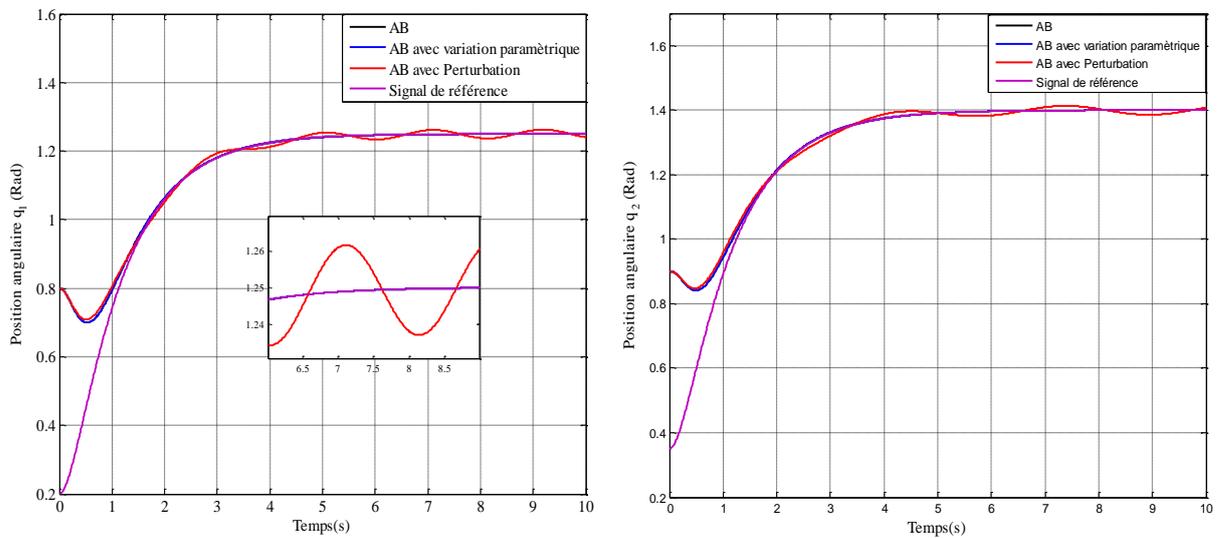


Figure II.7 La position angulaire de la 1^{ere} et la 2^{eme} articulation

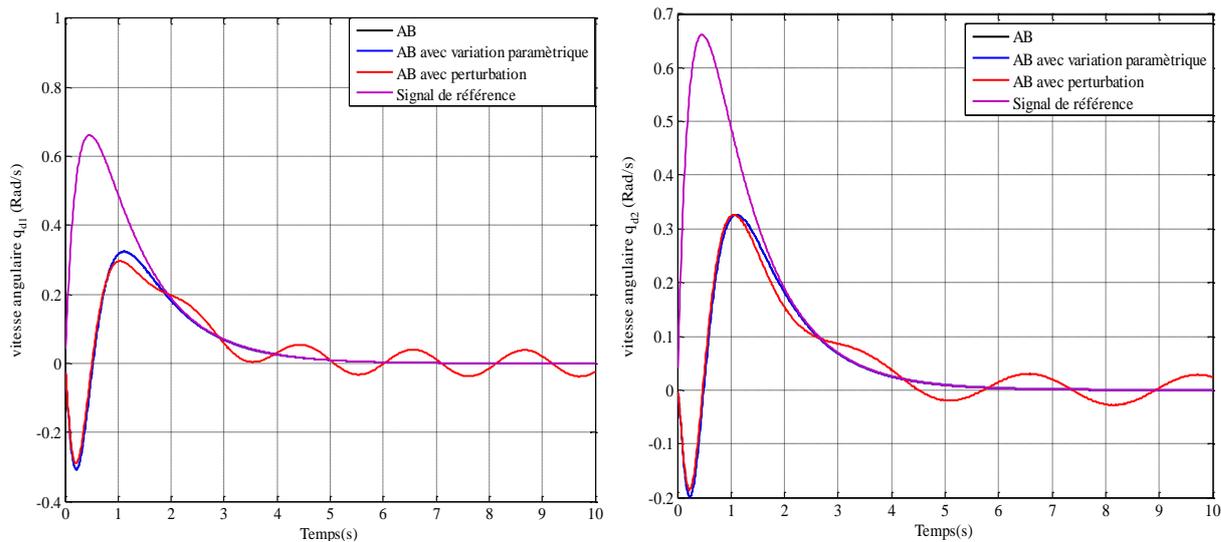


Figure II.8 La vitesse angulaire de la 1^{ère} et la 2^{ème} articulation

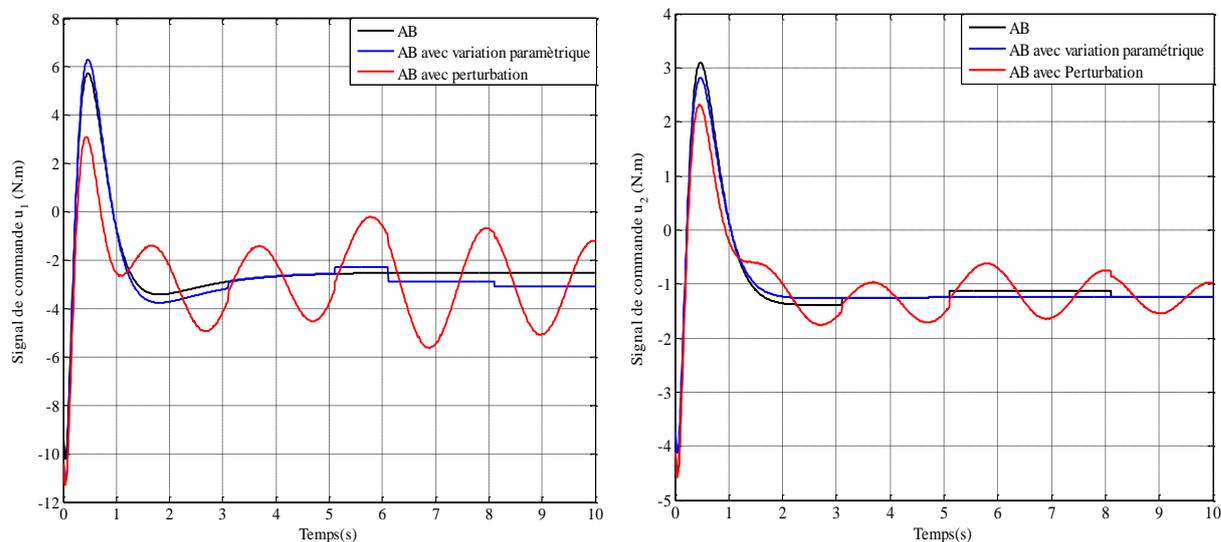


Figure II.9 La commande de la 1^{ère} et de la 2^{ème} articulation

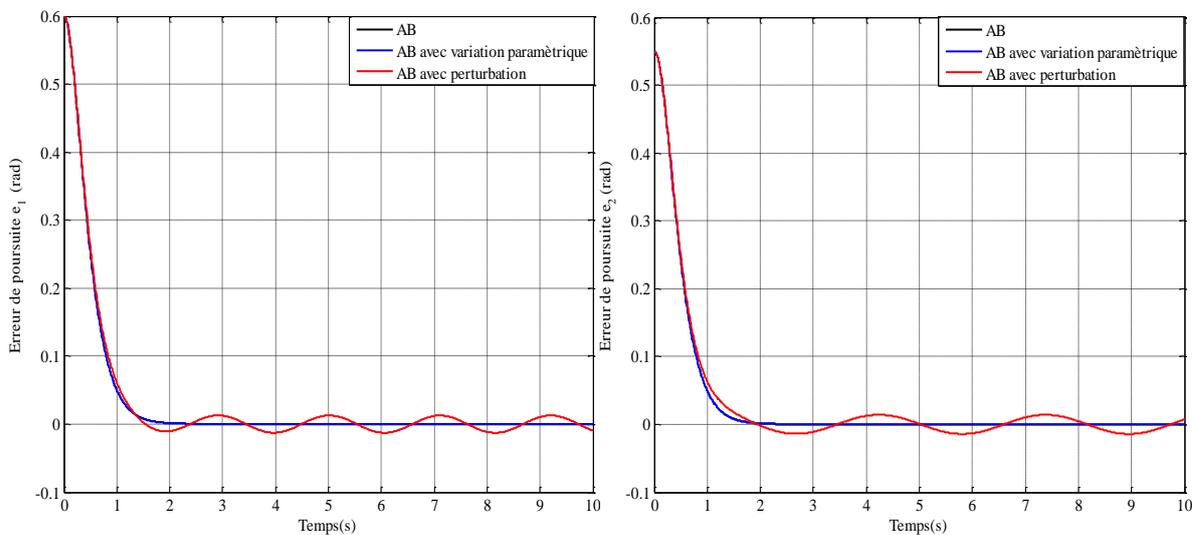


Figure II.10 L'erreur de poursuite de la 1^{ère} et la 2^{ème} articulation

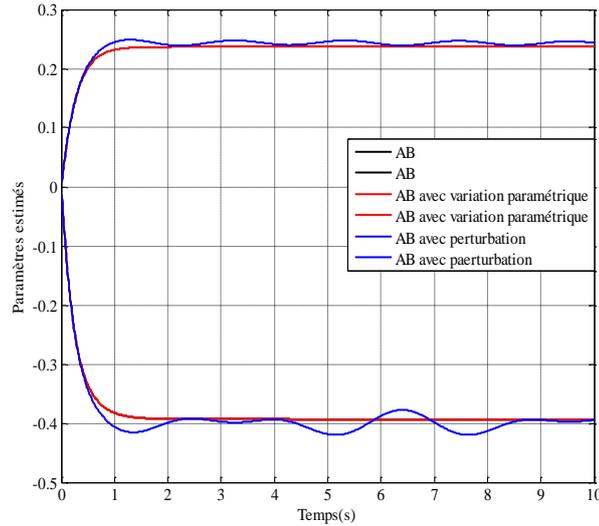


Figure II.11 Les paramètres estimés de la 1^{ère} et la 2^{ème} articulation

Dans le premier cas de fonctionnement, les résultats montrent l’efficacité de la commande adaptative backstepping. Cependant, cette approche présente une défaillance à stabiliser le système en présence de perturbations externes.

II.2.2.3 Système chaotique « Genesis »

Dans cet exemple, on considère le système chaotique de Genesis qui est défini par l’équation dynamique suivante [95,96]

$$\ddot{y} + a\dot{y} + b\dot{y} + cy - y^2 = 0 \tag{II.39}$$

Avec a, b et c des constantes positives. La représentation d’état correspondante au système (II.39) est donnée comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = -cx_1 - bx_2 - ax_3 + x_1^2 + u + d(t) \end{cases} \tag{II.40}$$

On considéré que le système (II.40) est perturbé par une variation paramétrique caractérisée par $\Delta b(x, t) = 0.1 \sin(4\pi x_1) \sin(2\pi x_2) \sin(\pi x_3)$ et une perturbation externe donnés par : $d(t) = 0.6 \cos(0.86t)$, Avec $a = 1.5, b = 2.92, c = 6$, $|\Delta b(x, t)| \leq 0.1$ et $|d(t)| \leq 0.2$.

Le système doit suivre la trajectoire de référence $x_d(t) = \sin(1.1 t)$ à partir des conditions initiales $x(0) = [3, -4, 2]^T$. Les évolutions des réponses du système après une injection d’une perturbation externe à $t = 5$ sec sont illustrées par les figures suivantes :

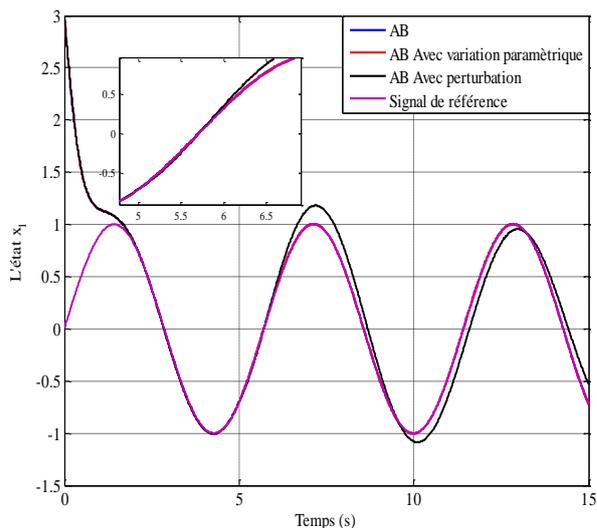


Figure II.12 L'évolution de l'état $x_1(t)$

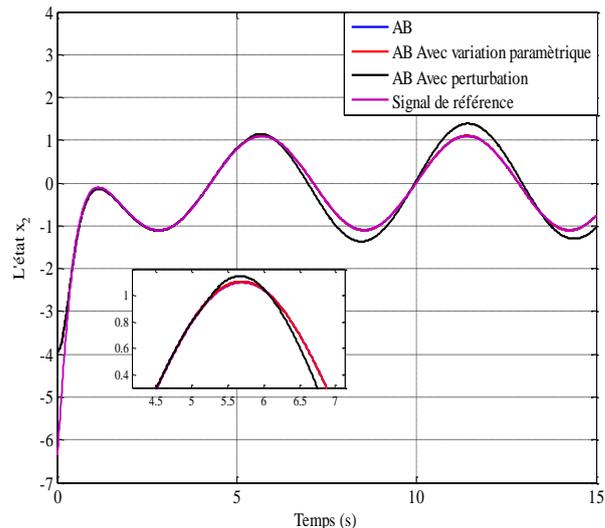


Figure II.13 L'évolution de l'état $x_2(t)$

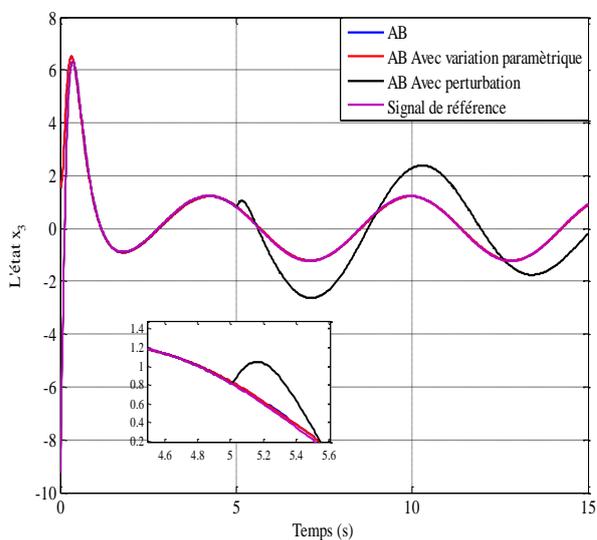


Figure II.14 L'évolution de l'état $x_3(t)$

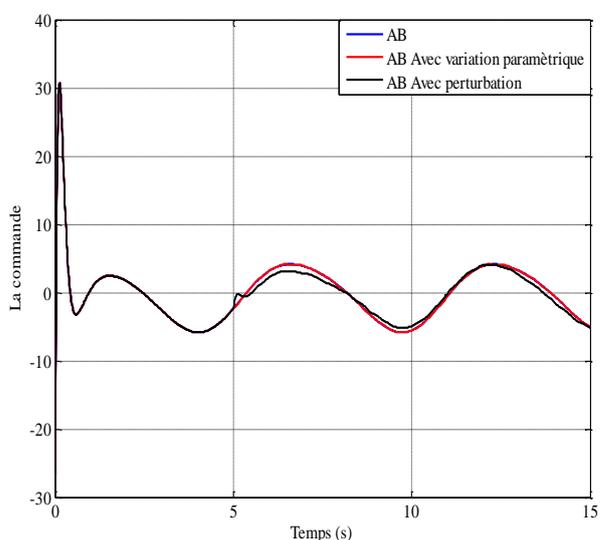


Figure II.15 L'évolution de la commande $u(t)$

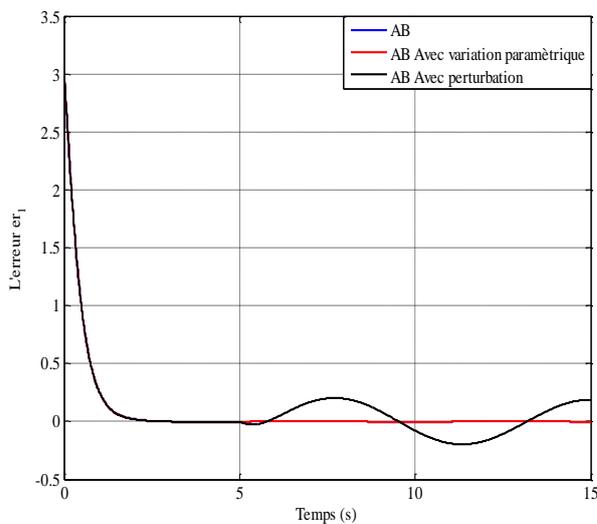


Figure II.16 Le signal d'erreur $e_1(t)$

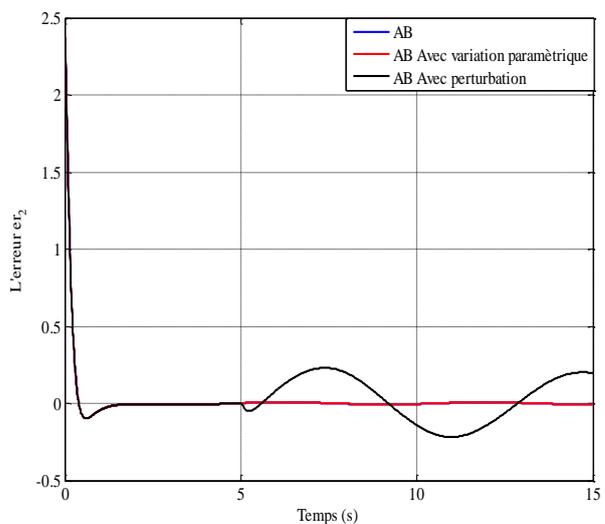


Figure II.17 Le signal d'erreur $e_2(t)$

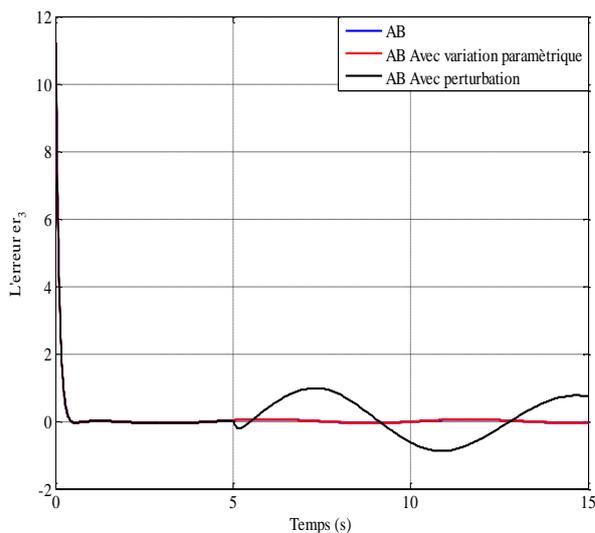


Figure II.18 Le signal d'erreur $e_3(t)$

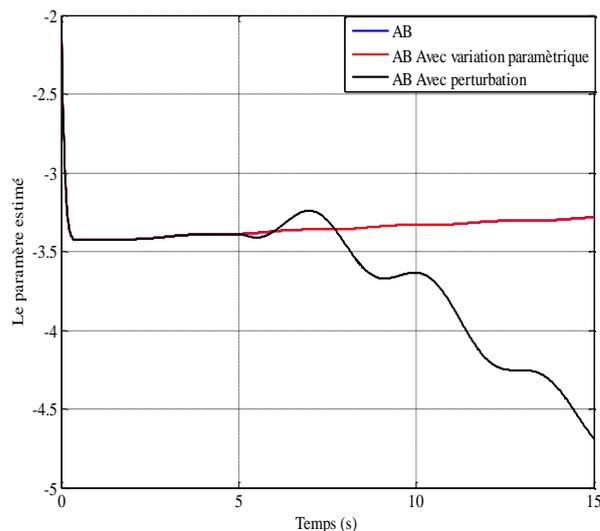


Figure II.19 L'évolution du paramètre estimé

Les résultats de simulation montrent que la loi de commande adaptative backstepping n'est pas satisfaisante pour stabiliser les systèmes non linéaires en présence de perturbations externes. Pour surmonter ce problème, une loi de commande hybride consistant en une commande adaptative backstepping et une commande par mode glissant sera présentée dans la section suivante afin de garantir la robustesse du système commandé.

II.3. Commande adaptative backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires

Dans cette section, on propose de développer une loi de commande adaptative backstepping par mode de glissement pour améliorer la robustesse des systèmes non linéaires face aux différents types des perturbations. Ces dernières peuvent être classées en perturbations structurées et non structurées. Deux différents algorithmes de la commande adaptative backstepping par mode de glissement seront présentés dans ce chapitre. Dans le premier algorithme, une présentation générale des concepts de l'approche adaptative backstepping par mode glissant, son principe, ses propriétés de robustesse ainsi que ses défauts sont abordées. Le deuxième algorithme est présenté pour remédier aux inconvénients du premier algorithme et permet d'obtenir une bonne performance de robustesse. À titre d'illustration, des exemples de simulation sont développés pour la comparaison.

II.3.1 Commande adaptative backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires perturbés « Algorithme I »

La nature récursive de la commande proposée dans cette partie est similaire à la technique adaptative backstepping standard. Lors de sa conception, on utilise le backstepping pour créer des commandes virtuelles avec une surface de glissement d'ordre zéro [20-25,78,97,98]. L'avantage de cette approche est que la commande réelle peut compenser les perturbations externes. Une analyse partielle de stabilité sera faite à chaque opération récursive jusqu'à ce qu'on arrive à la dernière étape où on va établir la loi de commande globale qui stabilise le système. La conception de la commande se fait de la manière suivante :

On considère un système non linéaire d'écrit par l'équation (II.41):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x,t) + g(x,t)u + d(t) \\ y(t) = x_1 \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

La dynamique de ce système peut être réécrite sous la forme triangulaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \xi_f(x)^T \theta_f + \xi_g(x)^T \theta_g u + d(t) \\ y(t) = x_1 \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Où $x = [x_1, x_2]^T$ est le vecteur d'état du système, θ_f et θ_g sont des vecteurs de paramètres inconnus des fonctions $f(x)$ et $g(x)$, respectivement. $\xi_f(x)$ et $\xi_g(x)$ sont des fonctions non linéaires connues. u est la commande du système, avec $g(x) \neq 0 \forall x$ et $d(t)$ une perturbation externe inconnue, mais bornée $|d(t)| \leq \gamma$.

Dans cette approche, l'objectif du contrôle est de synthétiser une loi de commande adaptative backstepping par mode glissant, pour forcer la sortie du système non linéaire à suivre un signal de référence borné x_{1d} . Sous la contrainte que le système soit stable, tous les signaux sont bornés et l'erreur de poursuite doit converger vers zéro.

La procédure de conception commence par la définition des variables comme étant des surfaces du glissement :

$$\begin{aligned} s_1 &= x_1 - x_{1d} \\ s_2 &= x_2 - x_{2d} \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

On choisit une fonction de Lyapunov comme :

$$V_1(s) = \left(\frac{1}{2}\right) s_1^2 \quad (\text{II.44})$$

La dérivée temporelle de cette fonction est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(s) &= s_1 \dot{s}_1 = s_1 (x_2 - \dot{x}_{1d}) = -c_1 s_1^2 + s_1 s_2 \\ \dot{V}_1(s) &= s_1 \dot{s}_1 = s_1 (x_2 - \dot{x}_{1d}) = -c_1 s_1^2 + s_1 s_2 \end{aligned} \quad (\text{II.45})$$

La stabilisation de s_1 est obtenue en introduisant une nouvelle commande stabilisante x_{2d} , telle que :

$$x_{2d} = \dot{x}_{1d} - c_1 s_1, \quad c_1 > 0 \quad (\text{II.46})$$

Ce choix de x_{2d} permet de réécrire (II.45) sous la forme :

$$\dot{V}_1(s) = s_1 \dot{s}_1 = s_1 (x_2 - \dot{x}_{1d}) = -c_1 s_1^2 + s_1 s_2 \quad (\text{II.47})$$

Où c_1 est un paramètre positif, x_{2d} a été choisie pour éliminer la non linéarité et assurer que $\dot{V}_1(s) < 0$. Le terme $s_1 s_2$ sera éliminé dans l'étape suivante.

Pour la deuxième étape, une autre la fonction de Lyapunov augmentée est donnée par :

$$V_2(s_1, s_2) = V_1 + \left(\frac{1}{2}\right) s_2^2 + \left(\frac{1}{2\mu_f}\right) \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \left(\frac{1}{2\mu_g}\right) \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g \quad (\text{II.48})$$

Avec: $\tilde{\theta}_f = \hat{\theta}_f - \theta_f$ et $\tilde{\theta}_g = \hat{\theta}_g - \theta_g$

θ_f et θ_g sont des vecteurs de paramètres ajusté des fonctions inconnus $f(x)$ et $g(x)$ ainsi que $\hat{\theta}_f$ et $\hat{\theta}_g$ leurs estimés, respectivement.

La dérivée temporelle de $V_2(s_1, s_2)$ donne :

$$\dot{V}_2(s_1, s_2) = s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 + \left(\frac{1}{\mu_f}\right) \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \left(\frac{1}{\mu_g}\right) \tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g \quad (\text{II.49})$$

Avec: $\dot{\tilde{\theta}}_f = -\dot{\theta}_f$ et $\dot{\tilde{\theta}}_g = -\dot{\theta}_g$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(s_1, s_2) = & -c_1 s_1^2 + s_2 \left[s_1 + \hat{\theta}_f^T \xi_f(x) + \hat{\theta}_g^T \xi_g(x) u - \dot{x}_{2d} + d(t) \right] \\ & + \tilde{\theta}_f^T \left[s_2 \xi_f(x) - \left(\frac{1}{\mu_f} \right) \dot{\theta}_f \right] + \tilde{\theta}_g^T \left[s_2 \xi_g(x) u - \left(\frac{1}{\mu_g} \right) \dot{\theta}_g \right] \end{aligned} \quad (\text{II.50})$$

$$\dot{x}_{2d} = -c_1 s_2 + c_1^2 s_1 + \ddot{x}_{1d} \quad (\text{II.51})$$

On obtient alors:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(s_1, s_2) = & -c_1 s_1^2 + s_2 \left[s_1 + \hat{\theta}_f^T \xi_f(x) + \hat{\theta}_g^T \xi_g(x) \left(u_{eq} + \frac{1}{\hat{\theta}_g^T \xi_g(x)} u_c \right) + c_1 s_2 - c_1^2 s_1 - \ddot{x}_{1d} + d(t) \right] \\ & + \tilde{\theta}_f^T \left[s_2 \xi_f(x) - \left(\frac{1}{\mu_f} \right) \dot{\theta}_f \right] + \tilde{\theta}_g^T \left[s_2 \xi_g(x) u - \left(\frac{1}{\mu_g} \right) \dot{\theta}_g \right] \end{aligned} \quad (\text{II.52})$$

Sachant que: $u = u_{eq} + \frac{1}{\hat{\theta}_g^T \xi_g(x)} u_c$

La négativité de la fonction de Lyapunov, permet d'extraire la loi de commande suivante:

$$u = \frac{1}{\hat{\theta}_g^T \xi_g(x)} \left[-c_2 s_2 - s_1 - \hat{\theta}_f^T \xi_f(x) + \ddot{x}_{1d} - c_1 s_2 + c_1^2 s_1 - u_c \right] \quad (\text{II.53})$$

Où

$$u_c = -k \text{sign}(s_2) \quad (\text{II.54})$$

Choisissons les lois d'adaptations comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_f = \mu_f s_2(x) \xi_f \\ \dot{\theta}_g = \mu_g s_2(x) \xi_g u \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Ce choix des lois d'adaptations permet de réécrire l'équation (II.53) sous la forme :

$$\dot{V}_2 = -c_1 s_1^2 - c_2 s_2^2 - s_2 (k \text{sign}(s_2) - d(t)) \quad (\text{II.56})$$

En introduisant la norme, on obtient :

$$\dot{V}_2 \leq -c_1 s_1^2 - c_2 s_2^2 - |s_2| (k - \gamma) < 0 \quad (\text{II.57})$$

$\{c_2, k\}$ sont des constantes positives, avec $k > \gamma$, $\text{sign}(\cdot)$ est la fonction signe usuelle.

Ceci prouve la décroissance de la fonction de Lyapunov, assurant ainsi la stabilité et la robustesse du système en boucle fermée.

II.3.2 Résultats de simulation

Afin d'évaluer les améliorations apportées par la loi de la commande exposée dans cette section, nous avons effectué une étude comparative des résultats obtenus par cette approche avec ceux de la commande adaptative backstepping présentée dans la section précédente.

II.3.2.1 Pendule inversé

On considère le pendule inversé défini dans la section 1. Le système est soumis à une variation paramétrique et une perturbation externe représentées dans la figure (II.1):

Les paramètres de conception du commande sont choisis comme : $c_1 = 15$, $c_2 = 20$, $k = 5$, $\mu_f = 0.05$ et $\mu_g = 0.05$. En appliquant la loi de commande adaptative backstepping par mode glissant (II.53), les résultats de simulation obtenus sont consignés dans les figures (II.20)-(II.23).

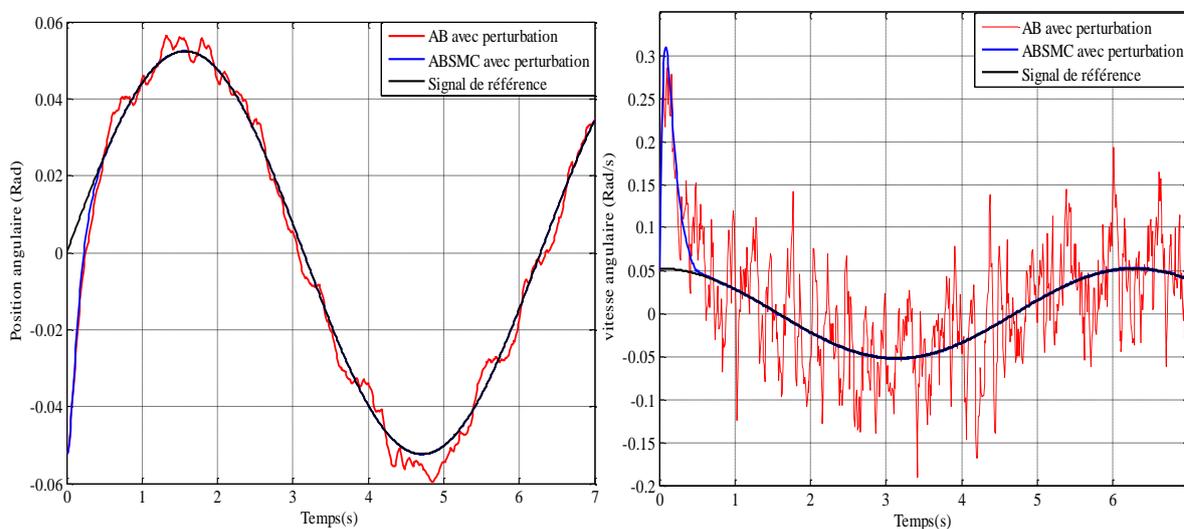


Figure II.20 La position et la vitesse angulaire du pendule et leurs références

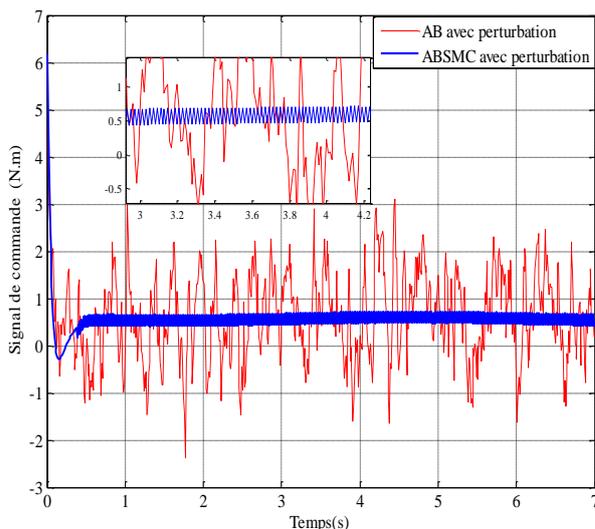


Figure II.21 Le signal de commande

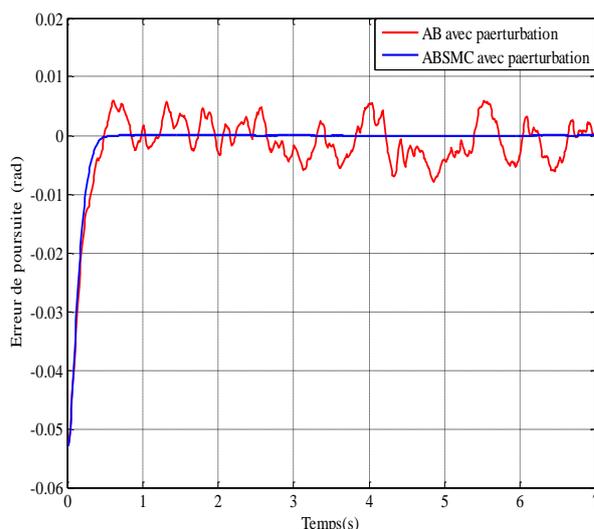


Figure II.22 L'erreur de poursuite

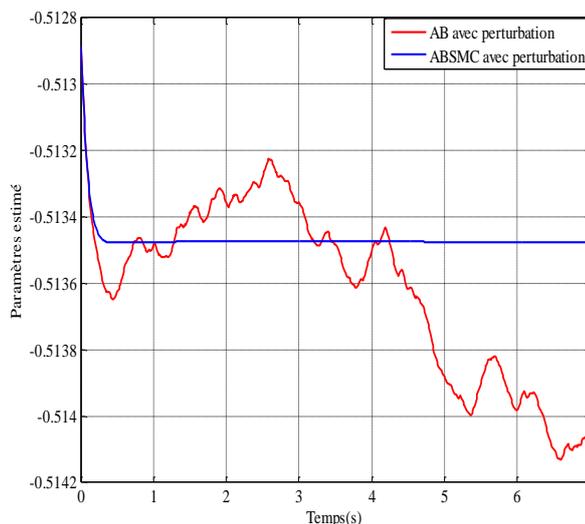


Figure II.23 Les paramètres estimés

Par comparaison aux résultats obtenus dans la section précédente (en présence d'une perturbation externe), où la commande adaptative backstepping perd ses caractéristiques de performances, la commande adaptative backstepping par mode glissant garantit la stabilité du système et la convergence des états. Bien que le signal de commande présente des oscillations dû à la nature discontinue de la commande de commutation.

II.3.2.2 Robot Manipulateur

On considère le robot manipulateur à deux articulations présenté ci-dessus.

Les résultats de simulation sont représentés dans les figures suivantes :

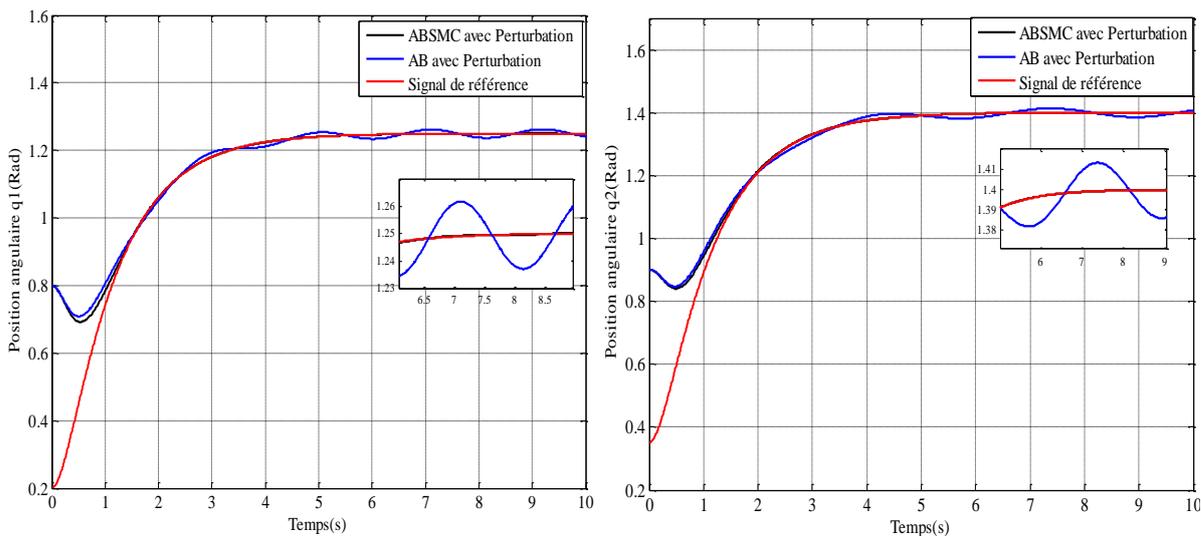


Figure II.24 La position angulaire de la 1^{ère} et la 2^{ème} articulation

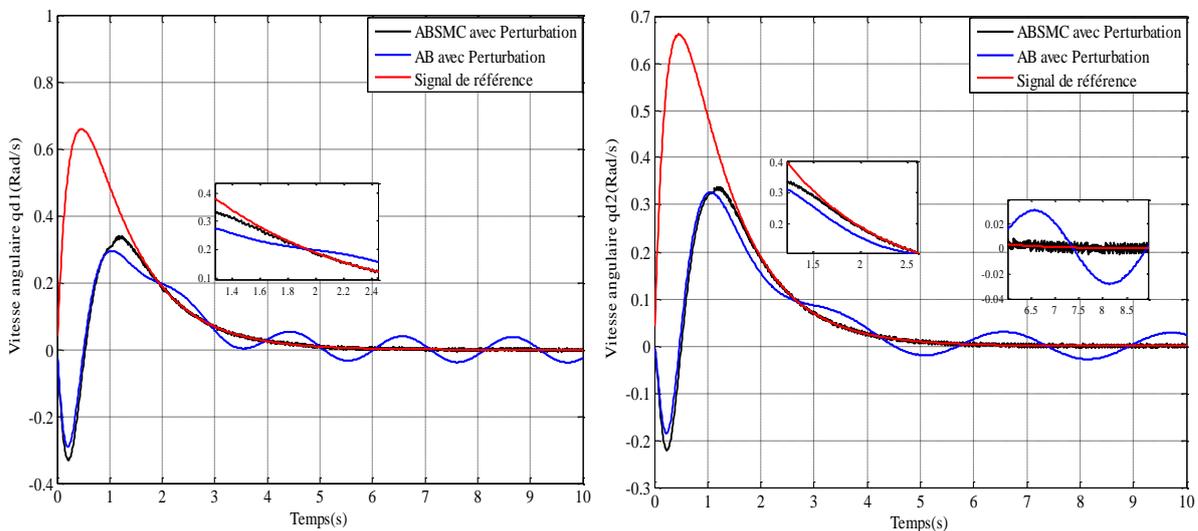


Figure II.25 La vitesse angulaire de la 1^{ère} et la 2^{ème} articulation

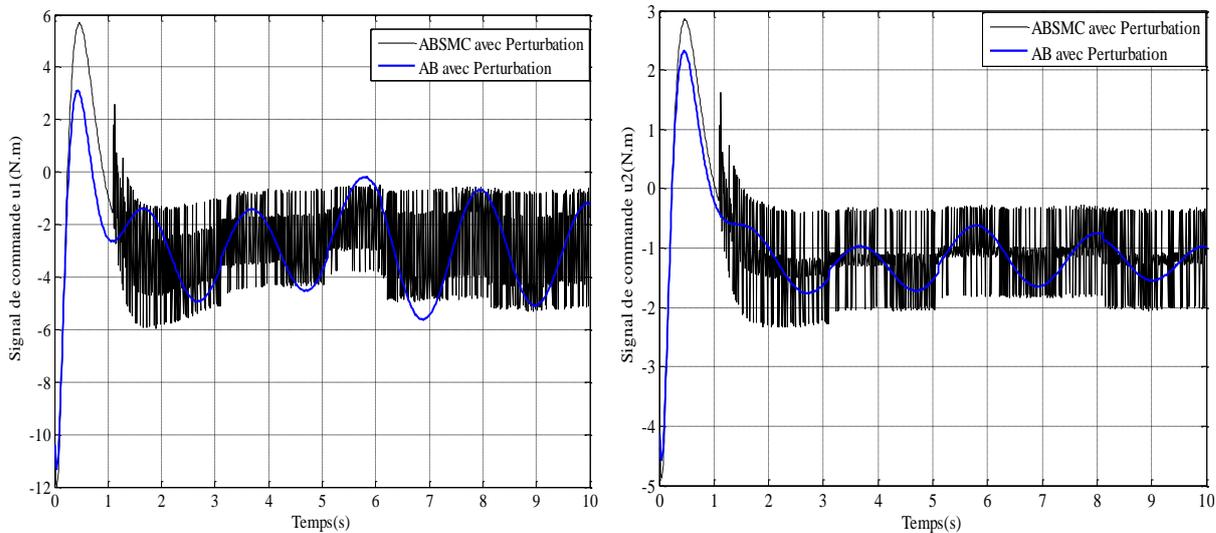


Figure II.26 La commande de la première et la 2^{ème} articulation

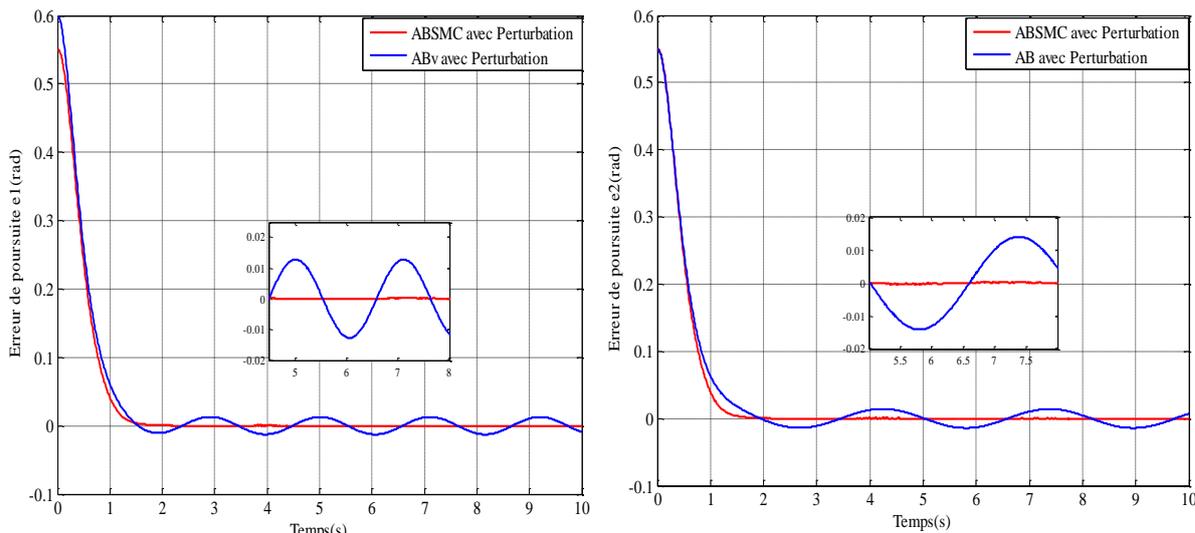


Figure II.27 L’erreur de poursuite de la première et la 2^{ème} articulation

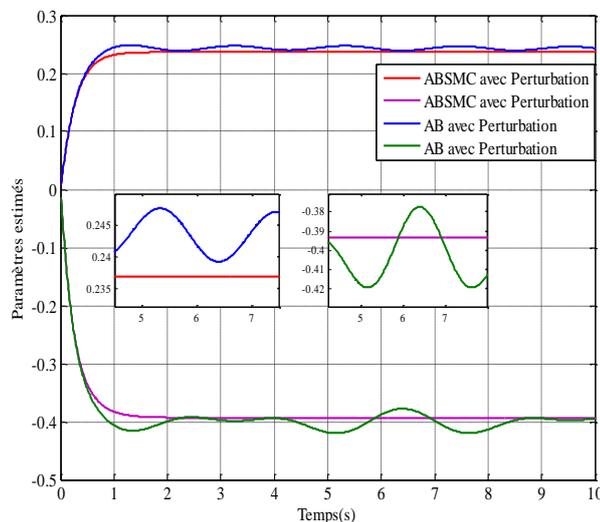


Figure II.28 Les paramètres estimés

Les performances de poursuite ainsi que la convergence de l’erreur sont montrées sur les figures (II.24), (II.25) et (II.27) respectivement. La figure (II.26) présente les signaux de commande générés pour atteindre l’objectif assigné.

On peut conclure que l’insensibilité du système aux perturbations externes est assurée. Cependant, les signaux de commande présentent des variations brusques non négligeables introduites par la présence de la fonction *signe* dans l’expression de la commande de commutation u_c . L’algorithme suivant est abordé pour surmonter le problème de broutement, l’inconvénient majeur de l’approche par mode glissant.

II.3.3. Commande adaptative backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires perturbés « Algorithme II ».

L'approche robuste backstepping par mode glissant, basée sur la technique adaptative est proposée pour les systèmes non linéaires incertains soumis à des perturbations non structurées [21,80,97,99]. Une loi de commande par mode glissant continu utilisant un gain adaptatif est développée à chaque étape de la conception pour compenser les incertitudes et les perturbations. En outre, le problème de "l'explosion des termes " est résolu en estimant d'une manière adaptative la dérivée de la commande virtuelle ainsi que la limite supérieure des incertitudes et des perturbations inconnues.

Pour expliquer le principe de l'approche simplifiée de la commande adaptative backstepping par mode glissant, le modèle du système non linéaire est considéré sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_i) + g_i(x_1, x_2, \dots, x_i)x_{i+1} + d_i & (1 \leq i \leq n-1) \\ \dot{x}_n = f_n(x) + g_n(x)u + d_n \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ est le vecteur d'état, u la commande, y la sortie du système et d désigne les perturbations soumises au système.

L'objectif de la commande présentée dans cette section est de forcer la sortie du système (II.58) à suivre un signal de référence borné. Pour aboutir à cet objectif, on considère les suppositions suivantes :

II.3.3.1 *Supposition 1:* pour la commandabilité du système, on suppose que les fonctions $g_i(x_1, x_2, \dots, x_i)$ sont inversibles, $i = 1, 2, \dots, n$.

II.3.3.2 *Supposition 2:* Les perturbations du modèle sont bornées.

$$\|d_i\| \leq \delta_i, i = 1, 2, \dots, n \quad (\text{II.59})$$

Où δ_i est une constante positive inconnue.

L'approche backstepping est utilisée pour concevoir des commandes par mode glissant virtuelles continues avec une surface de glissement d'ordre zéro dans chaque étape. Le gain de commutation est adapté pour compenser les perturbations.

Etape 1:

Deux variables d'erreur sont d'abord définies comme suit :

$$\begin{cases} z_1 = y - x_{1d} \\ z_2 = x_2 - x_{2d} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

x_{1d} est le signal de référence et x_{2d} est une entrée de commande virtuelle.

En remplaçant la dynamique du système de la première étape et en utilisant l'expression de z_2 , on aboutit à la dérivée de z_1 :

$$\dot{z}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)z_2 + g_1(x_1)x_{2d} + d_1 - \dot{x}_{1d} \quad (\text{II.61})$$

L'expression $\rho_1 = \delta_1$ est définie pour uniformiser l'expression de la commande.

Pour obtenir une commande par mode glissant virtuelle continue, on propose la loi de commande par mode glissant suivante :

$$x_{2d} = -g_1^{-1} \left(f_1 - \dot{x}_{1d} + k_1 z_1 + \hat{\rho}_1 \frac{z_1}{\left(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2 \right)^{1/2}} \right) \quad (\text{II.62})$$

Où, k_1, ε_1 sont des paramètres de conception positifs, et $\hat{\rho}_1$ est l'estimation de ρ_1 .

On considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^T z_1 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\rho}_1^2 \quad (\text{II.63})$$

Où γ_1 est une constante positive, $\tilde{\rho}_1 = \rho_1 - \hat{\rho}_1$ est l'erreur d'estimation de ρ_1 .

La dérivée temporelle de V_1 est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1^T \dot{z}_1 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\rho}_1 \dot{\tilde{\rho}}_1 \\ &= z_1^T \left[g_1 z_2 - k_1 z_1 + d_1 - \frac{\hat{\rho}_1 z_1}{\left(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2 \right)^{1/2}} \right] + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\rho}_1 \dot{\tilde{\rho}}_1 \end{aligned} \quad (\text{II.64})$$

La loi d'adaptation pour ρ_1 est conçue comme suit:

$$\dot{\rho}_1 = \gamma_1 \left(-\varphi_1 \rho_1 + \frac{\|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} \right) \quad (\text{II.65})$$

Où φ_1 est un paramètre de conception positif. En substituant l'équation (II.65) dans (II.64), on obtient:

$$\dot{V}_1 = z_1^T (g_1 z_2 - k_1 z_1 + d_1) - \varphi_1 \tilde{\rho}_1 \rho_1 - \rho_1 \frac{\|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} \quad (\text{II.66})$$

Considérant l'équation suivante :

$$\varphi_1 \tilde{\rho}_1 \hat{\rho}_1 = \frac{1}{2} \varphi_1 \tilde{\rho}_1^2 + \frac{1}{2} \varphi_1 \hat{\rho}_1^2 - \frac{1}{2} \varphi_1 \rho_1^2 \quad (\text{II.67})$$

Ce qui conduit à:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1^T (g_1 z_2 - k_1 z_1 + d_1) - \frac{\rho_1 \|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} - \frac{1}{2} \varphi_1 [\tilde{\rho}_1^2 + \hat{\rho}_1^2 - \rho_1^2] \\ &\leq z_1^T g_1 z_2 - \lambda_{\min}(k_1) \|z_1\|^2 - \frac{1}{2} \varphi_1 \tilde{\rho}_1^2 + \frac{1}{2} \varphi_1 \rho_1^2 + \rho_1 \|z_1\| - \frac{\rho_1 \|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} \end{aligned} \quad (\text{II.68})$$

Puisque ε_1 est une constante positive, l'inégalité suivante est évidemment vraie:

$$-\frac{\|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} \leq -\frac{\|z_1\|^2}{\|z_1\| + \varepsilon_1} \leq -\|z_1\| + \varepsilon_1 \quad (\text{II.69})$$

On obtient alors:

$$\dot{V}_1 \leq z_1^T g_1 z_2 - \lambda_{\min}(k_1) \|z_1\|^2 - \frac{1}{2} \varphi_1 \tilde{\rho}_1^2 + \frac{1}{2} \varphi_1 \rho_1^2 + \rho_1 \varepsilon_1 \quad (\text{II.70})$$

Étape i: $i = 2, \dots, n-1$

On définit la variation d'erreur comme suit :

$$z_{i+1} = x_{i+1} - x_{(i+1)d} \quad (\text{II.71})$$

Où $x_{(i+1)d}$ est la commande virtuelle de l'étape i .

La variable d'erreur définie dans l'étape précédente est $z_i = x_i - x_{id}$

Substituant l'équation (II.71) dans l'expression de la dérivée de z_i , on obtient :

$$\dot{z}_i = f_i + g_i z_{i+1} + g_i x_{(i+1)d} + d_i - \dot{x}_{id} \quad (\text{II.72})$$

La dérivée de la commande virtuelle x_{id} est nécessaire pour concevoir la commande virtuelle $x_{(i+1)d}$.

Le calcul de \dot{x}_{id} est cependant compliqué, et souffre du problème de "*l'explosion des termes*". En pratique, la commande réelle et la dérivée de la commande virtuelle sont toujours bornées. Afin de simplifier la commande, on considère les dérivées des commandes virtuelles comme des incertitudes.

Définissons les incertitudes localisées contenant la dérivée de la commande virtuelle comme suit :

$$E_i = d_i + (\dot{x}_{id}) \quad (\text{II.73})$$

En se basant sur la *Supposition 2*, on formule la *Supposition* suivante :

II.3.3.3 *Supposition 3*: la perturbation non structurée contenant la dérivée de la commande virtuelle est bornée telle que :

$$\|E_i\| \leq \rho_i, \quad i = 1, \dots, n \quad .$$

Où ρ_i est une constante positive inconnue.

En compensant la commande virtuelle par une commande adaptative par mode glissant, le choix de la loi de contrôle pour l'*étape i* se fait comme suit :

$$x_{(i+1)d} = -g_i^{-1} \left(g_{i-1}^T z_{i-1} + f_i + k_i z_i + \hat{\rho}_i \frac{z_i}{(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2)^{1/2}} \right) \quad (\text{II.74})$$

Où k_i, ε_i sont des paramètres de conception définies positif, et $\hat{\rho}_i$ est la valeur estimée de ρ_i .

Choisissons une fonction de Lyapunov V_i comme suit :

$$V_i = V_{i-1} + \frac{1}{2} z_i^T z_i + \frac{1}{2\gamma_i} \tilde{\rho}_i^2 \quad (\text{II.75})$$

Où γ_i est une constante positive, $\tilde{\rho}_i = \rho_i - \hat{\rho}_i$ est l'erreur d'estimation.

La dérivée de V_i est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= \dot{V}_{i-1} + z_i^T \dot{z}_i + \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\rho}_i \dot{\tilde{\rho}}_i \\ &= z_i^T \left[-g_{i-1}^T z_{i-1} + g_i z_{i+1} - k_i z_i + d_i - \dot{x}_{id} - \frac{\hat{\rho}_i z_i}{\left(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2\right)^{1/2}} \right] + \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\rho}_i \dot{\tilde{\rho}}_i + \dot{V}_{i-1} \end{aligned} \quad (\text{II.76})$$

La loi d'adaptation pour ρ_i est conçue comme suit:

$$\dot{\rho}_i = \gamma_i \left(-\varphi_i \rho_i + \frac{\|z_i\|^2}{\left(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2\right)^{1/2}} \right) \quad (\text{II.77})$$

Où φ_i est un paramètre positif.

En substituant l'équation (II.77) dans (II.76), on obtient:

$$\dot{V}_i = \dot{V}_{i-1} + z_i^T \left(g_i z_{i+1} - g_{i-1}^T z_{i-1} - k_i z_i + d_i - \dot{x}_{id} \right) - \varphi_i \tilde{\rho}_i \rho_i - \rho_i \frac{\|z_i\|^2}{\left(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2\right)^{1/2}} \quad (\text{II.78})$$

Considérant l'équation suivante:

$$\varphi_i \tilde{\rho}_i \hat{\rho}_i = \frac{1}{2} \varphi_i \tilde{\rho}_i^2 + \frac{1}{2} \varphi_i \hat{\rho}_i^2 - \frac{1}{2} \varphi_i \rho_i^2 \quad (\text{II.79})$$

\dot{V}_i devient alors:

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= \dot{V}_{i-1} + z_i^T \left(g_i z_{i+1} - g_{i-1}^T z_{i-1} - k_i z_i + d_i - \dot{x}_{id} \right) - \frac{1}{2} \varphi_i \tilde{\rho}_i^2 - \frac{1}{2} \varphi_i \hat{\rho}_i^2 + \frac{1}{2} \varphi_i \rho_i^2 \\ &\quad - \rho_i \frac{\|z_i\|^2}{\left(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2\right)^{1/2}} \end{aligned} \quad (\text{II.80})$$

Puisque ε_i est une constante positive, l'inégalité suivante est vraie :

$$-\frac{\|z_i\|^2}{\left(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2\right)^{1/2}} \leq -\|z_i\| + \varepsilon_i \quad (\text{II.81})$$

On obtient ainsi, l'inégalité suivante:

$$z_i^T (d_i - \dot{x}_{id}) - \rho_i \frac{\|z_i\|^2}{(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2)^{1/2}} \leq \|z_i\| \|d_i - \dot{x}_{id}\| - \rho_i \|z_i\| + \varepsilon_i \rho_i \leq \varepsilon_i \rho_i \quad (\text{II.82})$$

De façon récurrente, on peut obtenir:

$$\dot{V}_i \leq z_i^T g_i z_{i+1} - \sum_{j=1}^i \lambda_{\min}(k_j) \|z_j\|^2 - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i \varphi_j \tilde{\rho}_j^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i \varphi_j \rho_j^2 + \sum_{j=1}^i \rho_j \varepsilon_j \quad (\text{II.83})$$

Par conséquent, à l'étape $n-1$, on obtient:

$$\dot{V}_{n-1} \leq z_{n-1}^T g_{n-1} z_n - \sum_{j=1}^{n-1} \lambda_{\min}(k_j) \|z_j\|^2 - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n-1} \varphi_j \tilde{\rho}_j^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n-1} \varphi_j \rho_j^2 + \sum_{j=1}^{n-1} \rho_j \varepsilon_j \quad (\text{II.84})$$

La dernière étape, qui consiste à construire la commande réelle, est maintenant présentée.

Etape n :

La variable d'erreur $z_n = x_n - x_{nd}$ a été définie à l'étape $n-1$.

La dérivée de z_n est donnée par :

$$\dot{z}_n = f_n + g_n u + d_n - \dot{x}_{nd} \quad (\text{II.85})$$

Pour garantir que le système est stable, le choix de l'expression de la commande est donné par:

$$u = -g_n^{-1} \left(g_{n-1}^T z_{n-1} + f_n + k_n z_n + \hat{\rho}_n \frac{z_n}{(\|z_n\|^2 + \varepsilon_n^2)^{1/2}} \right) \quad (\text{II.86})$$

Où k_n, ε_n sont des paramètres de conception définies positif, et $\hat{\rho}_n$ est l'estimation de ρ .

Choisissons la fonction suivante de Lyapunov:

$$V_n = V_{n-1} + \frac{1}{2} z_n^T z_n + \frac{1}{2\gamma_n} \tilde{\rho}_n^2 \quad (\text{II.87})$$

Où γ_n est un paramètre de conception positif, et $\tilde{\rho}_n = \rho_n - \hat{\rho}_n$ est l'erreur d'estimation.

En prenant la dérivé de V_n , et en substituant les équations (II.85) et (II.86) dans cette expression, on obtient :

$$\begin{aligned}
\dot{V}_n &= \dot{V}_{n-1} + z_n^T \dot{z}_n + \frac{1}{\gamma_n} \tilde{\rho}_n \dot{\tilde{\rho}}_n \\
&= \dot{V}_{n-1} + z_n^T \left(-g_{n-1}^T z_{n-1} - k_n z_n + d_n - \dot{x}_{nd} \right) - \hat{\rho}_n \frac{\|z_n\|^2}{\left(\|z_n\|^2 + \varepsilon_n^2\right)^{1/2}} + \frac{1}{\gamma_n} \tilde{\rho}_n \dot{\tilde{\rho}}_n
\end{aligned} \tag{II.88}$$

La loi d'adaptative est conçue comme :

$$\dot{\tilde{\rho}}_n = \gamma_n \left(-\varphi_n \rho_n + \frac{\|z_n\|^2}{\left(\|z_n\|^2 + \varepsilon_n^2\right)^{1/2}} \right) \tag{II.89}$$

Où φ_n est un paramètre positif. En substituant l'équation (II.89) dans l'équation (II.88), on obtient :

$$\dot{V}_n = \dot{V}_{n-1} + z_n^T \left(g_{n-1}^T z_{n-1} - k_n z_n + d_n - \dot{x}_{nd} \right) - \varphi_n \tilde{\rho}_n \rho_n - \rho_n \frac{\|z_n\|^2}{\left(\|z_n\|^2 + \varepsilon_n^2\right)^{1/2}} \tag{II.90}$$

Comme ε_n est une constante positive, l'inégalité suivante est vraie:

$$-\frac{\|z_n\|^2}{\left(\|z_n\|^2 + \varepsilon_n^2\right)^{1/2}} \leq -\|z_n\| + \varepsilon_n \tag{II.91}$$

En substituant (II.84) dans (II.90) et en utilisant l'inégalité (II.91), on obtient :

$$\begin{aligned}
\dot{V}_n &\leq -\sum_{j=1}^n \lambda_{\min}(k_j) \|z_j\|^2 - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \varphi_j \tilde{\rho}_j^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \varphi_j \rho_j^2 + \sum_{j=1}^n \rho_j \varepsilon_j \\
&\leq -c_1 V_n + c_2
\end{aligned} \tag{II.92}$$

Où $c_1 = \min\{\lambda_{\min}(k_1) \dots \lambda_{\min}(k_n) \gamma_1 \varphi_1 \dots \gamma_n \varphi_n\}$, $c_2 = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \varphi_j \rho_j^2 + \sum_{j=1}^n \rho_j \varepsilon_j$.

Sur la base des analyses faites ci-dessus, donnons le théorème suivant :

II.3.3.4 Théorème: Considérons le système d'équations (II.58). Selon les hypothèses 1-3, l'entrée de commande réelle u est conçue selon l'équation (II.86), l'entrée de commande virtuelle est désignée par les équations (II.62) et (II.74), tandis que les lois d'adaptation ont été données précédemment. L'erreur de suivi du système et les erreurs d'estimation des incertitudes convergent vers un voisinage de l'origine.

$$\Omega = \{z_1, \dots, z_n, \tilde{\rho}_1, \dots, \tilde{\rho}_2 \mid V_n \leq 2c_2 / c_1\} \tag{II.93}$$

II.3.4 Résultats de simulation

Afin d'évaluer les améliorations apportées par la loi de commande (II.86), nous avons effectué une étude comparative des résultats obtenus par cette approche avec ceux de la commande adaptative backstepping présentés dans la première section.

II.3.4.1 Système chaotique de «Genesio »

On considère le système chaotique présenté dans la première section suivant le modèle :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + d_1(t) \\ \dot{x}_2 = x_3 + d_2(t) \\ \dot{x}_3 = -cx_1 - bx_2 - ax_3 + x_1^2 + u + d_3(t) \end{cases} \quad (\text{II.94})$$

Le système est soumis à une variation paramétrique et des perturbations externes données par : $\Delta b(x, t) = 0.1 \sin(4\pi x_1) \sin(2\pi x_2) \sin(\pi x_3)$ et $d_1(t) = d_2(t) = d_3(t) = d(t)$ avec $d(t) = 0.6 \cos(0.86t)$. Afin de tester la robustesse du contrôleur développé, on applique la commande à l'instant $t = 10$ s .

On a effectué le test avec un changement des conditions initiales du système chaotique « $x(0) = [3, -4, 2]^T$, $x(0) = [-1, 2, 2]^T$ ». Les paramètres de conception de la commande sont choisis comme : $\hat{\rho}_1 = 0$, $\hat{\rho}_2 = 0$, $\hat{\rho}_3 = 0.3$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = 0.01$, $k_1 = 1.5$, $k_2 = 5$, $k_3 = 10$, $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 0.05$, $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = 0.1$.

Les résultats de simulation obtenus sont représentés par les figures suivantes :

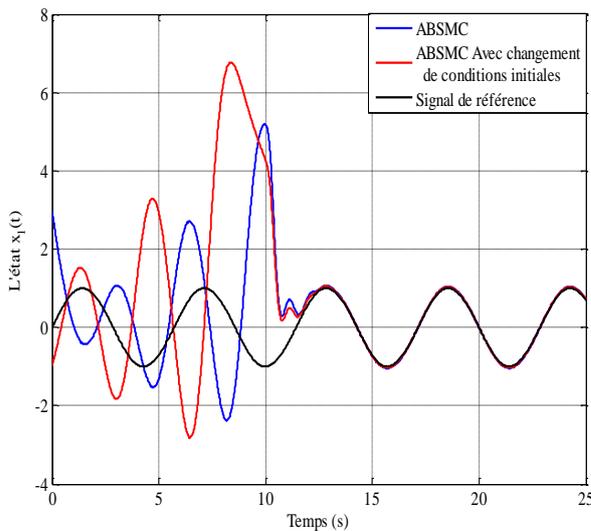


Figure II.29 L'évolution de l'état $x_1(t)$

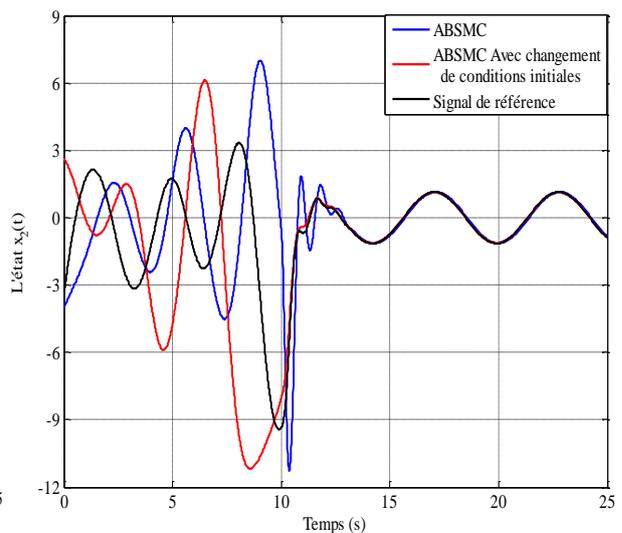


Figure II.30 L'évolution de l'état $x_2(t)$

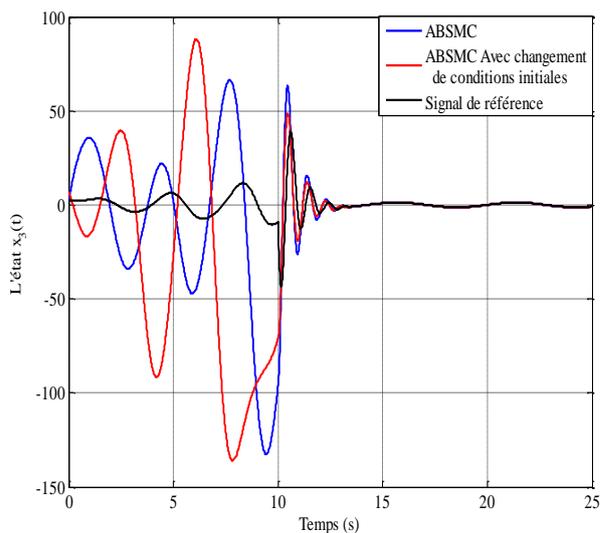


Figure II.31 L'évolution de l'état $x_3(t)$

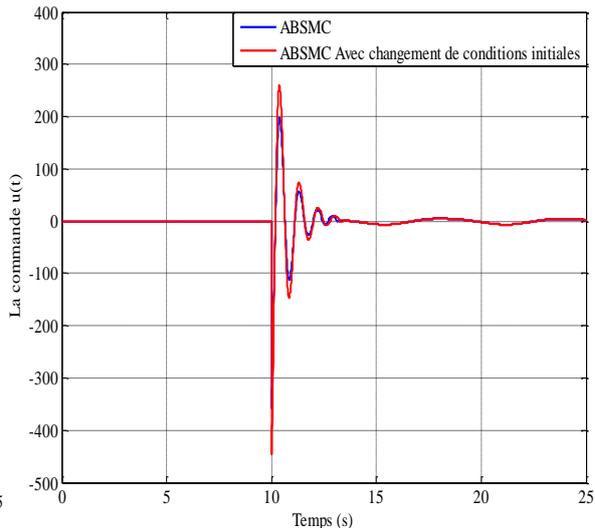


Figure II.32 L'évolution de la commande $u(t)$

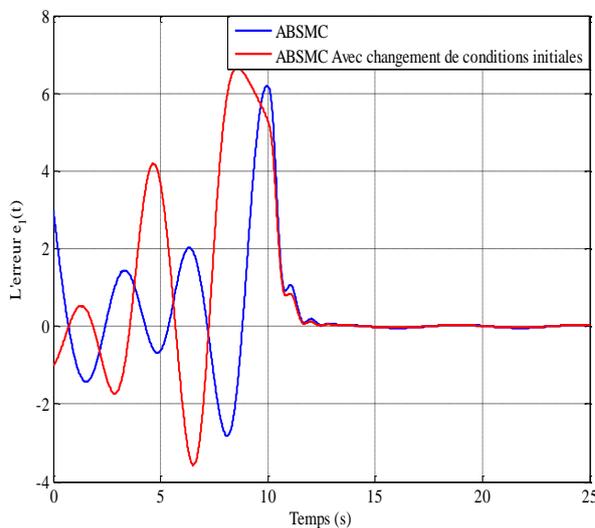


Figure II.33 Le signal d'erreur $e_1(t)$

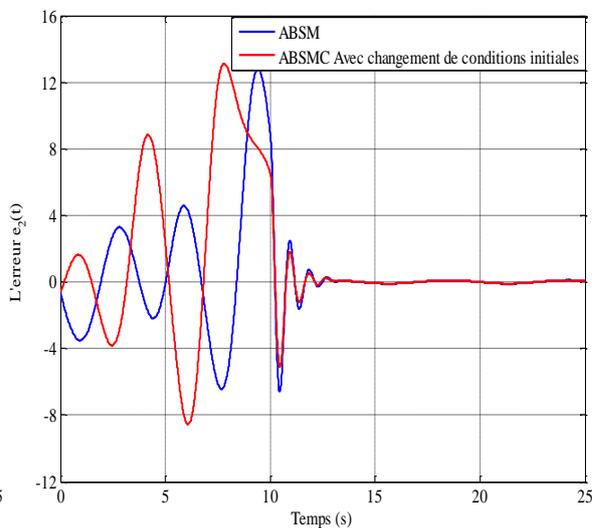


Figure II.34 Le signal d'erreur $e_2(t)$

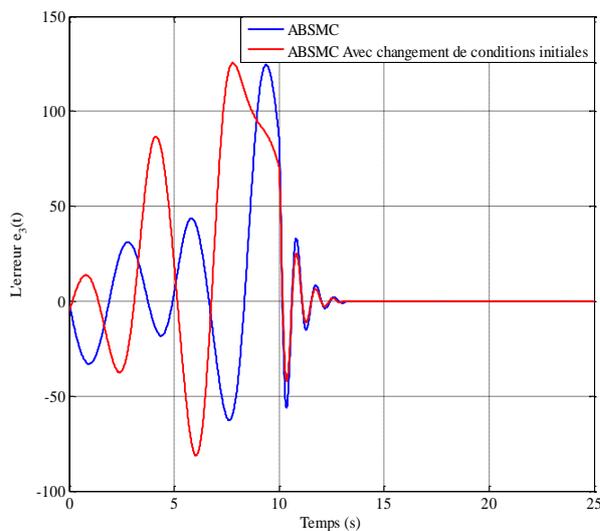


Figure II.35 Le signal d'erreur $e_3(t)$

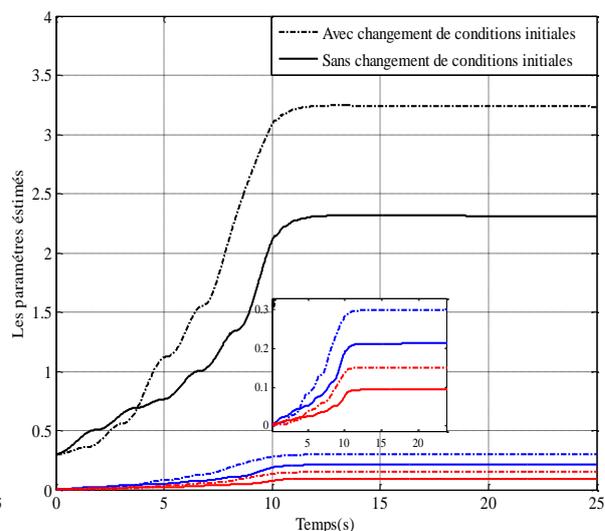


Figure II.36 L'évolution des paramètres estimés

Notons les bonnes performances de poursuite montrées par les figures (II.29)-(II.36) et l'absence du phénomène de broutement du signal de commande (figure (II.32)) contrairement au signal de l'approche précédente.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, on était intéressé par l'amélioration de la robustesse de quelques systèmes non linéaires incertains soumis à différents types de perturbations. On a proposé de gouverner ces systèmes par l'approche adaptative backstepping par mode glissant. Deux différents algorithmes de conception de cette commande ont été présentés. Le deuxième algorithme est introduit pour pallier aux inconvénients inhérents présents dans le premier algorithme.

- Le problème de « l'explosion des termes » qui caractérise le backstepping a donné naissance à une structure complexe de la loi de commande. Ce problème est dû à la dérivation des entrées virtuelles à chaque étape de backstepping.
- L'utilisation de la fonction *signe* par le mode glissant provoque le phénomène de broutement, ce qui peut endommager le système.
- Le gain de commutation k est déterminé en supposant que les incertitudes sont connues et bornées, de sorte que le choix de $k > |d(t)|$ rendra la commande robuste et stable. Mais la connaissance des bornes des incertitudes n'est pas toujours facile à obtenir. De plus, certaines incertitudes peuvent également passer inaperçues. Bien que le choix d'une valeur très élevée pour k puisse fonctionner, il ne s'agit pas d'une solution pratique, car cela augmenterait inutilement l'énergie d'entrée.

Les résultats de simulation de l'application de la commande adaptative backstepping par mode glissant dans les deux algorithmes, montrent une grande capacité d'assurer la stabilité des systèmes qu'on a étudiés, en présence de diverses perturbations. Cependant, ces techniques n'ont été utilisées que pour les systèmes non linéaires dont le modèle dynamique est parfaitement connu, ce qui est rarement le cas, ce à quoi on s'est proposé de remédier dans le chapitre suivant.

Chapitre III

*Commande Adaptative Floue
Backstepping Par Mode Glissant
Des Systèmes Non Linéaires*

Commande Adaptative Floue Backstepping Par Mode Glissant Des Systèmes Non Linéaires

III.1. Introduction

L'un des problèmes parmi les plus importants qui doivent être adressés dans l'analyse des systèmes non linéaires est celui de leurs modélisations. Ceci est dû au développement important de ces systèmes. Ainsi, l'objectif de ce type d'étude consiste à maintenir la stabilité de ces systèmes face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes, avec un certain degré de performances. Récemment, les applications des systèmes flous se sont multipliées, parmi lesquelles les contrôleurs flous et les modèles flous ont été développés pour de nombreux procédés technologiques. L'intégration de cette technique intelligente et les approches classiques de contrôle ont fourni une méthodologie pour construire des contrôleurs adaptatifs très puissants et robustes pour les systèmes non linéaires.

La modélisation floue et sa combinaison avec la commande backstepping par mode glissant **AFBSMC** appliquée à certaines classes des systèmes non linéaires fait l'objet principal de ce chapitre [100,101]. On développe deux approches de commande intelligente dédiée aux systèmes non linéaires avec une dynamique inconnue ou partiellement connue. Ces méthodes systématiques ont pallié l'inconvénient de la commande discontinue, l'exactitude du modèle mathématique du système et elles ne nécessitent ni de conditions supplémentaires sur les paramètres du système ni de conditions suffisantes garantissant la stabilité du système. Un ensemble de tests est effectué pour valider les stratégies de commandes adaptatives proposées.

III.2. Commande adaptative floue backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires perturbés

Les deux approches de commande étudiées montrent que la combinaison de la technique adaptative backstepping et le mode glissant présente un succès dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires incertains soumis aux perturbations [20-25,80-84,98-101]. Cependant, ces approches ne peuvent être appliquées que pour des systèmes non linéaires dont le modèle dynamique est connu. Comme ce dernier n'est pas toujours disponible ou difficile à formuler, la théorie de la modélisation floue des systèmes non linéaires est utilisée.

En effet, la recherche dans le domaine de la modélisation des processus a démontré que les systèmes flous ont la propriété d'approximation universelle, c'est-à-dire qu'ils sont capables d'approximer, avec un degré de précision arbitraire fixé, n'importe quelle dynamique non linéaire sur un ensemble compact [13-14]

III.2.1. Commande adaptative floue backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires perturbés « Algorithme I »

L'objectif de cette section est de concevoir une loi de commande adaptative floue backstepping par mode glissant pour les systèmes non linéaires inconnus, capable de forcer la sortie du système à suivre la trajectoire de référence, en présence des perturbations externes, tout en assurant que les signaux de la boucle sont bornés [24,25,100,101].

Les systèmes flous seront utilisés afin d'approximer la dynamique inconnue du système d'une part et d'éliminer le broutement provoqué par la fonction signe de la commande de commutation d'autre part. Les paramètres des systèmes flous seront ajustés à l'aide des lois d'adaptation basées sur la synthèse de Lyapunov afin de garantir la stabilité globale du système et les performances de poursuite tout en lissant parfaitement le signal de commande.

Dans le cas où le modèle de système (II.41) est inconnu et pour garder la même structure de la commande (II.53), deux systèmes adaptatifs flous peuvent être utilisés pour remplacer la dynamique du système par les systèmes flous qui ont la forme suivante [13-14]:

$$\begin{aligned}\hat{f}(x/\theta_f) &= \theta_f^T \xi_f(x) \\ \hat{g}(x/\theta_g) &= \theta_g^T \xi_g(x)\end{aligned}\tag{III.1}$$

Où $\xi_f(x)$ et $\xi_g(x)$ sont les vecteurs de fonctions floues de base et θ_f^T et θ_g^T sont les vecteurs de paramètres ajustés.

On définit les paramètres optimaux θ_f^* et θ_g^* par :

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[\sup_{x \in U_c} \left| \hat{f}(x/\theta_f) - f(x) \right| \right]\tag{III.2}$$

$$\theta_g^* = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left[\sup_{x \in U_c} \left| \hat{g}(x/\theta_g) - g(x) \right| \right]\tag{III.3}$$

Où Ω_f et Ω_g sont des ensembles de contraintes pour θ_f et θ_g respectivement, spécifiés par l'expert. Ces ensembles sont définis comme :

$$\Omega_f = \left\{ \theta : \left| \theta_f \right| \leq M_f \right\} \quad (\text{III.4})$$

$$\Omega_g = \left\{ \theta_g : \left| \theta_g \right| \leq M_g \right\} \quad (\text{III.5})$$

Où M_f et M_g sont des constantes positives spécifiées par l'expert.

On définit l'erreur d'approximation minimale par :

$$w = (\hat{f}(x / \theta_f^*) - f(x)) + (\hat{g}(x / \theta_g^*) - g(x))u \quad (\text{III.6})$$

L'architecture de la commande proposée dans cette section est similaire dans son approche conceptuelle à la commande adaptative backstepping par mode glissant (§II.3.1).

Pour la première étape, on considère :

$$s_1 = x_1 - x_{1d} \quad (\text{III.7})$$

Choisissons une fonction de Lyapunov pour le premier sous système, comme

$$V_1(s) = \left(\frac{1}{2} \right) s_1^2 \quad (\text{III.8})$$

La dérivée de l'équation de Lyapunov donne :

$$\dot{V}_1(s) = s_1 \dot{s}_1 = s_1 (x_2 - \dot{x}_{1d}) = -c_1 s_1^2 + s_1 s_2 \quad (\text{III.9})$$

La stabilisation de s_1 peut être obtenue en introduisant une nouvelle commande virtuelle x_{2d} , telle que :

$$x_{2d} = \dot{x}_{1d} - c_1 s_1, \quad c_1 > 0 \quad (\text{III.10})$$

Où c_1 est un paramètre de conception positif. L'expression (III.10) est choisie pour éliminer la non-linéarité et assurer que $\dot{V}_1(s) < 0$.

Pour la deuxième étape, on considère la surface de glissement suivante :

$$s_2 = x_2 - x_{2d} = x_2 - \dot{x}_{1d} + c_1 s_1 \quad (\text{III.11})$$

La fonction de Lyapunov étendue est donnée par :

$$V_2(s_1, s_2) = V_1 + \left(\frac{1}{2} \right) s_2^2 + \left(\frac{1}{2\mu_f} \right) \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \left(\frac{1}{2\mu_g} \right) \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g \quad (\text{III.12})$$

Avec: $\tilde{\theta}_f = \hat{\theta}_f - \theta_f$ et $\tilde{\theta}_g = \hat{\theta}_g - \theta_g$.

θ_f et θ_g sont les vecteurs de paramètres inconnus des fonctions $f(x)$ et $g(x)$, respectivement, et $\hat{\theta}_f, \hat{\theta}_g$ sont leurs estimations.

La dérivée de l'équation de Lyapunov $V_2(s_1, s_2)$ donne :

$$\dot{V}_2(s_1, s_2) = s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 + \left(\frac{1}{\mu_f} \right) \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \left(\frac{1}{\mu_g} \right) \tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g \quad (\text{III.13})$$

Avec : $\dot{\tilde{\theta}}_f = -\dot{\theta}_f$ et $\dot{\tilde{\theta}}_g = -\dot{\theta}_g$

Alors:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(s_1, s_2) = & -c_1 s_1^2 + s_2 \left[s_1 + \hat{\theta}_f^T \xi_f(x) + \hat{\theta}_g^T \xi_g(x) u - \dot{x}_{2d} + w + d(t) \right] \\ & + \tilde{\theta}_f^T \left[s_2 \xi_f(x) - \left(\frac{1}{\mu_f} \right) \dot{\theta}_f \right] + \tilde{\theta}_g^T \left[s_2 \xi_g(x) u - \left(\frac{1}{\mu_g} \right) \dot{\theta}_g \right] \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

La dérivée de la commande virtuelle x_{2d} donne :

$$\dot{x}_{2d} = -c_1 s_2 + c_1^2 s_1 + \ddot{x}_{1d} \quad (\text{III.15})$$

En substituant (III.15) dans (III.14), la dérivée de l'équation de Lyapunov est réécrite comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(s_1, s_2) = & -c_1 s_1^2 + s_2 \left[s_1 + \hat{\theta}_f^T \xi_f(x) + \hat{\theta}_g^T \xi_g(x) \left(u_{eq} - \frac{1}{\hat{\theta}_g^T \xi_g(x)} u_c \right) + c_1 s_2 - c_1^2 s_1 \right. \\ & \left. - \ddot{x}_{1d} + w + d(t) \right] + \tilde{\theta}_f^T \left[s_2 \xi_f(x) - \left(\frac{1}{\mu_f} \right) \dot{\theta}_f \right] + \tilde{\theta}_g^T \left[s_2 \xi_g(x) u - \left(\frac{1}{\mu_g} \right) \dot{\theta}_g \right] \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

On peut extraire la loi de commande (III.17) pour avoir $\dot{V}_2(s) < 0$.

$$\begin{aligned} u = & \frac{1}{\hat{\theta}_g^T \xi_g(x)} \left[-c_2 s_2 - s_1 - \hat{\theta}_f^T \xi_f(x) + \ddot{x}_{1d} - c_1 s_2 + c_1^2 s_1 - u_c \right] \\ = & u_{eq} - \frac{1}{\hat{\theta}_g^T \xi_g(x)} u_c \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$$u_{eq} = \frac{1}{\hat{\theta}_g^T \xi_g(x)} \left[-c_2 s_2 - s_1 - \hat{\theta}_f^T \xi_f(x) + \ddot{x}_{1d} - c_1 s_2 + c_1^2 s_1 \right] \quad (III.18)$$

$$u_c = -k \text{sign}(s_2) \quad (III.19)$$

En choisissant les lois d'adaptations comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_f = \mu_f s_2(x) \xi_f(x) \\ \dot{\theta}_g = \mu_g s_2(x) \xi_g(x) \end{cases} \quad (III.20)$$

L'équation (III.16) sera réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 s_1^2 - c_2 s_2^2 - s_2 (k \text{sign}(s_2) - d(t) - w) \\ &\leq -c_1 s_1^2 - c_2 s_2^2 - |s_2| (k - \gamma) \leq 0 \end{aligned} \quad (III.21)$$

Avec:

$$|d(t) + w| \leq \gamma \quad (III.22)$$

c_2 et $k > \gamma$ sont des constantes positives.

La nouvelle loi de commande développée présente des inconvénients majeurs. Le premier, réside dans la présence de la fonction *signe* qui provoque le phénomène de broutement (chattering). Le second inconvénient réside dans la difficulté du calcul de la constante k . En effet, la valeur de celle-ci dépend directement des bornes supérieures des incertitudes structurées et des perturbations externes, qui sont généralement inconnues.

Pour résoudre ce problème, on propose dans ce qui suit de modifier la loi de commande (III.17) en utilisant un système adaptatif flou $h(s_2)$ **AFBSMCA [100-104]**, ayant la surface de glissement comme entrée, pour approximer la loi de commande discontinue (III.19). Ainsi, la nature floue de celui-ci permet d'éliminer efficacement le phénomène de broutement, alors que son aspect adaptatif a pour but d'approximer au mieux la constante k , et par conséquent de s'affranchir des connaissances à priori sur les bornes supérieures des incertitudes structurées et des perturbations externes.

La dérivée de la surface de glissement (III.11) devient:

$$\dot{s}_2(x, t) = \theta_f^T \xi_f(x) + \theta_g^T \xi_g(x) u + \theta_h^T \xi_h(s_2) + w' - \hat{h}^*(s_2) + d(t) - \dot{x}_{2d} \quad (III.23)$$

Où $\hat{h}(s_2) = \hat{\theta}_h^T \xi_h(s_2)$ et $w' = w - \Delta h(s_2)$

Afin d'étudier la stabilité du système en boucle fermée, on considère la fonction de Lyapunov (III.24) pour extraire les lois d'adaptations et concevoir la loi de commande globale.

$$V_2(s_1, s_2) = V_1 + \frac{1}{2} s_2^2(x) + \left(\frac{1}{2\mu_f} \right) \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \left(\frac{1}{2\mu_g} \right) \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g + \left(\frac{1}{2\mu_h} \right) \tilde{\theta}_h^T \tilde{\theta}_h \quad (III.24)$$

La dérivée de cette dernière introduisant la loi de contrôle (III.17), est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -c_1 s_1^2 + s_2 \left[s_1 - c_1^2 s_1 + c_1 s_2 - \ddot{x}_{1d} + \hat{\theta}_f^T \xi_f(x) + \hat{\theta}_g^T \xi_g(x) u_{eq} - u_{sw} + w' - \hat{h}^*(s_2) \right. \\ & \left. + d(t) \right] + \tilde{\theta}_f^T \left[s_2 \xi_f(x) - \left(\frac{1}{\mu_f} \right) \dot{\theta}_f \right] + \tilde{\theta}_g^T \left[s_2 \xi_g(x) u - \left(\frac{1}{\mu_g} \right) \dot{\theta}_g \right] \\ & + \tilde{\theta}_h^T \left[s_2 \xi_h(s_2) - \left(\frac{1}{\mu_h} \right) \dot{\theta}_h \right] \end{aligned} \quad (III.25)$$

Où:

$$\begin{cases} u = u_{eq} - \frac{1}{\hat{\theta}_g^T \xi_g(x)} \hat{\theta}_h^T \xi_h(x) \\ u_c = \theta_h^T \xi_h(x) \end{cases} \quad (III.26)$$

La condition de convergence de la fonction de Lyapunov permet d'obtenir l'expression de la loi de commande suivante :

$$u = \frac{1}{\hat{\theta}_g^T \xi_g(x)} \left[-c_2 s_2 - s_1 - \hat{\theta}_f^T \xi_f(x) + \hat{\theta}_h^T \xi_h(s_2) + \ddot{x}_{1d} + c_1 (c_1 s_1 - s_2) - u_c \right] \quad (III.27)$$

Choisissant les lois adaptatives comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_f = \mu_f s_2(x) \xi_f(x) \\ \dot{\theta}_g = \mu_g s_2(x) \xi_g(x) u \\ \dot{\theta}_h = \mu_h s_2(x) \xi_h(s_2) \end{cases} \quad (III.28)$$

$\hat{h}^*(s_2)$ est l'approximateur optimum de $\hat{h}(s_2)$ vérifiant : $|\hat{h}^*(s_2)| \geq |w'| + |d|$

De l'équation (III.21), on a:

$$\dot{V}_2 \leq -c_1 s_1^2 - c_2 s_2^2 + |s_2| (|w'| + |d| - |\hat{h}^*(s_2)|) < 0 \quad (III.29)$$

Ce qui prouve la décroissance de la fonction de Lyapunov ($\dot{V}_2 \leq 0$). Donc, la stabilité du système est garantie.

III.2.1.1. Algorithme de projection

Pour construire les vecteurs de paramètres θ_f , θ_g et θ_h appartenant aux ensembles de contraintes Ω_f , Ω_g et Ω_h respectivement, les lois d'adaptation (III.28) ne sont pas suffisantes. Pour résoudre ce problème, on utilise l'algorithme de projection des paramètres pour modifier les lois d'adaptation de manière à ce que les vecteurs de paramètres demeurent dans les ensembles de contraintes [13-14].

Les lois d'adaptation modifiées sont définies par:

$$\dot{\theta}_f = \begin{cases} \mu_f s_2(x) \xi_f(x) \text{ si } \left[\|\hat{\theta}_f\| < M_f \right] \text{ ou } \left[\hat{\theta}_f = M_f \text{ et } s_2(x) \xi_f(x) \leq 0 \right] \\ \text{Pr} \left[\mu_f s_2(x) \xi_f(x) \right] \text{ si } \left[\|\hat{\theta}_f\| = M_f \text{ et } s_2(x) \xi_f(x) > 0 \right] \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

$$\dot{\theta}_g = \begin{cases} \mu_g s_2(x) \xi_g(x) u \text{ si } \left[\|\hat{\theta}_g\| < M_g \right] \text{ ou } \left[\|\hat{\theta}_g\| = M_g \text{ et } s_2(x) \xi_g(x) \leq 0 \right] \\ \text{Pr} \left[\mu_g s_2(x) \xi_g(x) u \right] \text{ si } \left[\|\hat{\theta}_g\| = M_g \text{ et } s_2(x) \xi_g(x) u > 0 \right] \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

$$\dot{\theta}_h = \begin{cases} \mu_h s_2(x) \xi_h(s_2) \text{ si } \left[\|\hat{\theta}_h\| < M_h \right] \text{ ou } \left[\hat{\theta}_h = M_h \text{ et } s_2(x) \xi_h(s_2) \leq 0 \right] \\ \text{Pr} \left[\mu_h s_2(x) \xi_h(s_2) \right] \text{ si } \left[\|\hat{\theta}_h\| = M_h \text{ et } s_2(x) \xi_h(s_2) > 0 \right] \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Pr} \left[\mu_f s_2(x) \xi_f(x) \right] = \mu_f s_2(x) \xi_f(x) - \mu_f \frac{s_2(x) \hat{\theta}_f \hat{\theta}_f^T \xi_f(x)}{\|\hat{\theta}_f\|^2} \\ \text{Pr} \left[\mu_g s_2(x) \xi_g(x) u \right] = \mu_g s_2(x) \xi_g(x) u - \mu_g \frac{s_2(x) \hat{\theta}_g \hat{\theta}_g^T \xi_g(x)}{\|\hat{\theta}_g\|^2} u \\ \text{Pr} \left[\mu_h s_2(x) \xi_h(s_2) \right] = \mu_h s_2(x) \xi_h(s_2) - \mu_h \frac{s_2(x) \hat{\theta}_h \hat{\theta}_h^T \xi_h(s_2)}{\|\hat{\theta}_h\|^2} \end{array} \right. \quad (\text{III.33})$$

III.2.2. Résultats de simulation

Pour évaluer l'approche proposée, on considère les deux exemples présentés dans la section (§II.2.2). Dans cette application la dynamique des systèmes non linéaires perturbés est considérée inconnue. Les systèmes flous seront utilisés comme des approximateurs universels pour traiter la dynamique inconnue d'une part et d'approximer la commande de commutation d'autre part afin de résoudre le problème de broutement.

Pour montrer l'amélioration apportée par la commande adaptative floue backstepping par mode glissant avec l'approximation de la commande de commutation *AFBSMCA*, on a comparé ses résultats avec ceux obtenus en appliquant la loi de commande adaptative floue backstepping par mode glissant *AFBSMC*.

III.2.2.1. Pendule inversé

On propose d'utiliser deux systèmes flous pour approximer le modèle dont seules les bornes $\max[f(x)] = 8$, $\min[f(x)] = -8$, $\max[g(x)] = 1.46$, $\min[g(x)] = 1.26$ sont connues sur l'univers de discours $[-\pi/6, \pi/6]$. Cet intervalle est divisé en cinq zones uniformes caractérisées par cinq ensembles flous. En respectant la complémentarité et la consistance de ces ensembles, on leur associe les fonctions d'appartenance suivantes :

$$\begin{aligned} \mu_{F_1^1}(x_i) &= \exp\left[-\left(\frac{x_i + \pi/6}{\pi/24}\right)^2\right] & \mu_{F_1^2}(x_i) &= \exp\left[-\left(\frac{x_i + \pi/12}{\pi/24}\right)^2\right] & \mu_{F_1^3}(x_i) &= \exp\left[-\left(\frac{x_i}{\pi/24}\right)^2\right] \\ \mu_{F_1^4}(x_i) &= \exp\left[-\left(\frac{x_i - \pi/12}{\pi/24}\right)^2\right] & \mu_{F_1^5}(x_i) &= \exp\left[-\left(\frac{x_i - \pi/6}{\pi/24}\right)^2\right] & i &= 1, 2. \end{aligned}$$

En utilisant toutes les combinaisons possibles, nous obtenons une base de règles composée de 25 règles floues dont la $j^{\text{ème}}$ composante est construite sous la forme suivante :

R^j : Si x_1 est F_1^j et x_2 est F_2^j Alors $f(x) = f^j$ et $g(x) = g^j$, $j = 1, \dots, 25$ Où F_i^j est le $j^{\text{ème}}$ ensemble flou de la $i^{\text{ème}}$ entrée.

Pour construire le système flou générant la fonction $\hat{h}(s_2)$, on divise l'univers de discours en trois ensembles : "Positive", "Négative" et "Zéro" auxquels on associe les fonctions d'appartenance suivantes :

$$\mu_{\text{Négative}}(s_2) = \left[\frac{1}{(1 + 8 \exp(s_2 + 0.1))} \right], \mu_{\text{Zéro}}(s_2) = \exp(-(s_2 / 0.5))^2, \mu_{\text{Positive}}(s_2) = \left[\frac{1}{(1 - 8 \exp(s_2 - 0.1))} \right].$$

Trois règles floues qui ont été utilisées pour déduire $\hat{h}(s_2)$ sont :

$$R^1 : \text{Si } s_2 \text{ est Négative Alors } \hat{h}(s_2) = -C,$$

$$R^2 : \text{Si } s_2 \text{ est Zéro Alors } \hat{h}(s_2) = 0$$

$$R^3 : \text{Si } s_2 \text{ est Positive Alors } \hat{h}(s_2) = C$$

Les paramètres de conception de la commande sont choisis comme : $c_1 = 15, c_2 = 20, k = 2$
 $\mu_f = 0.05, \mu_g = 0.05, \mu_h = 0.01$ et $C = 15$. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

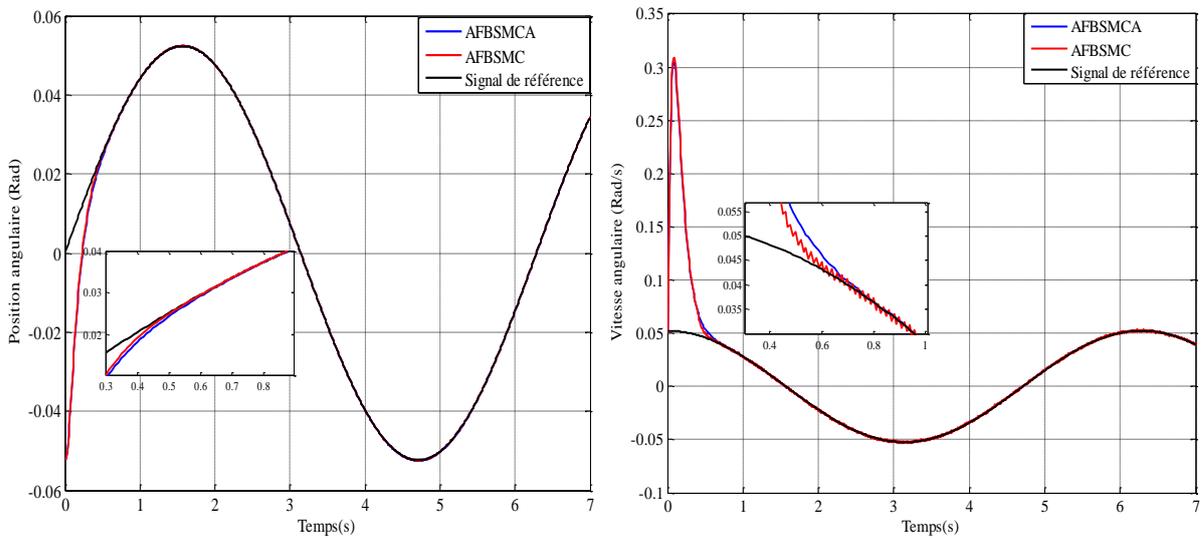


Figure III.1 La position et la vitesse angulaire du pendule et les trajectoires de références

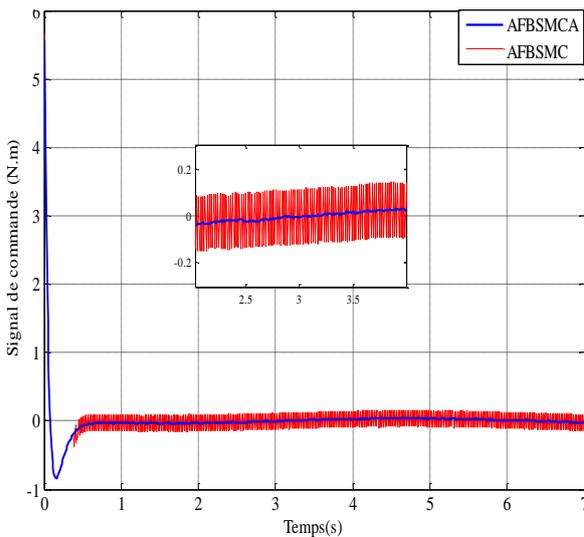


Figure III.2 Le signal de commande

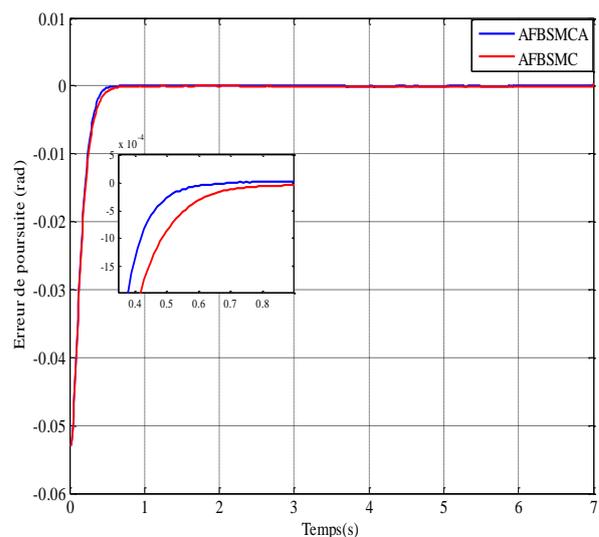


Figure III.3 L'erreur de poursuite

Les figures (III.1) et (III.3) représentent respectivement l'évolution des variables d'état ainsi que l'erreur de poursuite du pendule inversé. Les signaux de commande sont représentés sur la figure (III.2).

On constate que les deux lois de commande assurent de bonnes performances de poursuite et la convergence de la trajectoire d'erreur. Cependant, le signal de commande **AFBSMCA** est parfaitement lisse contrairement à celui de la commande **AFBSMC**, qui prouve qu'une bonne approximation floue est réalisée.

III.2.2.2. Robot manipulateur

La dynamique du système bras de robot à deux articulations, variée en fonction des positions et des vitesses angulaires. On propose d'utiliser des systèmes flous pour approximer le modèle de robot manipulateur dont la j^{ème} règle floue est définie par :

R^j : if x_1 is F_1^j and x_2 is F_2^j and x_3 is F_3^j and x_4 is F_4^j Then y_i is C^j

On définit sept ensembles flous sur l'univers de discours $[-2 \ 2]$, dont les fonctions d'appartenance sont données par:

$$\mu_{F_1^1}(x_i) = 1/(1 + \exp(-5(x_i + 0.6))), \quad \mu_{F_1^2}(x_i) = \exp(-0.5(x_i + 0.4)^2),$$

$$\mu_{F_1^3}(x_i) = \exp(-0.5(x_i + 0.2)^2), \quad \mu_{F_1^4}(x_i) = \exp(-0.5x_i^2), \quad \mu_{F_1^5}(x_i) = \exp(-0.5(x_i - 0.2)^2),$$

$$\mu_{F_1^6}(x_i) = \exp(-0.5(x_i - 0.4)^2), \quad \mu_{F_1^7}(x_i) = 1/(1 - \exp(-5(x_i - 0.6))), \quad i = 1, 2, 3, 4.$$

$$\text{Avec } \xi_i(x) = \frac{\mu_{F_1^j}(x_1)\mu_{F_2^j}(x_2)\mu_{F_3^j}(x_3)\mu_{F_4^j}(x_4)}{\sum_{j=1}^7 \mu_{F_1^j}(x_1)\mu_{F_2^j}(x_2)\mu_{F_3^j}(x_3)\mu_{F_4^j}(x_4)}$$

Les paramètres des lois d'adaptations utilisées sont : $\mu_f = [0.1, 0.1]$, $\mu_g = [0.01, 0.01]$ et $\mu_h = [0.05, 0.05]$. Pour montrer l'amélioration apportée par la commande **AFBAMCA**, ses résultats de simulation sont comparés avec celle obtenus par la commande **AFBSMC** (III.27) et les réponses du système sont représentées par les figures (III.4-7) :

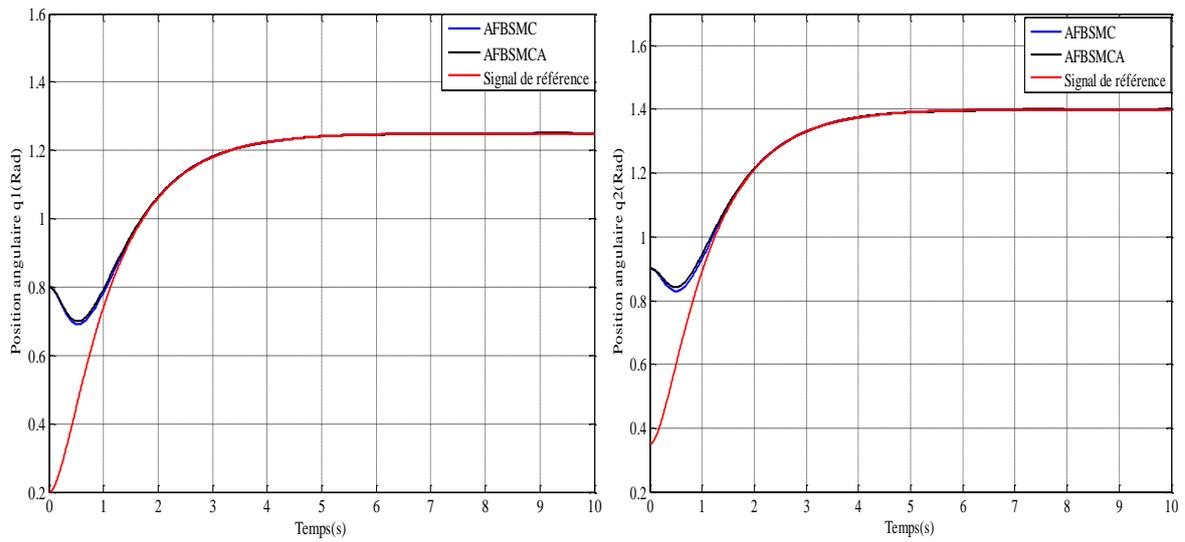


Figure III.4 La position angulaire de la 1^{ere} et la 2^{eme} articulation

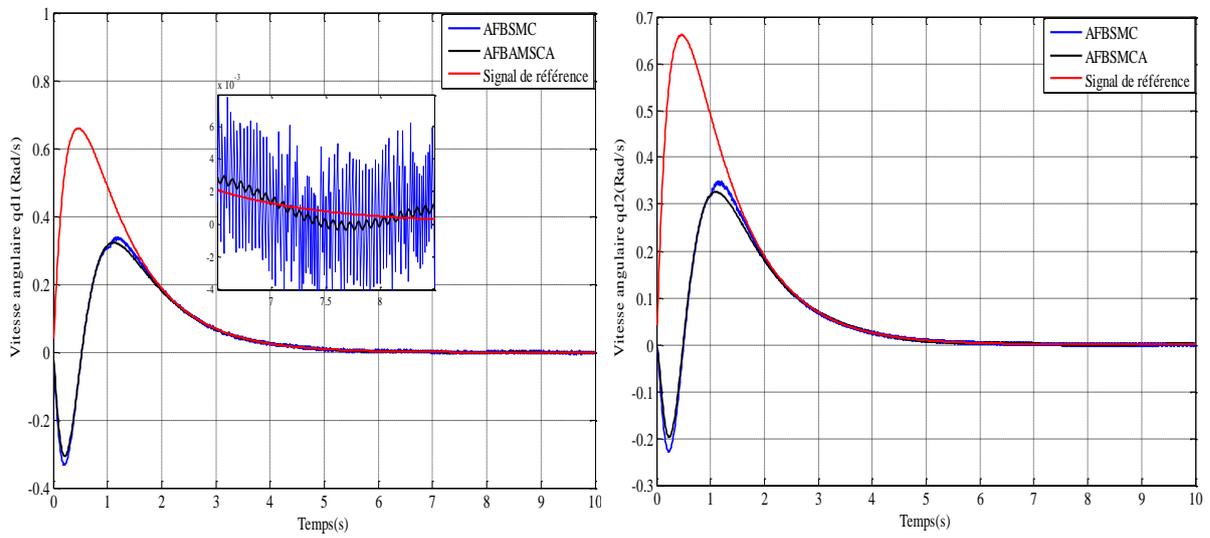


Figure III.5 La vitesse angulaire de la 1^{ere} et la 2^{eme} articulation

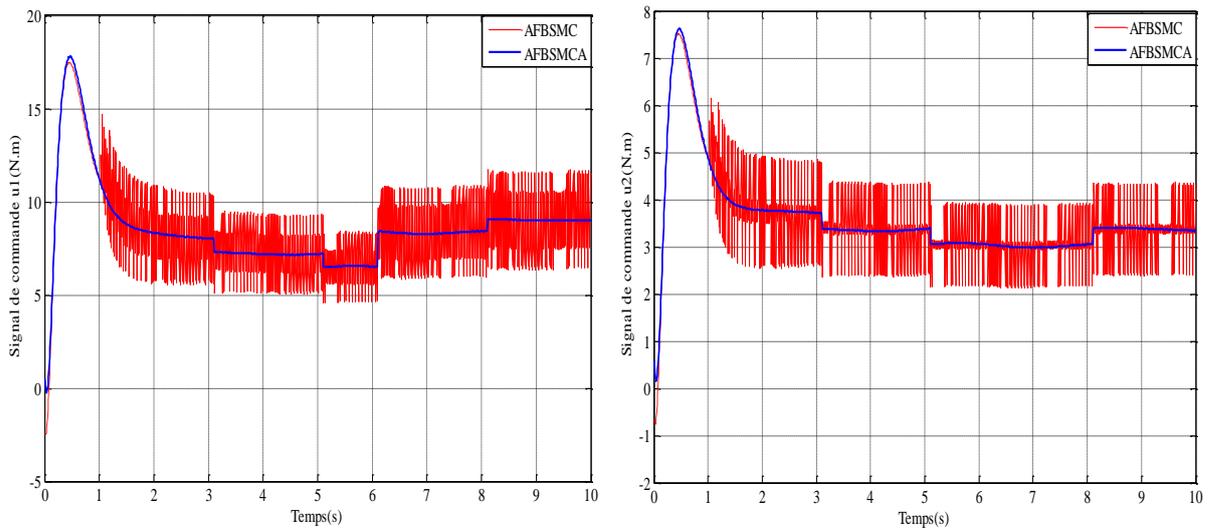


Figure III.6 La commande de la 1^{ere} et la 2^{eme} articulation

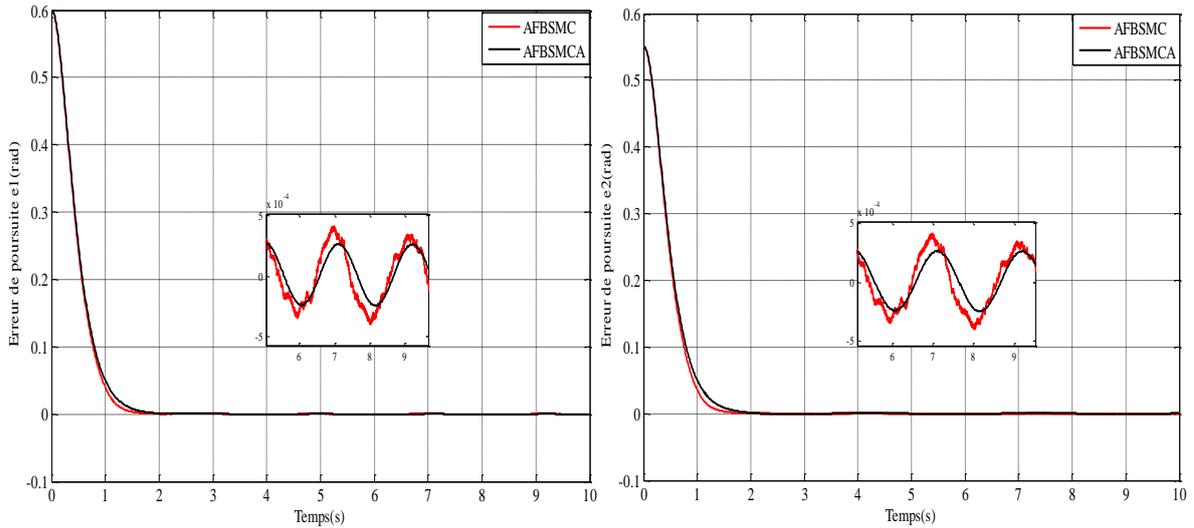


Figure III.7 L’erreur de poursuite de la 1^{ere} et la 2^{eme} articulation

Les figures (III.4-5) montrent bien que les trajectoires d’états du système suivent ses références désirées. Ces trajectoires correspondent à des résultats obtenus respectivement par la *AFBSMCA* et *AFBSMC*. En revanche, on peut observer à la figure (III.6) que le phénomène de broutement n'existe plus en utilisant l’*AFBSMCA*. On peut constater que la commande du système par l’approche proposée est robuste et que l’objectif d’atténuation de broutement est atteint ainsi qu’une bonne approximation est assurée.

III.2.3 Commande adaptative floue backstepping par mode glissant des systèmes non linéaires perturbés « Algorithme II »

La technique proposée dans cette section consiste à introduire dans le schéma de la commande présentée dans (§II.3.3) un système adaptatif flou afin d’approximer le gain de glissement, et par conséquent de s’affranchir des connaissances à priori des bornes supérieures des incertitudes structurées et des perturbations externes [100-104].

Pour illustrer le principe de la technique adaptative floue backstepping par mode glissant, considérons un système non linéaire incertain et perturbé sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = f_{0i}(x_1, \dots, x_i) + \Delta f_i(x_1, \dots, x_i) + g_{0i}(x_1, \dots, x_i)x_{i+1} + \Delta g_i(x_1, \dots, x_i)x_{i+1} + d_i \\ \dot{x}_n = f_{0n}(x) + \Delta f_n(x) + g_{0n}(x)u + \Delta g_n(x)u + d_n \\ y = x_1 \end{cases} \quad (1 \leq i \leq n-1) \quad (III.34)$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ est le vecteur d’état, u la commande, y la sortie du système et d des perturbations. $f_{0n}(x)$, $g_{0n}(x)$ sont les fonctions nominales des fonctions $f(x)$ et $g(x)$.

$\Delta f_i(\cdot)$ et $\Delta g_i(\cdot)$ sont des incertitudes, supposées inconnues mais bornées, sur les fonctions $f(x)$ et $g(x)$, respectivement.

L'objectif de la commande proposée est de construire une sortie robuste pour le système (III.34) qui puisse suivre un signal de référence borné. Pour aboutir à cet objectif, on considère les suppositions suivantes :

III.2.3.1 *Supposition 1:* Pour la commandabilité du système, on suppose que les fonctions $g_i(x_1, x_2, \dots, x_i)$ sont inversibles, $i = 1, 2, \dots, n$.

III.2.3.2 *Supposition 2:* Les perturbations du modèle sont bornées définies comme suit :

$$\begin{aligned} \|d_i\| + \|\Delta f_i(\cdot)\| + \|\Delta g_i(\cdot) x_{i+1}\| &\leq \delta_i, \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \\ \|d_i\| + \|\Delta f_i(\cdot)\| + \|\Delta g_i(\cdot) u\| &\leq \delta_i, \quad i = n \end{aligned} \quad (III.35)$$

Où δ_i est une constante positive inconnue.

Dans l'algorithme de la commande précédente de la section (§ II.3.3), on a résolu le problème d'explosion de termes et des perturbations externes par une compensation adaptative du gain de glissement ρ . Dans cette proposition [100-104], on va approximer ce gain par un système adaptatif flou $\hat{\rho} = \eta \rho_{fuzzy}$, où η est un paramètre de réglage adaptatif et ρ_{fuzzy} le gain de glissement flou.

En se basant sur le théorème d'approximation universelle, utilisant le produit d'inférence, la défuzzification par centre de gravité. La sortie est donnée par la forme suivante :

$$\hat{\rho} = \eta \rho_{fuzzy} \quad (III.36)$$

Où ρ_{fuzzy} est le vecteur de fonction floue de base et η^T est le vecteur de paramètre ajusté.

On définit le paramètre optimal η^* par :

$$\eta^* = \arg \min_{\eta \in \Omega_\eta} \left[\sup_{z \in U_z} |\hat{\rho}_{fuzzy}(z(t), \eta) - \rho| \right] \quad (III.37)$$

Où Ω_η est l'ensemble de contraintes pour η , défini comme $\Omega_\eta = \{\eta : |\eta| \leq M_\eta\}$ avec M_η une constante positive spécifiée par l'expert.

L'erreur d'approximation minimale w est définie par :

$$w = \left(\hat{\rho}_{fuzzy} (z(t), \eta^*) - \rho \right) \quad (III.38)$$

Les étapes suivantes représentent la procédure de conception de l'approche adaptative backstepping par mode glissant soutenue par l'approximateur flou.

Etape 1:

Deux variables d'erreur sont d'abord définies comme suit :

$$\begin{cases} z_1 = y - x_{1d} \\ z_2 = x_2 - x_{2d} \end{cases} \quad (III.39)$$

Où x_{1d} est le signal de référence et x_{2d} est une entrée de commande virtuelle.

En substituant la dynamique du système dans la dérivée de z_1 et en utilisant l'expression de z_2 , nous obtenons :

$$\dot{z}_1 = f_{01}(x_1) + g_{01}(x_1)z_2 + g_1(x_{01})x_{2d} + d_1 + \Delta f_1(x_1) + \Delta g_1(x_1)x_2 - \dot{x}_{1d} \quad (III.40)$$

L'expression $\rho_1 = \delta_1$ est définie pour simplifier l'expression de la commande. Pour que la loi de commande virtuelle par mode glissant soit contenue, on choisit la loi de commande par mode glissant suivante :

$$x_{2d} = -g_{01}^{-1} \left(f_{01} - \dot{x}_{1d} + k_1 z_1 + \hat{\eta}_1 \rho_{fuzzy1} \frac{z_1}{\left(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2 \right)^{1/2}} \right) \quad (III.41)$$

Où, k_1, ε_1 sont des paramètres de conception définies positif, et $\hat{\eta}_1$ est l'estimation de η_1 .

Ensuite, on considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^T z_1 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\eta}_1^2 \quad (III.42)$$

Où γ_1 est une constante positive, $\tilde{\eta}_1 = \eta_1 - \hat{\eta}_1$ est l'erreur d'estimation.

La dérivée temporelle de V_1 donne :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \frac{1}{2} z_1^T \dot{z}_1 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\eta}_1 \dot{\tilde{\eta}}_1 \\ &= z_1^T \left[g_{01} z_2 - k_1 z_1 + d_1 + \Delta f_1(x_1) + \Delta g_1(x_1) x_2 + w_1 - \frac{\hat{\eta}_1 \rho_{fuzzy1} z_1}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} \right] + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\eta}_1 \dot{\tilde{\eta}}_1 \end{aligned} \quad (III.43)$$

w_1 : est l'erreur d'approximation minimale pour étape 1

La loi d'adaptation pour η_1 est conçue comme suit :

$$\dot{\eta}_1 = \gamma_1 \left(-\varphi_1 \eta_1 + \frac{\rho_{fuzzy1} \|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} \right) \quad (III.44)$$

Où φ_1 est un paramètre de conception positif. En substituant l'équation (III.44) dans (III.43), on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1^T (g_{01} z_2 - k_1 z_1 + d_1 + \Delta f_1(x_1) + \Delta g_1(x_1) x_2 + w_1) - \varphi_1 \tilde{\eta}_1 \eta_1 \\ &\quad - \eta_1 \rho_{fuzzy1} \frac{\|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} - \tilde{\eta}_1 \left(\rho_{fuzzy1} \frac{\|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} - \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{\eta}}_1 - \varphi_1 \eta_1 \right) \end{aligned} \quad (III.45)$$

Nous utilisons l'équation suivante :

$$\varphi_1 \tilde{\eta}_1 \hat{\eta}_1 = \frac{1}{2} \varphi_1 \tilde{\eta}_1^2 + \frac{1}{2} \varphi_1 \hat{\eta}_1^2 - \frac{1}{2} \varphi_1 \eta_1^2 \quad (III.46)$$

L'équation (III.45) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1^T (g_{01} z_2 - k_1 z_1 + d_1 + \Delta f_1(x_1) + \Delta g_1(x_1) x_2 + w_1) - \frac{\eta_1 \rho_{fuzzy1} \|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} - \frac{1}{2} \varphi_1 [\tilde{\eta}_1^2 + \hat{\eta}_1^2 - \eta_1^2] \\ &\leq z_1^T g_{01} z_2 - \lambda_{\min}(k_1) \|z_1\|^2 - \frac{1}{2} \varphi_1 \tilde{\eta}_1^2 + \frac{1}{2} \varphi_1 \eta_1^2 + \eta_1 \rho_{fuzzy1} \|z_1\| - \frac{\eta_1 \rho_{fuzzy1} \|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} \end{aligned} \quad (III.47)$$

Puisque ε_1 est une constante positive, l'inégalité suivante est évidemment vraie :

$$-\frac{\|z_1\|^2}{(\|z_1\|^2 + \varepsilon_1^2)^{1/2}} \leq -\frac{\|z_1\|^2}{\|z_1\| + \varepsilon_1} \leq -\|z_1\| + \varepsilon_1 \quad (III.48)$$

De l'équation (III.47), et en utilisant, la condition (III.48), nous obtenons :

$$\dot{V}_1 \leq z_1^T g_{01} z_2 - \lambda_{\min}(k_1) \|z_1\|^2 - \frac{1}{2} \varphi_1 \tilde{\eta}_1^2 + \frac{1}{2} \varphi_1 \eta_1^2 + \eta_1 \rho_{fuzzy1} \varepsilon_1 \quad (III.49)$$

Etape i: $i = 2, \dots, n-1$

Dans cette étape, la variable d'erreur est définie comme suit :

$$z_{i+1} = x_{i+1} - x_{(i+1)d} \quad (III.50)$$

Où $x_{(i+1)d}$ est la commande virtuelle de l'étape i .

Substituant l'équation (III.50) dans l'expression de la dérivée de z_i , on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{z}_i &= \dot{x}_i - \dot{x}_{id} \\ &= f_{0i} + g_{0i} z_{i+1} + g_{0i} x_{(i+1)d} + d_i + \Delta f_i(x_1, \dots, x_i) + \Delta g_i(x_1, \dots, x_i) x_{i+1} - \dot{x}_{id} \end{aligned} \quad (III.51)$$

Définissons les incertitudes localisées contenant la dérivée de la commande virtuelle et les erreurs d'approximation floues comme suit :

$$E_i = d_i + \Delta f_i(x_1, \dots, x_i) + \Delta g_i(x_1, \dots, x_i) x_{i+1} + w_i + (\dot{x}_{id}) \quad (III.52)$$

En se basant sur la *Supposition 2*, on formule la *Supposition* suivante :

III.2.3.3 Supposition 3: les incertitudes localisées sont bornées telle que :

$$\|E_i\| \leq \rho_i, \quad i = 2, \dots, n .$$

Où ρ_i est une constante positive inconnue.

On peut compenser la commande virtuelle par une loi de commande adaptative par mode glissant et en choisissant la loi de contrôle pour l'étape i comme suit :

$$x_{(i+1)d} = -g_{0i}^{-1} \left(g_{0(i-1)}^T z_{i-1} + f_{0i} + k_i z_i + \hat{\eta}_i \rho_{fuzzyi} \frac{z_i}{(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2)^{1/2}} \right) \quad (III.53)$$

Où k_i, ε_i sont des paramètres de conceptions définies positifs. Les lois d'adaptations des vecteurs des paramètres η_i sont déduites dans ce qui suit.

En choisissant une fonction de Lyapunov V_i comme suit :

$$V_i = V_{i-1} + \frac{1}{2} z_i^T z_i + \frac{1}{2\gamma_i} \tilde{\eta}_i^2 \quad (III.54)$$

Où γ_i est une constante positive, $\tilde{\eta}_i = \eta_i - \hat{\eta}_i$ est l'erreur d'estimation. La dérivée de V_i est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= \dot{V}_{i-1} + z_i^T \dot{z}_i + \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\eta}_i \dot{\tilde{\eta}}_i \\ &= z_i^T \left[-g_{0(i-1)} z_{i-1} + g_{0i} z_{i+1} - k_i z_i + d_i + \Delta f_i(x_1, \dots, x_i) + \Delta g_i(x_1, \dots, x_i) x_{i+1} + w_i \right. \\ &\quad \left. - \dot{x}_{id} - \frac{\hat{\eta}_i \rho_{fuzzy} z_i}{\left(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2\right)^{1/2}} \right] + \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\eta}_i \dot{\tilde{\eta}}_i + \dot{V}_{i-1} \end{aligned} \quad (III.55)$$

La loi d'adaptation pour η_i est conçue comme suit:

$$\dot{\eta}_i = \gamma_i \left(-\varphi_i \eta_i + \frac{\rho_{fuzzy} \|z_i\|^2}{\left(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2\right)^{1/2}} \right) \quad (III.56)$$

Où φ_i est un paramètre positif.

En substituant l'équation (III.56) dans (III.55), on obtient:

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= \dot{V}_{i-1} + z_i^T \left(g_{0i} z_{i+1} - g_{0(i-1)} z_{i-1} - k_i z_i + d_i + \Delta f_i(x_1, \dots, x_i) + \Delta g_i(x_1, \dots, x_i) x_{i+1} \right. \\ &\quad \left. + w_i - \dot{x}_{id} \right) - \varphi_i \tilde{\eta}_i \eta_i - \eta_i \rho_{fuzzy} \frac{\|z_i\|^2}{\left(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2\right)^{1/2}} \end{aligned} \quad (III.57)$$

Soit :

$$\varphi_i \tilde{\eta}_i \hat{\eta}_i = \frac{1}{2} \varphi_i \tilde{\eta}_i^2 + \frac{1}{2} \varphi_i \hat{\eta}_i^2 - \frac{1}{2} \varphi_i \eta_i^2 \quad (III.58)$$

En substituant (III.58) dans (III.57), on peut obtenir :

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= \dot{V}_{i-1} + z_i^T \left(g_{0i} z_{i+1} - g_{0(i-1)} z_{i-1} - k_i z_i + d_i + \Delta f_i(x_1, \dots, x_i) + \Delta g_i(x_1, \dots, x_i) x_{i+1} \right. \\ &\quad \left. + w_i - \dot{x}_{id} \right) - \frac{1}{2} \varphi_i \tilde{\eta}_i^2 - \frac{1}{2} \varphi_i \hat{\eta}_i^2 + \frac{1}{2} \varphi_i \eta_i^2 - \eta_i \rho_{fuzzy} \frac{\|z_i\|^2}{\left(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2\right)^{1/2}} \end{aligned} \quad (III.59)$$

Puisque ε_i est une constante positive, l'inégalité suivante est vraie:

$$-\frac{\|z_i\|^2}{\left(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2\right)^{1/2}} \leq -\|z_i\| + \varepsilon_i \quad (III.60)$$

De l'équation (III.60), on peut satisfaire l'inégalité suivante :

$$z_i^T (d_i + \Delta f_i(x_1, \dots, x_i) + \Delta g_i(x_1, \dots, x_i) x_{i+1} - \dot{x}_{id}) - \rho_i \frac{\|z_i\|^2}{(\|z_i\|^2 + \varepsilon_i^2)^{1/2}} \leq \quad (III.61)$$

$$\|z_i\| \|d_i + \Delta f_i(x_1, \dots, x_i) + \Delta g_i(x_1, \dots, x_i) x_{i+1} + w_i - \dot{x}_{id}\| - \rho_i \|z_i\| + \varepsilon_i \rho_i \leq \varepsilon_i \rho_i$$

De façon récurrente, on peut réécrire l'équation (II.59) comme :

$$\dot{V}_i \leq z_i^T g_{0i} z_{i+1} - \sum_{j=1}^i \lambda_{\min}(k_j) \|z_j\|^2 - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i \varphi_j \tilde{\eta}_j^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i \varphi_j \eta_j^2 + \sum_{j=1}^i \eta_j \varepsilon_j \quad (III.62)$$

Par conséquent, on peut définir la dérivée de la fonction de Lyapunov à l'étape $n-1$ par:

$$\dot{V}_{n-1} \leq z_{n-1}^T g_{0(n-1)} z_n - \sum_{j=1}^{n-1} \lambda_{\min}(k_j) \|z_j\|^2 - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n-1} \varphi_j \tilde{\eta}_j^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n-1} \varphi_j \eta_j^2 + \sum_{j=1}^{n-1} \eta_j \rho_{fuzzyj} \varepsilon_j \quad (III.63)$$

La prochaine étape consiste à déterminer et construire l'expression de loi de commande réelle.

Etape n:

La dernière variable d'erreur est donnée par $z_n = x_n - x_{nd}$, et sa dérivée temporelle s'écrit :

$$\dot{z}_n = f_{0n} + g_{0n} u + d_n + \Delta f_n(x) + \Delta g_n(x) u - \dot{x}_{nd} \quad (III.64)$$

Pour garantir que le système est stable, le choix de l'expression de la commande est alors la suivante :

$$u = -g_{0n}^{-1} \left(g_{0(n-1)}^T z_{n-1} + f_{0n} + k_n z_n + \hat{\eta}_n \rho_{fuzzy n} \frac{z_n}{(\|z_n\|^2 + \varepsilon_n^2)^{1/2}} \right) \quad (III.65)$$

Où k_n, ε_n sont des paramètres de conceptions définies positif. La fonction de Lyapunov choisie dans cette étape est une version augmentée de la précédente :

$$V_n = V_{n-1} + \frac{1}{2} z_n^T z_n + \frac{1}{2\gamma_n} \tilde{\eta}_n^2 \quad (III.66)$$

Où γ_n est un paramètre de conception positif, et $\tilde{\eta}_n = \eta_n - \hat{\eta}_n$ est l'erreur d'estimation.

En prenant la dérivée de V_n , et en substituant les équations (III.64) et (III.65), on obtient :

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_n &= \dot{V}_{n-1} + z_n^T \dot{z}_n + \frac{1}{\gamma_n} \tilde{\eta}_n \dot{\tilde{\eta}}_n \\
 &= \dot{V}_{n-1} - z_n^T \left(-g_{0(n-1)}^T z_{n-1} - k_n z_n + d_n + \Delta f_n(x) + \Delta g_n(x)u + w_n - \dot{x}_{nd} \right) \\
 &\quad - \hat{\eta}_n \rho_{fuzzy} \frac{z_n}{\left(\|z_n\|^2 + \varepsilon_n^2 \right)^{1/2}} + \frac{1}{\gamma_n} \tilde{\eta}_n \dot{\tilde{\eta}}_n
 \end{aligned} \tag{III.67}$$

La loi d'adaptative de η_n est conçue comme :

$$\dot{\eta}_n = \gamma_n \left(-\varphi_n \eta_n + \frac{\rho_{fuzzy} \|z_n\|^2}{\left(\|z_n\|^2 + \varepsilon_n^2 \right)^{1/2}} \right) \tag{III.68}$$

Où φ_n est un paramètre positif. La substituant de l'équation (III.68) dans l'équation (III.67), conduit à :

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_n &= \dot{V}_{n-1} + z_n^T \left(g_{0(n-1)}^T z_{n-1} - k_n z_n + d_n + \Delta f_n(x) + \Delta g_n(x)u + w_n - \dot{x}_{nd} \right) - \varphi_n \tilde{\eta}_n \eta_n \\
 &\quad - \eta_n \rho_{fuzzy} \frac{\|z_n\|^2}{\left(\|z_n\|^2 + \varepsilon_n^2 \right)^{1/2}}
 \end{aligned} \tag{III.69}$$

Comme ε_n est une constante positive, l'inégalité suivante est vraie:

$$-\frac{\|z_n\|^2}{\left(\|z_n\|^2 + \varepsilon_n^2 \right)^{1/2}} \leq -\|z_n\| + \varepsilon_n \tag{III.70}$$

En substituant (III.63) dans (III.69) et en utilisant l'inégalité (III.70), on obtient :

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_n &\leq -\sum_{j=1}^n \lambda_{\min}(k_j) \|z_j\|^2 - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \varphi_j \tilde{\eta}_j^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \varphi_j \eta_j^2 + \sum_{j=1}^n \eta_j \rho_{fuzzy} \varepsilon_j \\
 &\leq -c_1 V_n + c_2
 \end{aligned} \tag{III.71}$$

Où $c_1 = \min \{ \lambda_{\min}(k_1) \dots \lambda_{\min}(k_n) \gamma_1 \varphi_1 \dots \gamma_n \varphi_n \}$, $c_2 = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \varphi_j \rho_j^2 + \sum_{j=1}^n \rho_j \rho_{fuzzy} \varepsilon_j$.

Le gain de glissement flou ρ_{fuzzy} est réglé en fonction de la grandeur de l'erreur de suivi, tandis que le paramètre de contrôle η est ajusté en ligne. Sur la base des analyses faites ci-dessus, donnons le théorème suivant :

III.2.3.4 Théorème: Considérons le système d'équations (III.34). Selon les Suppositions 1-3, l'entrée de commande réelle u est conçue selon l'équation (III.65), l'entrée de commande virtuelle est désignée par les équations (III.41) et (III.53) tandis que les lois d'adaptation sont

données par les équations (III.44), (III.56) et (III.68). L'erreur de suivi du système et les erreurs d'estimation des incertitudes convergent vers un voisinage de l'origine.

$$\Omega = \{z_1, \dots, z_n, \tilde{\eta}_1, \dots, \tilde{\eta}_n \mid V_n \leq 2c_2 / c_1\} \quad (III.72)$$

III.2.4 Résultats de Simulations

III.2.4.1 Système chaotique de «Genesis»

Pour valider l'approche proposée, on considère l'exemple du système chaotique de la section (§II.2.2.3). Dans cette application la dynamique de ce système est considéré partiellement inconnue. On propose d'utiliser un système adaptatif flou pour approximer le gain de glissement ρ_i . Les ensembles flous des entrées sont définis selon les fonctions d'appartenance montrées dans la figure (III.8).

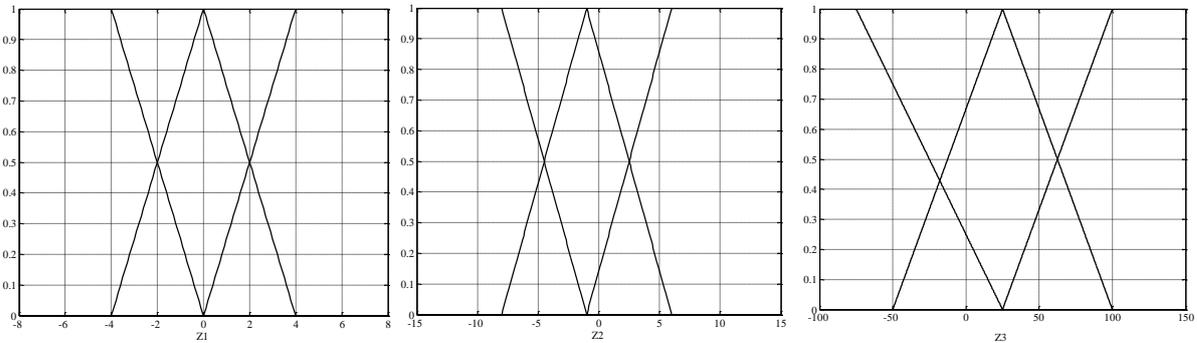


Figure III.8 Les fonctions D'appartenance

Afin de tester la robustesse du contrôleur développé, on applique la commande à l'instant $t = 10$.

Deux conditions de fonctionnement du système chaotique sont utilisées pour évaluer le contrôleur proposé *AFBSMC*. Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures suivantes :

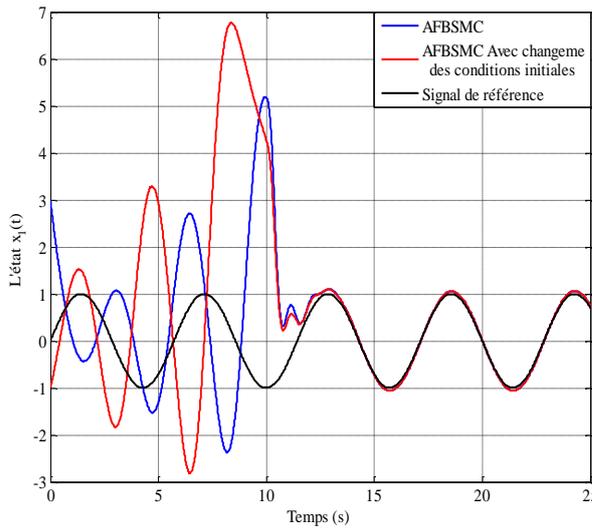


Figure III.9 L'évolution de l'état $x_1(t)$

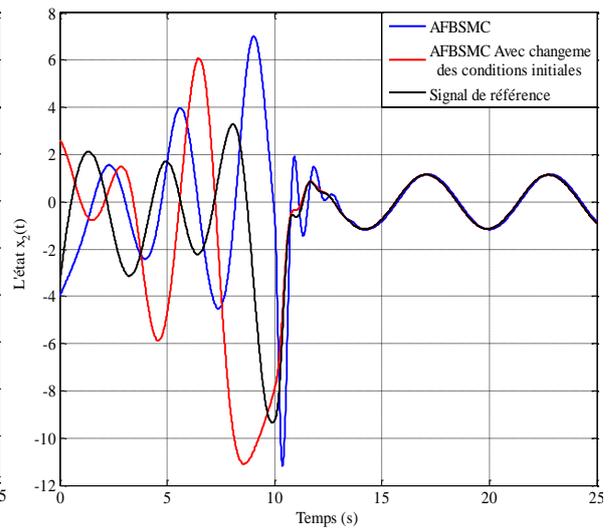


Figure III.10 L'évolution de l'état $x_2(t)$

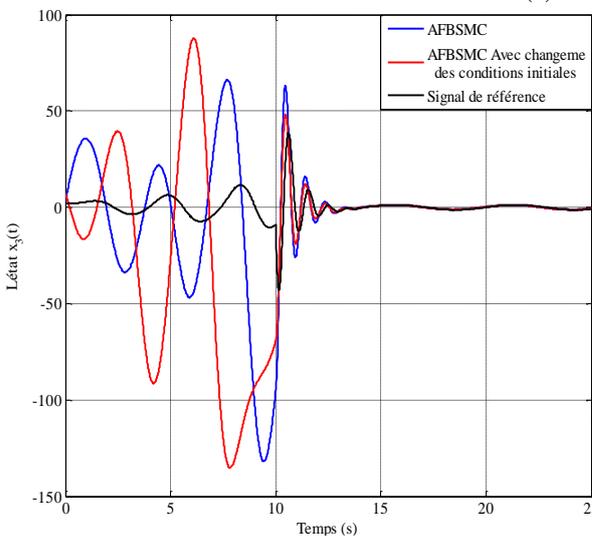


Figure III.11 L'évolution de l'état $x_3(t)$

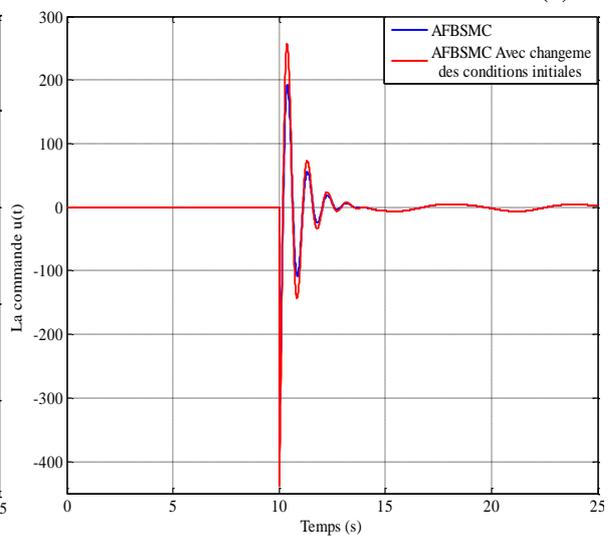


Figure III.12 L'évolution de la commande $u(t)$

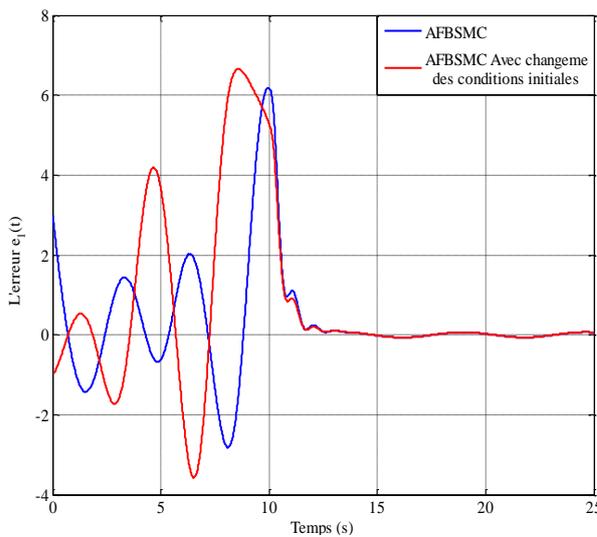


Figure III.13 Le signal d'erreur $e_1(t)$

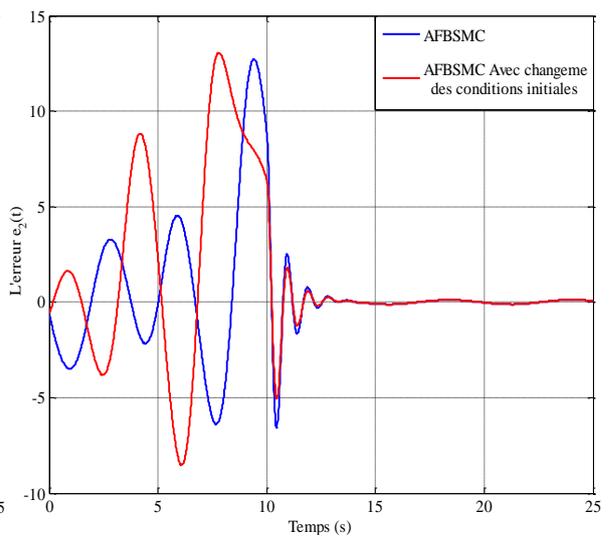


Figure III.14 Le signal d'erreur $e_2(t)$

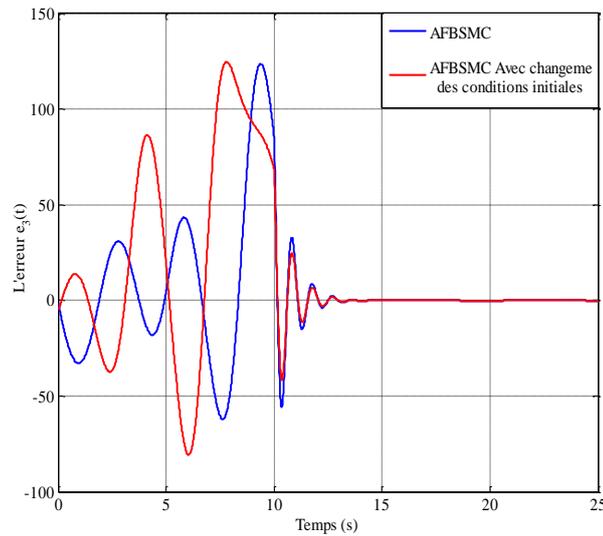


Figure III.15 Le signal d'erreur $e_3(t)$

Les figures (III.9-11) montrent que les états du système convergent vers les consignes souhaitées et toutes les erreurs de suivi convergent également vers zéro comme montre les figures (III.13-15). À partir du résultat montré par la figure (III.12), on constate que le signal de commande est complètement lisse

On peut conclure à travers ces différentes figures que l'objectif d'atténuation des perturbations est atteint et que le système en boucle fermée est asymptotiquement stable, et cela, malgré la présence des incertitudes et des perturbations qui ne vérifient pas la condition de recouvrement (matching condition). Ces résultats de simulation confirment l'efficacité et la robustesse de la stratégie de commande qu'on a proposée.

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a proposé deux méthodes combinant l'approche adaptative backstepping par mode glissant et la technique d'approximation floue. Cette étude a conduit à l'élaboration de deux algorithmes de commande intelligente appliquée au contrôle des systèmes non linéaires qui peuvent être difficiles à modéliser et pouvant avoir des perturbations extérieures. Le premier algorithme fondé sur l'utilisation de l'incorporation des règles floues pour décrire le comportement dynamique des systèmes non linéaires et d'approximer la fonction signe qui se traduit par l'apparition du phénomène de broutement au niveau de signal de commande. Le deuxième algorithme montré que l'approximation floue du gain du glissement pourrait être avantageusement utilisé pour compenser les incertitudes du système non linéaire.

Chapitre IV

*Commande Adaptative Floue
Synergétique Des Systèmes
Non linéaires*

Commande Adaptative Floue Synergétique

Des Systèmes Non linéaires

IV.1 Introduction

La simulation numérique des commandes adaptative floue backstepping par mode glissant (*AFBSMC*) présentée dans le chapitre précédent permet d'avoir une idée sur l'efficacité de ces approches où les résultats de simulations montrent une convergence rapide des erreurs de poursuite ainsi qu'une robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et certains types de perturbations extérieures. Cependant, tous ces aspects positifs ne doivent pas masquer certains inconvénients à savoir le développement théorique des commandes *AFBSMC*, où on a recours à des hypothèses simplificatrices soit au niveau de la modélisation ou au niveau de la commande, ainsi la simulation numérique ne peut pas refléter tous les phénomènes physiques, car il est difficile, si ce n'est impossible, de les modéliser. Par ailleurs, certaines contraintes technologiques ne sont pas prises en compte lors de la simulation comme les erreurs de mesures dues aux capteurs, le temps d'échantillonnage, les retards, les temps de traitement de données, les bruits de mesures, etc. Pour cela, l'implémentation en temps réel d'une commande sur un banc d'essais, est très importante, car elle permet de mesurer réellement l'efficacité de l'approche développée et validée en simulation. Elle permet également de détecter ou mettre en évidence certaines contraintes physiques négligées lors de la mise en œuvre. La commande synergétique est considérée comme une méthodologie puissante de conception de commande robuste. Sa robustesse et sa facilité de mise en œuvre en pratique ont mis en avant cette approche de contrôle relativement nouvelle. La combinaison de cette dernière avec la modélisation floue pour construire une commande intelligente nommée commande adaptative floue synergétique (*AFSC*) est la technique qu'on se propose d'étudier et d'appliquer à un modèle non linéaire d'un système électrique à travers la simulation et la validation en temps réel dans diverses conditions de fonctionnement dont le but de commander le système non linéaire, d'améliorer sa stabilité et de démontrer ainsi la pertinence de la proche proposée.

IV.2 Description du système

Un convertisseur DC-DC de type abaisseur (DC-DC Buck converter) est un ensemble des composantes électroniques passives et actives variées interconnectées formant un système complexe. Il est utilisé comme des interfaces entre une source d'énergie électrique et une charge. Ce convertisseur est populaire en raison de leur petite taille et de leur efficacité par rapport aux convertisseurs classiques lorsque les puissances mises en jeu sont importantes. Il est utilisé dans les ordinateurs personnels, les périphériques informatiques et les adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues [105,106].

Le rôle de la conversion de puissance réside dans le transfert de puissance de la source vers la charge en convertissant les tensions et les courants d'une tension et/ou une fréquence prédéterminée à une autre. Un contrôleur est nécessaire pour la gestion du processus de transfert de puissance. Le but essentiel du processus de conversion est d'obtenir un rendement aussi élevé que possible tout en réalisant les conversions désirées en utilisant les lois de commande adéquates [105,106].

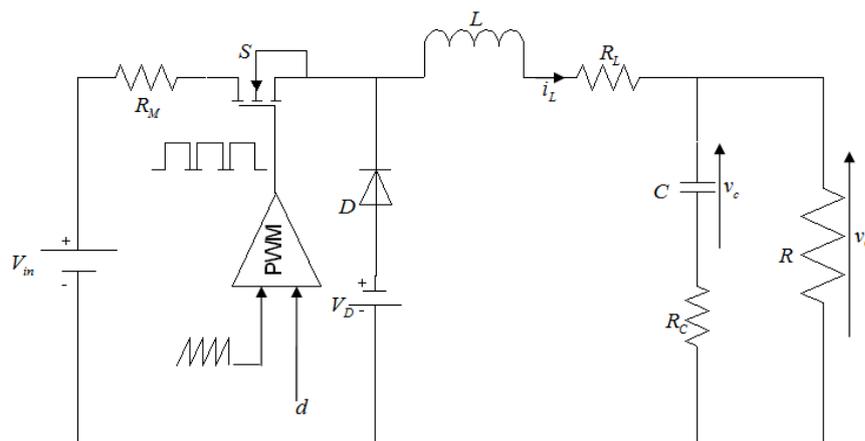


Figure IV.1 Schéma du circuit équivalent d'un convertisseur abaisseur

Le circuit d'un convertisseur abaisseur tenant en considération les éléments parasites est illustré en figure (IV.1). Dans ce schéma, les composants du convertisseur ne sont pas considérés idéaux, et R_C , R_L et R_M représentent respectivement la résistance série équivalente du condensateur C , la résistance de l'inductance L et celle de l'interrupteur S . V_D représente la tension interne de la diode D . Le fonctionnement principal d'un convertisseur abaisseur est la conversion d'une tension d'entrée V_{in} en une tension de sortie v_o plus faible.

Le convertisseur est basé sur une technologie en mode de commutation dans laquelle l'interrupteur S est complètement ouvert ou complètement fermé.

En utilisant les lois fondamentales de Kirchhoff sur les tensions et les courants, le modèle moyen décrivant les dynamiques de la tension du condensateur $v_c(t)$ et le courant de l'inductance $i_L(t)$ d'un convertisseur abaisseur en mode de conduction continue est alors donné par:

$$\begin{cases} \dot{i}_L(t) = -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{RR_C}{R+R_C} \right) i_L(t) - \frac{R}{L(R+R_C)} v_c(t) - \frac{V_D}{L} + \frac{1}{L} (V_D + V_{in} + R_M i_L(t)) d \\ \dot{v}_c(t) = \frac{R}{C(R+R_C)} i_L(t) + \frac{1}{C(R+R_C)} v_c(t) \end{cases} \quad (IV.1)$$

La tension de sortie $v_0(t)$ peut être déterminée à l'aide de l'équation suivante:

$$v_0(t) = \frac{RR_C}{R+R_C} i_L(t) + \frac{R}{(R+R_C)} v_c(t) \quad (IV.2)$$

Pour maintenir la tension de sortie $v_0(t)$ constante, le rapport cyclique d du signal de commande PWM est ajusté par certains contrôleurs pour assurer la commutation de l'interrupteur S . Par conséquent, la robustesse du convertisseur DC-DC est essentielle pour une large plage de fonctionnement, différentes charges et plusieurs points de fonctionnement. L'objectif principal de ce chapitre étant la conception d'une commande robuste d'un convertisseur DC-DC abaisseur, à travers la plus récente approche : à savoir la commande synergétique ainsi que la variante avancée de celle-ci.

IV.3 Synthèse d'une loi de commande synergétique d'un convertisseur abaisseur DC-DC

La commande synergétique a été introduite comme moyen de contrôle des systèmes à structure variable [11,12,52,107]. Depuis lors, il y a eu un grand intérêt de la communauté spécialisée dans son développement. Le principal avantage du contrôle SC sur d'autres types de méthodes de contrôle non linéaires est sa facilité de mise en œuvre. Ceci le rend bien adapté aux fins de régulation de la tension et le courant DC-DC [31,108].

On considère l'équation d'état du convertisseur DC-DC abaisseur réécrite sous la forme suivante [109]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = F(x) + G(x)d \\ y(t) = Mx \end{cases} \quad (IV.3)$$

Sachant que $x = [x_1 \ x_2]^T$ représente le vecteur d'état où $x_1 = i_L(t)$ et $x_2 = v_c(t)$ désignent respectivement le courant de l'inducteur et la tension du condensateur, $y(t) = v_0(t)$ est la tension de sortie et d le rapport cyclique du signal PWM du convertisseur DC-DC.

Les fonctions $F(x)$, $G(x)$ et M sont définies comme:

$$\begin{aligned} F(x) &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left[R_L + \frac{RR_c}{R+R_c} \right] & -\frac{R}{L(R+R_c)} \\ \frac{R}{C(R+R_c)} & +\frac{1}{C(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\ G(x) &= \begin{bmatrix} +\frac{1}{L} R_M & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (V_D + V_{in}) \\ 0 \end{bmatrix} \\ M &= \begin{bmatrix} \frac{RR_c}{R+R_c} & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (IV.4)$$

L'objectif de la commande **SC** pour un convertisseur abaisseur DC-DC est de contrôler le convertisseur pour une tension de sortie constante souhaitée $y_d = v_{ref}$, quelles que soient les variations de charge et d'entrée.

La conception du contrôleur **SC** est basée sur le choix de la macro-variable puis sur la détermination d'une loi de commande permettant de conduire l'état du système au point d'équilibre. Dans ce but, on définit la macro-variable non linéaire de la forme suivante :

$$\sigma(t) = e(t) + \lambda \int e(t) dt \quad (IV.5)$$

Où $e(t) = y(t) - y_d$ est la dynamique de l'erreur de la tension de sortie du convertisseur abaisseur $v_0(t)$ et λ est une constante permettant la combinaison linéaire entre les entrées de contrôleur $(e(t), \int e(t) dt)$ et la macro-variable $\sigma(t)$.

La contrainte sur la macro-variable est définie par :

$$\tau \dot{\sigma}(t) + \sigma(t) = 0 \quad (IV.6)$$

τ est un paramètre de contrôle spécifique qui impose la vitesse de convergence de la macro-variable (IV.5) vers la manifold $\sigma(t) = 0$.

La dérivée en fonction du temps de l'équation (IV.5) est donnée par :

$$\dot{\sigma}(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) \quad (\text{IV.7})$$

Où la dynamique de l'erreur peut être déterminée par l'équation différentielle suivante:

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= M \dot{x}(t) \\ &= M F(x) + M G(x) d \end{aligned} \quad (\text{IV.8})$$

En substituant l'équation (IV.8) dans l'équation (IV.7), on obtient :

$$\dot{\sigma}(t) = M F(x) + M G(x) d + \lambda e(t) \quad (\text{IV.9})$$

On considère sans perte de généralités que, $f(x) = M F(x)$ et $g(x) = M G(x)$. Alors, l'équation de l'erreur (IV.9) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{\sigma}(t) = f(x) + g(x) d + \lambda e(t) \quad (\text{IV.10})$$

En substituant l'équation (IV.10) dans l'équation (IV.6), on a :

$$f(x) + g(x) d + \lambda e(t) = -\tau^{-1} \sigma(t) \quad (\text{IV.11})$$

La résolution pour la loi de commande synergétique d , mène à (IV.12):

$$d = -\left[\tau^{-1} \sigma(t) + \lambda e(t) + f(x) \right] g(x)^{-1} \quad (\text{IV.12})$$

Si le modèle nominal du système et les incertitudes paramétriques sur les composants de circuit ainsi que les perturbations sont connus, on peut facilement construire la loi de commande synergique (IV.12).

En pratique, les composants de circuit ne sont pas parfaitement connus en raison de la présence d'une grande densité de flux magnétique dans le noyau ferromagnétique de l'inductance, la température dissipée par la charge et les matériaux de fabrication des composants du circuit, etc. [100,111]. De plus, la charge du convertisseur peut varier dans le temps ainsi que la source d'entrée de tension. Ces variations peuvent conduire à des résultats peu fiables. Pour faire face à ce problème, la modélisation floue fait l'objet principal de la section suivante.

IV.4 Synthèse d'une loi de commande adaptative floue synergétique d'un convertisseur abaisseur DC-DC :

La tâche abordée dans cette section consiste à remplacer la dynamique du système par des systèmes adaptatifs flous de la forme (IV.14) et (IV.15) respectivement, et de construire des lois d'adaptation pour ajuster les paramètres estimés dans le but d'assurer la convergence du système en boucle fermée. La loi de commande (IV.12) devient alors:

$$d_{FSC} = -\left[\tau^{-1}\sigma(t) + \lambda e(t) + \hat{f}(x/\theta_f)\right] \hat{g}(x/\theta_g)^{-1} \quad (IV.13)$$

Où $\hat{f}(x/\theta_f)$ et $\hat{g}(x/\theta_g)$ sont les approximations floues des fonctions f et g .

$$\hat{f}(x/\theta_f) = \theta_f^T \xi_f(x) \quad (IV.14)$$

$$\hat{g}(x/\theta_g) = \theta_g^T \xi_g(x) \quad (IV.15)$$

Où $\xi_f(x)$ et $\xi_g(x)$ sont les vecteurs de fonctions floues de base, $\theta_f = [\theta_{f_1}, \dots, \theta_{f_n}]^T$ et

$\theta_g = [\theta_{g_1}, \dots, \theta_{g_m}]^T$ sont les vecteurs de paramètres ajustés.

On définit l'erreur d'approximation minimale par l'expression suivante:

$$\varepsilon = \left[f(x) - \hat{f}(x/\hat{\theta}_f)\right] + \left[g(x) - \hat{g}(x/\hat{\theta}_g)\right] d_{FSC} \quad (IV.16)$$

Les systèmes flous sont caractérisés par une seule fonction floue de base ce qui nous permet d'obtenir les estimations \hat{f} et \hat{g} simultanément, ceci implique que $\xi_f(x) = \xi_g(x)$.

IV.4.1 Théorème 1[41]

Considérons le système non linéaire (IV.3), soumis à l'action de la commande (IV.13), dont la dynamique du système (f et g) est approximée par \hat{f} et \hat{g} données par les systèmes flous (IV.14) et (IV.15) respectivement, avec les vecteurs θ_f et θ_g ajustés par les lois adaptatives $\dot{\theta}_f = \mu_f \sigma \xi(x)$ et $\dot{\theta}_g = \mu_g \sigma \xi(x) d_{FSC}$. Alors, la loi de commande définie par (IV.13) garantit la stabilité du système (IV.3) en boucle fermée, et vérifie les propriétés suivantes :

1- les vecteurs de paramètres ajustés θ_f et θ_g sont bornés et vérifient : $|\theta_f| \leq M_f$ et

$$|\theta_g| \leq M_g \text{ pour tout } t \geq 0.$$

$$2- \int_0^t |\sigma(\zeta)|^2 d\zeta \leq \alpha + \beta \int_0^t |\varepsilon(\zeta)|^2 d\zeta$$

Pour tout $t \geq 0$, où α et β sont des constantes, et ε est l'erreur d'approximation minimale définie par (IV.16).

3- Si ε dans (IV.16) est carrée sommable (squared integrable), c'est-à-dire

$$\int_0^{\infty} |\varepsilon(\zeta)|^2 d\zeta < \infty, \text{ alors } \lim_{t \rightarrow \infty} |\sigma(t)| = 0.$$

IV.4.2 Démonstration

Définissons $\hat{\theta}_f$ et $\hat{\theta}_g$ les paramètres optimaux de θ_f et θ_g des systèmes flous $\hat{f}(x/\theta_f)$ et $\hat{g}(x/\theta_g)$, respectivement:

$$\hat{\theta}_f = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[\sup_{x \in \mathbb{R}^n} |\hat{f}(x/\theta_f) - f(x)| \right] \quad (\text{IV.17})$$

$$\hat{\theta}_g = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left[\sup_{x \in \mathbb{R}^n} |\hat{g}(x/\theta_g) - g(x)| \right] \quad (\text{IV.18})$$

Où Ω_f et Ω_g sont des ensembles de contraintes pour θ_f et θ_g respectivement, spécifiés par l'expert. Ces ensembles sont définis comme :

$$\Omega_f = \left\{ \theta_f : |\theta_f| \leq M_f \right\} \quad (\text{IV.19})$$

$$\Omega_g = \left\{ \theta_g : |\theta_g| \leq M_g \right\} \quad (\text{IV.20})$$

Avec M_f et M_g sont des constantes positives spécifiées par l'expert. Notons que les paramètres optimaux $\hat{\theta}_f$ et $\hat{\theta}_g$ sont des constantes artificielles inconnues introduites uniquement pour faire l'étude théorique de la stabilité de l'algorithme de commande. Si on choisit \hat{f} et \hat{g} de la forme (IV.14) et (IV.15), on peut réécrire l'équation (IV.10) comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(t) &= \lambda e(t) + f(x) + g(x) d_{FSC} + \hat{g}(x/\hat{\theta}_g) d_{FSC} - \hat{g}(x/\hat{\theta}_g) d_{FSC} \\ &= \left(f(x) - \hat{f}(x/\hat{\theta}_f) \right) + \left(g(x) - \hat{g}(x/\hat{\theta}_g) \right) d_{FSC} - \frac{1}{\tau} \sigma(t) \\ &\quad + \left(\hat{f}(x/\hat{\theta}_f) - \hat{f}(x/\theta_f) \right) + \left(\hat{g}(x/\hat{\theta}_g) - \hat{g}(x/\theta_g) \right) d_{FSC} \\ &= \varepsilon + \left(\hat{\theta}_f^T - \theta_f^T \right) \xi(x) + \left(\hat{\theta}_g^T - \theta_g^T \right) \xi(x) d_{FSC} - \frac{1}{\tau} \sigma(t) \end{aligned} \quad (\text{IV.21})$$

On définit les erreurs d'estimation paramétrique $\tilde{\theta}_f$ et $\tilde{\theta}_g$ comme suit :

$$\tilde{\theta}_f = (\hat{\theta}_f - \theta_f) \quad (IV.22)$$

$$\tilde{\theta}_g = (\hat{\theta}_g - \theta_g) \quad (IV.23)$$

Donc on peut récrire l'équation (IV.21) sous la forme :

$$\dot{\sigma}(t) = \varepsilon + \tilde{\theta}_f^T \xi(x) + \tilde{\theta}_g^T \xi(x) d_{FSC} - \frac{1}{\tau} \sigma(t) \quad (IV.24)$$

IV.4.2.1 Analyse de la stabilité et de la robustesse

L'étude de la stabilité et de la robustesse de la commande synthétisée est traitée en utilisant la théorie de Lyapunov. Alors, on considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \left[\sigma(t)^2 + \frac{1}{\mu_f} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{\mu_g} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g \right] \quad (IV.25)$$

Où, μ_f et μ_g sont des constantes positives.

Alors la dérivée de V par rapport au temps est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma(t) \dot{\sigma}(t) + \frac{1}{\mu_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\mu_g} \tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g \\ &= \sigma(t) \left[\tilde{\theta}_f^T \xi(x) + \tilde{\theta}_g^T \xi(x) d_{FSC} + \varepsilon - \frac{1}{\tau} \sigma(t) \right] + \frac{1}{\mu_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\mu_g} \tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g \\ &= \sigma(t) \left[\varepsilon - \frac{1}{\tau} \sigma(t) \right] + \tilde{\theta}_f^T \left[\sigma(t) \xi(x) - \frac{1}{\mu_f} \dot{\tilde{\theta}}_f \right] + \tilde{\theta}_g^T \left[\sigma(t) \xi(x) d_{FSC} - \frac{1}{\mu_g} \dot{\tilde{\theta}}_g \right] \end{aligned} \quad (IV.26)$$

Si on choisit les lois d'adaptation pour les vecteurs de paramètres ajustés θ_f et θ_g suivantes :

$$\dot{\theta}_f = \mu_f \sigma(t) \xi(x) \quad (IV.27)$$

$$\dot{\theta}_g = \mu_g \sigma(t) \xi(x) d_{FSC} \quad (IV.28)$$

À partir des équations (IV.26), (IV.27) et (IV.28), on obtient:

$$\dot{V} = -\frac{1}{\tau} \sigma(t)^2 + \sigma(t) \varepsilon \quad (IV.29)$$

Pour construire les vecteurs de paramètres θ_f et θ_g appartenant aux ensembles de contraintes Ω_f et Ω_g , respectivement, les lois d'adaptation (IV.27) et (IV.28) sont remplacées par leurs projections définies par :

$$\dot{\theta}_f = \begin{cases} \mu_f \sigma(t) \xi(x) & \text{si } (|\theta_f| < M_f) \quad \text{ou } (|\theta_f| = M_f \text{ et } \sigma(t) \theta_f^T \xi(x) \leq 0) \\ \mu_f \sigma(t) \xi(x) - \mu_f \sigma(t) \frac{\theta_f \theta_f^T \xi(x)}{|\theta_f|^2} & \text{si } (|\theta_f| = M_f \text{ et } \sigma(t) \theta_f^T \xi(x) > 0) \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

$$\dot{\theta}_g = \begin{cases} \mu_g \sigma(t) \xi(x) d_{FSC} & \text{si } (|\theta_g| < M_g) \quad \text{ou } (|\theta_g| = M_g \text{ et } \sigma(t) \theta_g^T \xi(x) d_{FSC} \leq 0) \\ \mu_g \sigma(t) \xi(x) d_{FSC} - \mu_g \sigma(t) d_{FSC} \frac{\theta_g \theta_g^T \xi(x)}{|\theta_g|^2}, & \text{si } (|\theta_g| = M_g \text{ et } \sigma(t) \theta_g^T \xi(x) d_{FSC} > 0) \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

De (IV.30) et (IV.31), on assure que $|\theta_f| \leq M_f$ et $|\theta_g| \leq M_g$ pour tout $t \geq 0$.

Pour compléter la démonstration et établir la convergence asymptotique de la trajectoire d'erreur, on a besoin de montrer que $\sigma \rightarrow 0$ quant $t \rightarrow \infty$.

De l'équation (IV.26), on utilise les lois d'adaptation modifiées (IV.30) et (IV.31), il vient :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{1}{\tau} \sigma(t)^2 + \sigma(t) \varepsilon \\ &\leq -\frac{1}{\tau} |\sigma(t)|^2 + |\sigma(t)| |\varepsilon| \end{aligned} \quad (\text{IV.32})$$

Qui peut être réécrite comme :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2\tau} |\sigma(t)|^2 - \frac{1}{2\tau} (|\sigma(t)| - \tau |\varepsilon|)^2 + \frac{\tau}{2} |\varepsilon|^2 \quad (\text{IV.33})$$

Qui peut être simplifiée :

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2\tau} |\sigma(t)|^2 + \frac{\tau}{2} |\varepsilon|^2 \quad (\text{IV.34})$$

Par intégration des deux côtés de (IV.34), et après quelques simples manipulations, on a :

$$\int_0^t |\sigma(\varsigma)|^2 d\varsigma \leq 2\tau [V(0) + V(t)] + \tau^2 \int_0^t |\varepsilon(\varsigma)|^2 d\varsigma \quad (\text{IV.35})$$

En définissant

$$\alpha = 2\tau \left[|V(0)| + |V(\infty)| \right] \quad (\text{IV.36})$$

$$\beta = \tau^2 \quad (\text{IV.37})$$

Où α et β sont des constantes, l'équation (IV.35) devient (IV.38):

$$\int_0^t |\sigma(\zeta)|^2 d\zeta \leq \alpha + \beta \int_0^t |\varepsilon(\zeta)|^2 d\zeta \quad (\text{IV.38})$$

A partir de (IV.38), si $\varepsilon \in L_2$, on a $\sigma \in L_2$ et $\dot{\sigma} \in L_\infty$ et on a démontré que toutes les variables dans le côté droit de (IV.26) sont bornées. Par conséquent, l'utilisation du lemme de **Barbalat** [112-113], si $\sigma \in L_2 \cap L_\infty$ et $\dot{\sigma} \in L_\infty$, on a $\lim_{t \rightarrow \infty} |\sigma(t)| = 0$, donc le système est stable et l'erreur converge asymptotiquement vers zéro.

Pour montrer l'efficacité et la performance de la méthode proposée, des résultats de simulation ainsi qu'une implémentation pratique ont été abordés dans la section suivante.

IV.5 Résultats et discussions

Dans cette section, la conception et l'application de la commande **AFSC** d'un convertisseur abaisseur DC-DC est réalisée. Afin d'évaluer l'efficacité du contrôleur proposé, la simulation numérique a été effectuée sur le convertisseur illustré par la figure (VI.1).

Les paramètres de système sont donnés dans le tableau (IV.1).

Tableau IV.1 Les paramètres du convertisseur abaisseur DC-DC [41]

C	R	L	V_{in}	v_{ref}
$470\mu F$	25Ω	$50mH$	$30V$	$12V$

Dans ce qui suit, on introduit les étapes nécessaires pour la conception de la commande **AFSC**:

Pour la construction des systèmes d'approximation floue, les ensembles flous des entrées $i_L(t)$ et $v_c(t)$ sont définis selon les fonctions d'appartenance montrées par les figures (IV.1) et (IV.2) respectivement.

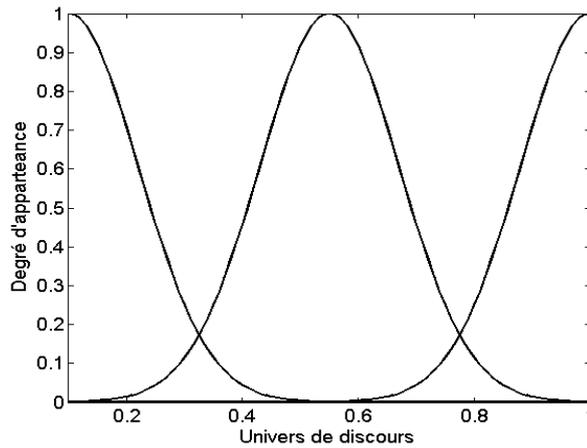


Figure IV.2 Les fonctions d'appartenance pour l'entrée $i_L(t)$

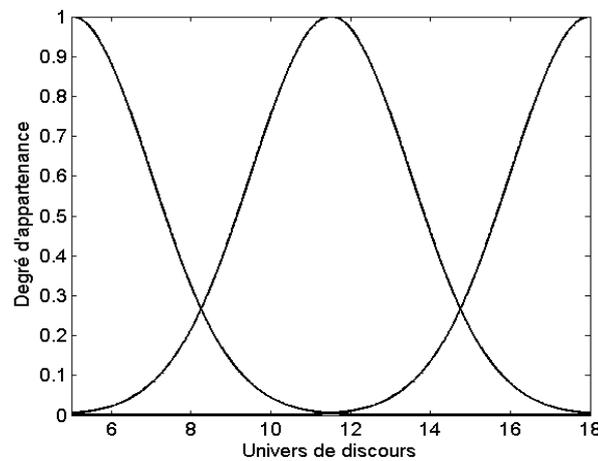


Figure IV.3 Les fonctions d'appartenance pour l'entrée $v_c(t)$

Dans notre application, la base des règles floues et le vecteur de paramètres θ_g du convertisseur étudié peuvent être initialisés aléatoirement (les éléments de θ_g sont choisis non nuls). Vu que l'on n'a pas assez d'informations sur $\hat{f}(x|\theta_f)$, les valeurs initiales de θ_f sont choisies nuls. On utilise les lois d'adaptation (IV.27) et (IV.28) pour ajuster les vecteurs des paramètres θ_f et θ_g . Les expressions des fonctions $\hat{f}(x|\theta_f)$ et $\hat{g}(x|\theta_g)$ sont données par les équations (IV.14) et (IV.15), respectivement. Le modèle Simulink pour construire la fonction estimée $\hat{f}(x|\theta_f)$ et l'algorithme de projection définis par (IV.30) est représenté par la figure (IV.4).

La fonction floue de base exprimée par la forme suivante :

$$\xi^{(l_1, l_2)}(x) = \frac{\mu_{F_1^{l_1}}(x_1)\mu_{F_2^{l_2}}(x_2)}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \sum_{l_2=2}^{m_2} \mu_{F_1^{l_1}}(x_1)\mu_{F_2^{l_2}}(x_2)} \quad (IV.39)$$

Avec m_1 et m_2 étant les nombres des ensembles flous ($F_1^{l_1}$ et $F_2^{l_2}$) pour les entrées $i_L(t)$ et $v_c(t)$ respectivement. Ici m_1 et m_2 sont choisis tel que $m_1 = m_2 = 3$.

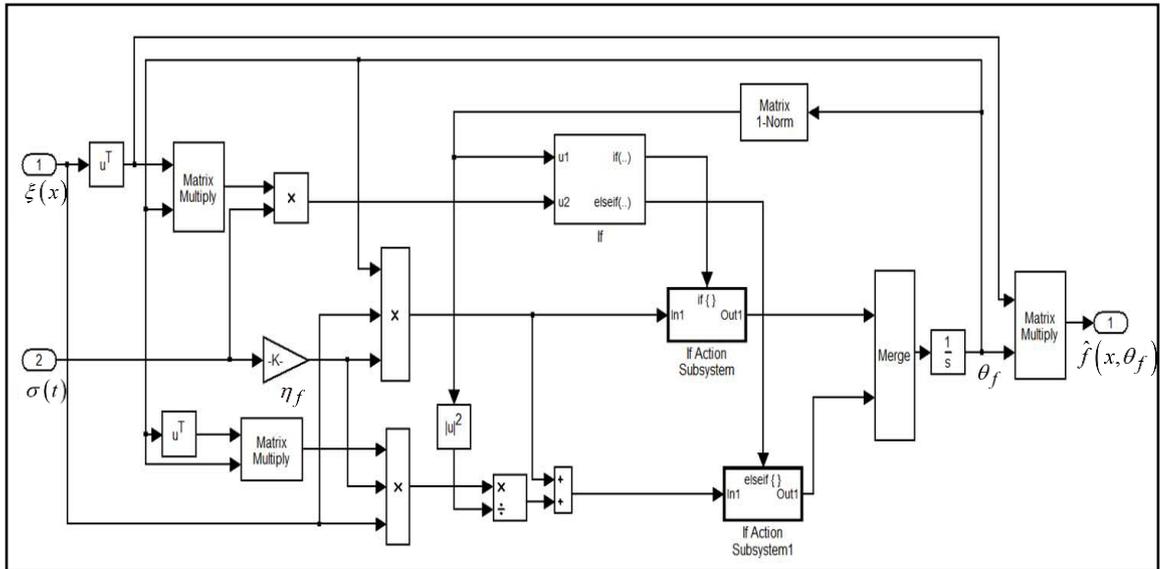


Figure IV.4 Schéma du modèle Simulink pour construire la fonction $\hat{f}(x, t)$

La figure (IV.5) montre la procédure de construction de $\xi^{(l_1, l_2)}(x)$, qui présente le centre de gravité de l'ensemble flou de sortie.

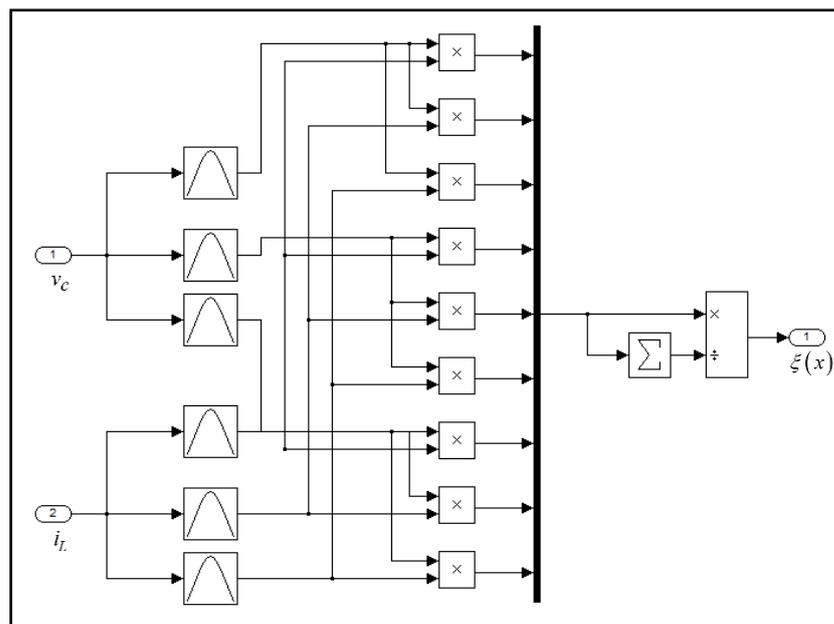


Figure IV.5 Schéma du modèle Simulink pour construire la fonction de base floue

La dernière étape consiste à appliquer le signal de commande obtenu à partir de l'équation (IV.13).

Les paramètres de contrôle (λ et τ) utilisés dans la loi de commande (VI.13) ont été sélectionnés sur la base d'essais d'erreur, ne conduisant donc pas à des performances optimales. Pour résoudre ce problème, la méthode d'optimisation par l'essaim de particules **PSO** [41] est utilisée.

Les approximateurs flous sont utilisés en même temps que l'algorithme **PSO**, dont les paramètres optimisés assurent une convergence rapide de la macro-variable $\sigma(t)$ et aussi des paramètres ajustables des systèmes flous (θ_f et θ_g).

L'optimisation par essaim de particules **PSO**, en tant qu'algorithmes évolutifs est une méthode de recherche heuristique et globale qui explore l'espace de recherche nécessaire pour atteindre l'optimum global, à l'aide d'un algorithme basé sur la population et modelé sur l'intelligence des essais.

Dans cette section, la technique **PSO** introduite dans [114,115], est utilisée pour minimiser une fonction objective, obtenant ainsi des réglages de paramètres optimaux de la commande **AFSC** de convertisseur DC-DC proposée.

Les étapes suivantes résument la méthode d'optimisation **PSO** pour désigner le contrôleur **AFSC** optimal appliqué au convertisseur abaisseur DC-DC :

1. Les paramètres (λ et τ) sont initialisés aléatoirement par les contraintes suivantes :

$$\begin{aligned} 20 \leq \lambda \leq 80 \\ 10^{-3} \leq \tau \leq 1 \end{aligned} \tag{IV.40}$$

2. Le programme de **PSO** [41], évalue la fonction objective (fitness) définie par le critère (IV.41), pour garder la meilleure valeur de λ et τ .

$$ITAE = \int_0^t |e(t)| dt \tag{IV.41}$$

Le critère *ITAE* est l'intégrale de l'erreur absolue pondérée par le temps (*Integral Time multiplied by Absolute value of the Error*) où $e(t) = v_o(t) - v_{ref}$ est l'erreur de suivi.

3. Les valeurs de λ et τ , sont modifiés au moyen des équations particulières de l'algorithme **PSO** pour aller à une autre itération.

4. Si l'itération courante devient égale à l'itération maximale la procédure s'arrête, sinon la procédure continue en revenant au point 2.

L'organigramme général de la conception de la commande adaptative floue synergétique optimale du convertisseur peut être illustré sur la figure (IV.6).

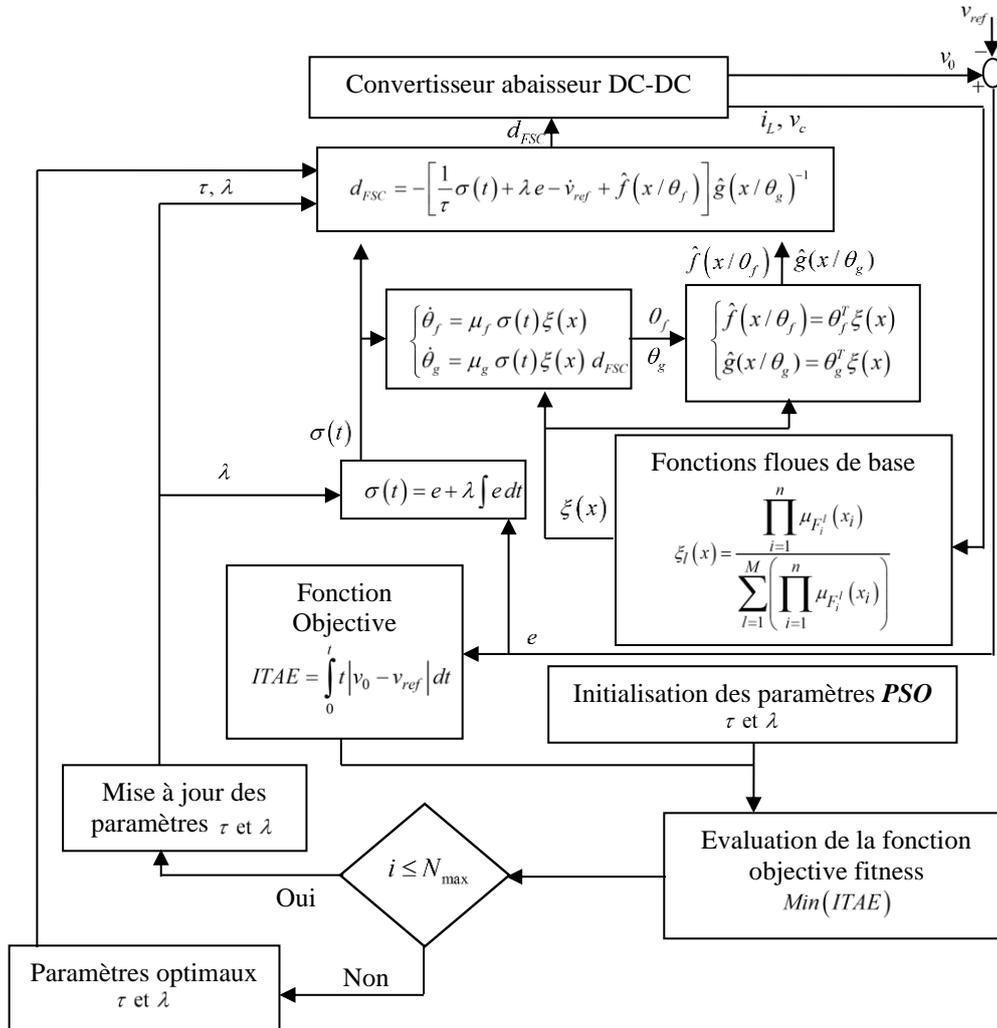


Figure IV.6 Organigramme d'optimisation des paramètres de la commande AFSC

L'évolution de la fonction fitness est représentée par la figure (IV.7). Cette fonction atteint une valeur finie puisque l'erreur de suivi est réglée à zéro.

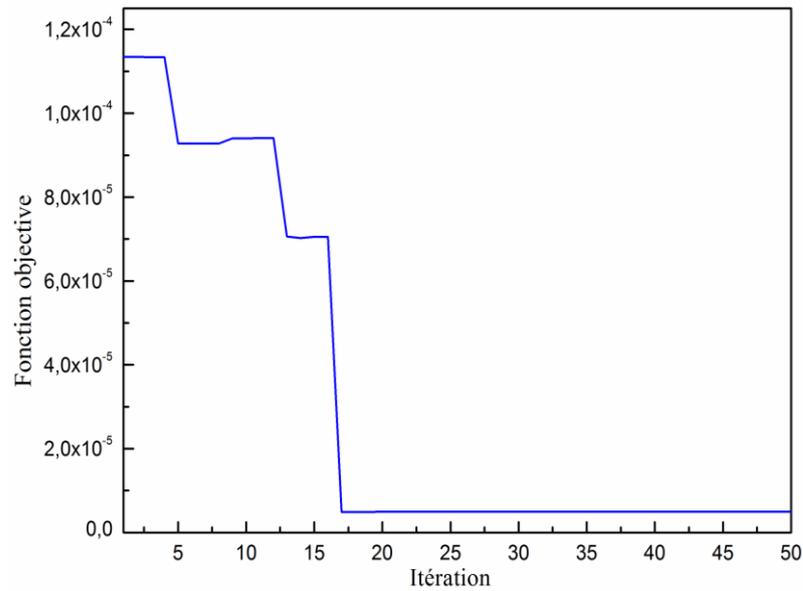


Figure IV.7 Evolution de la fonction objective

Ainsi, les valeurs de λ et τ sont fixées à $\lambda = 64.01$ et $\tau = 0.3210$ respectivement, comme montre les figures (IV.8) et (IV.9).

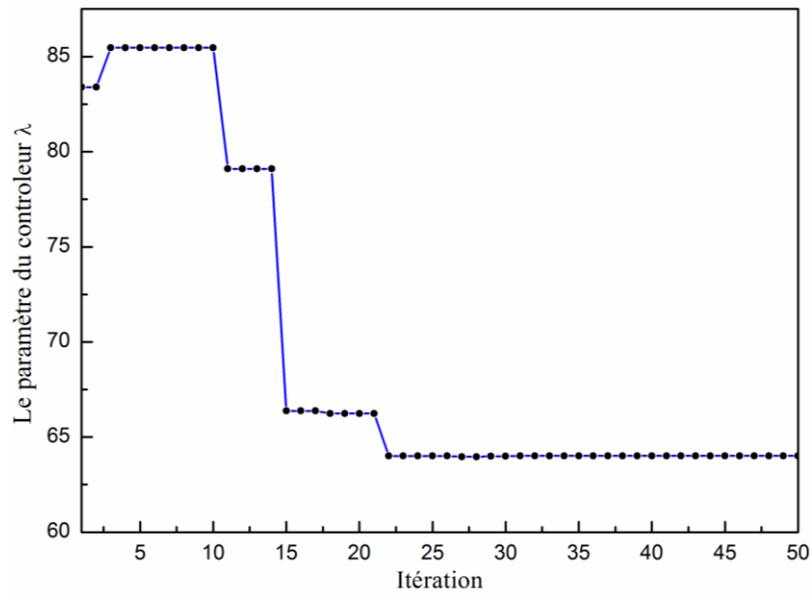


Figure IV.8 Evolution du paramètre λ

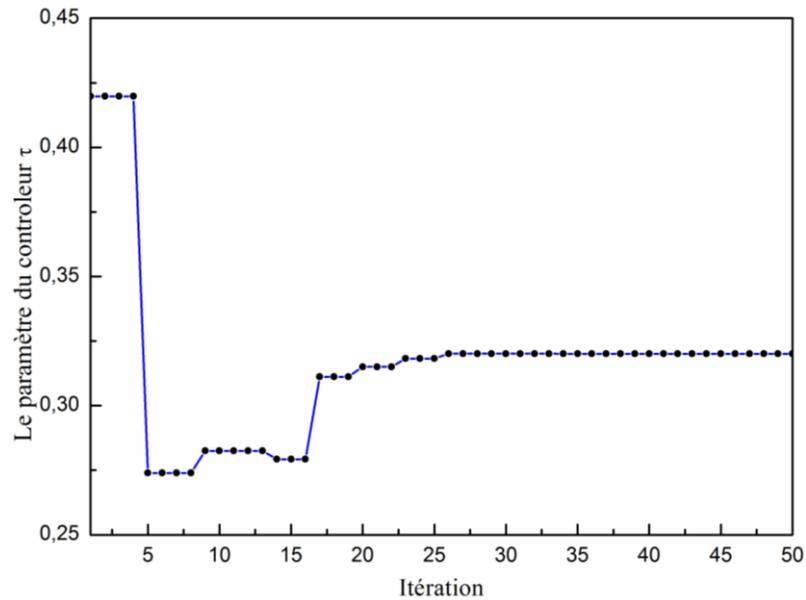


Figure IV.9 Evolution du paramètre τ

Dans la simulation, un certain nombre de tests sont employés pour examiner le système. Dans chacun, la commande proposée *AFSC* a été comparée avec la commande synergétique conventionnelle *SC*.

Scénario 1:

Le convertisseur fonctionne avec les conditions nominales suivantes: une tension de référence $v_{ref} = 12V$ et une charge nominale $R = 25\Omega$. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes:

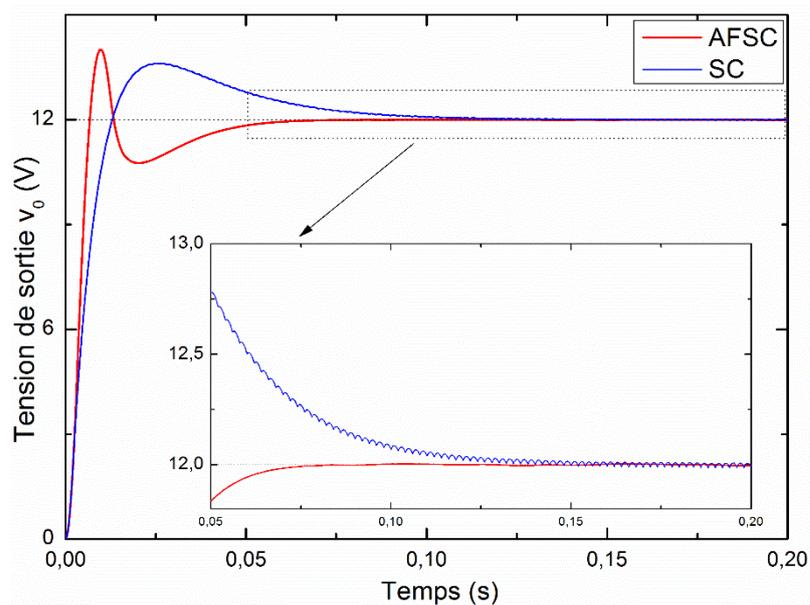


Figure IV.10 Evolution de la tension de sortie

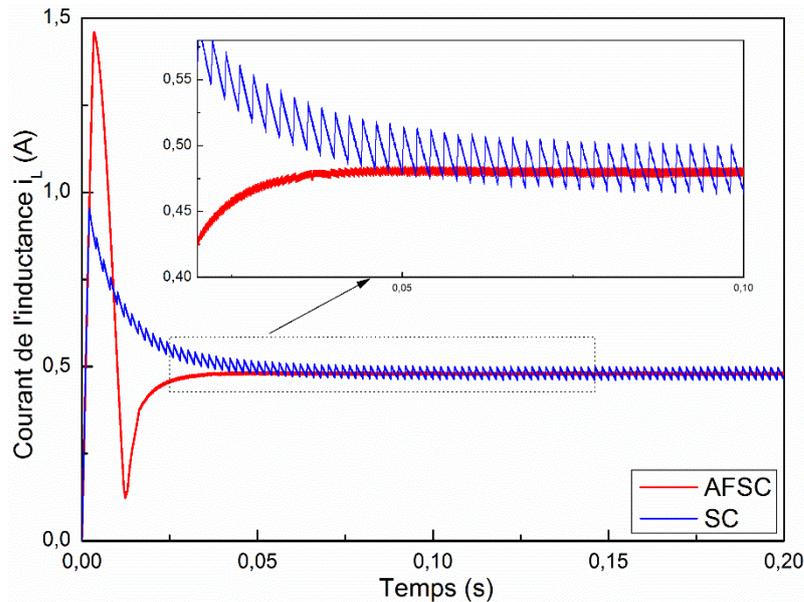


Figure IV.11 Evolution du courant de l'inducteur

Les résultats montrent que l'approche utilisée à savoir la commande *AFSC* présente de meilleures performances en termes de temps de réponse relativement au contrôleur *SC*.

Scénario 2:

Les performances du contrôleur *AFSC* sont analysées en présence de variations de la charge. Cette dernière, est variée de sa valeur nominale $R = 25\Omega$ à $R = 50\Omega$ de façon périodique.

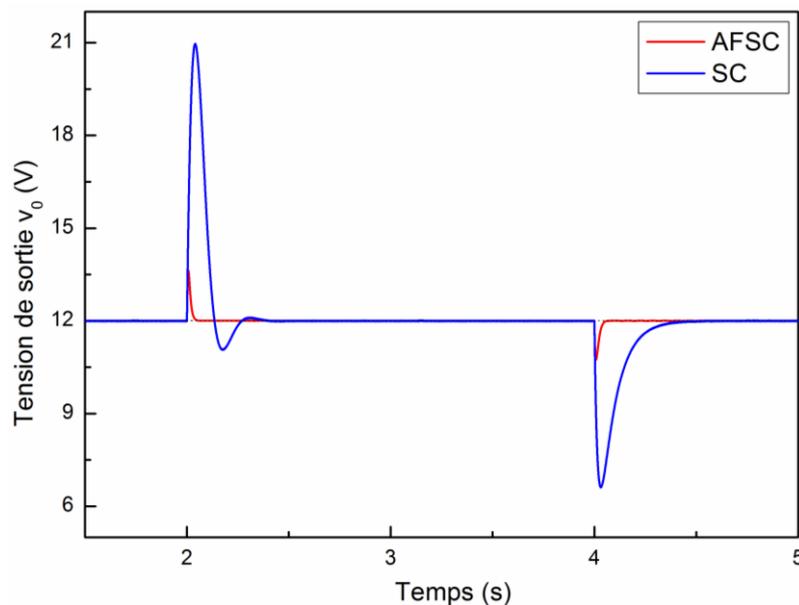


Figure IV.12 Evolution de la tension de sortie

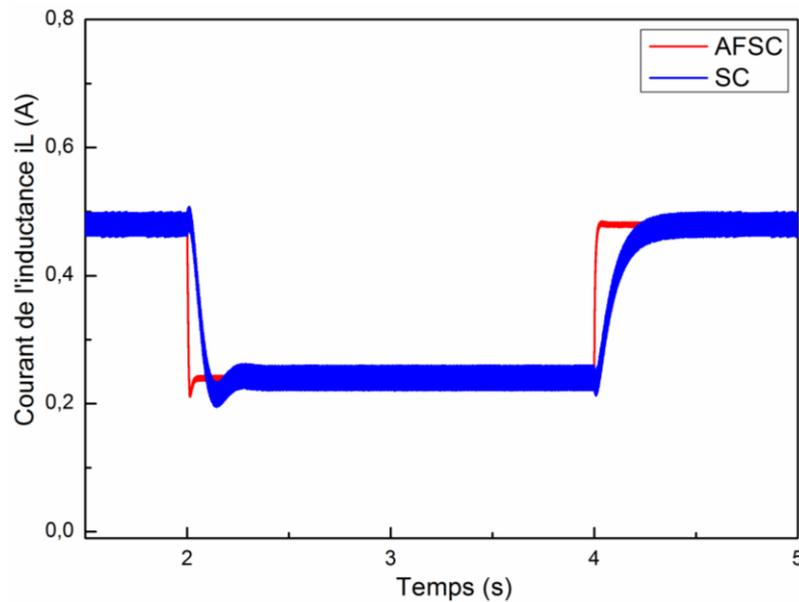


Figure IV.13 Evolution du courant de l'inducteur

Lorsqu'il est comparé au contrôleur *SC*, le contrôleur proposé (*AFSC*) étale effectivement des performances supérieures dans l'amélioration de la convergence en temps court des réponses du système tout en limitant les dépassements, comme le montrent clairement les Figures (IV.12) et (IV.13).

Scénario 3:

Un test classique souvent utilisé permettant de comparer la robustesse des algorithmes de commande proposés consistant en une variation du signal de référence est maintenant considérée. Un changement de la tension de référence de 12V à 5V est produit, avec un pas temporel constant égal à $t = 2\text{sec}$. Les résultats de simulation sont présentés par les figures (IV.14) et (IV.15).

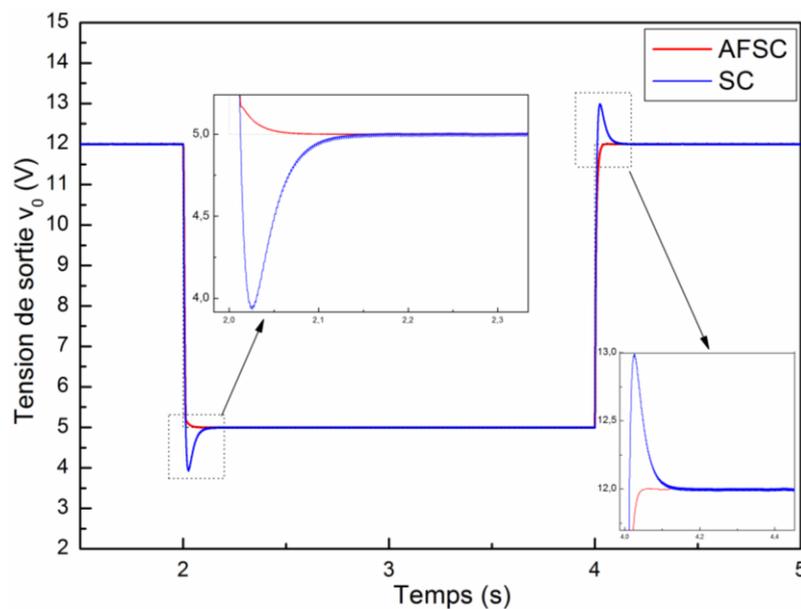


Figure IV.14 Evolution de la tension de sortie

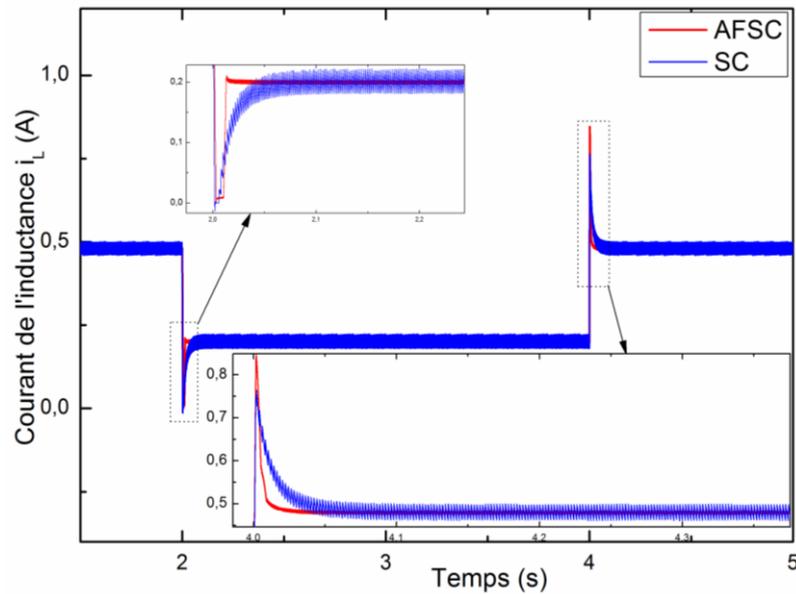


Figure IV.15 Evolution du courant de l'inducteur

Il apparaît clairement des figures (IV.14) et (IV.15), que la commande *AFSC* a un temps de réponse plus rapide que la commande synergétique classique *SC* conformément aux changements des valeurs de la tension de référence en sortie.

Scénario 4:

La boucle de contrôle est soumise au test de changement de la tension d'alimentation pour une charge donnée. Les figures (IV.16 et IV.17) montrent la performance du contrôleur proposé lors du changement périodique de la tension d'alimentation $V_{in} = 45 \text{ V}$ à $V_{in} = 24 \text{ V}$.

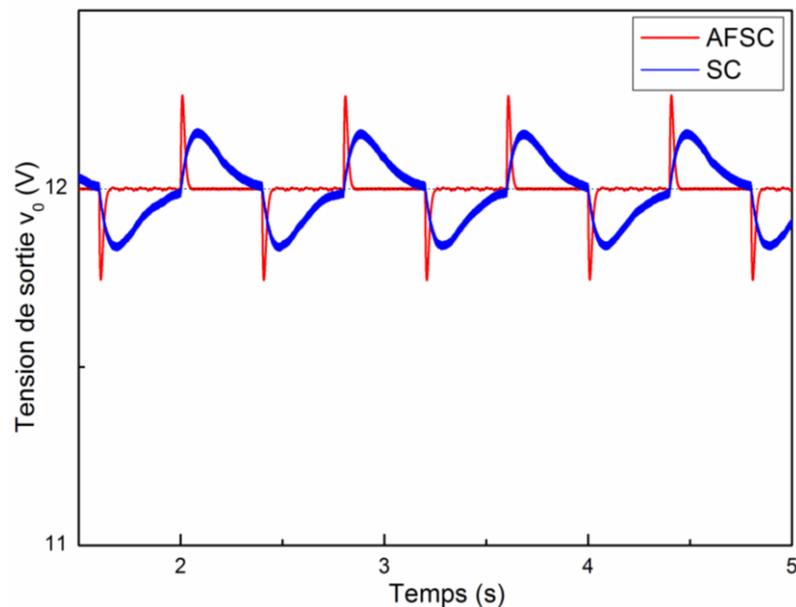


Figure IV.16 Evolution de la tension de sortie

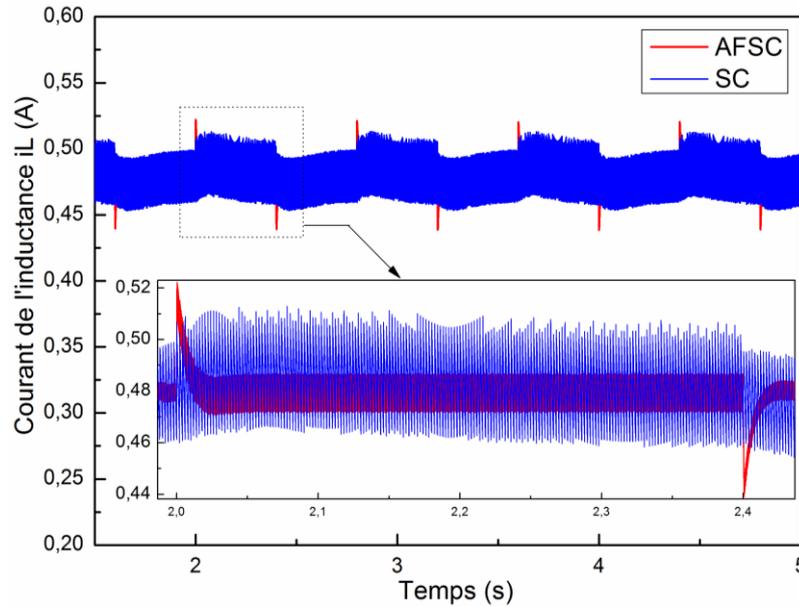


Figure IV.17 Evolution du courant de l'inducteur

Les résultats de simulation montrent que les réponses du contrôleur *SC* sont sérieusement affectées par les variations au niveau de la tension d'entrée. Il est évident d'après ces résultats que le système commandé par le contrôleur *AFSC* présente une meilleure robustesse et a une réponse satisfaisante lorsqu'il est soumis à ce type de perturbations et d'incertitudes.

Les performances et la robustesse de la commande *AFSC* appliquée à un convertisseur DC-DC abaisseur ont été vérifiées expérimentalement en utilisant la carte dSpace DS1104. Les résultats expérimentaux sont reportés dans les figures (IV.19) à (IV.22). Les incertitudes aussi bien sur les paramètres du système que sur la charge sont prises en considération. Le banc d'essai monté en laboratoire est montré en figure (IV.18). Les résultats expérimentaux corroborent avec les résultats de simulation illustrant les améliorations de suivi de l'approche *AFSC* sur la commande *SC*.

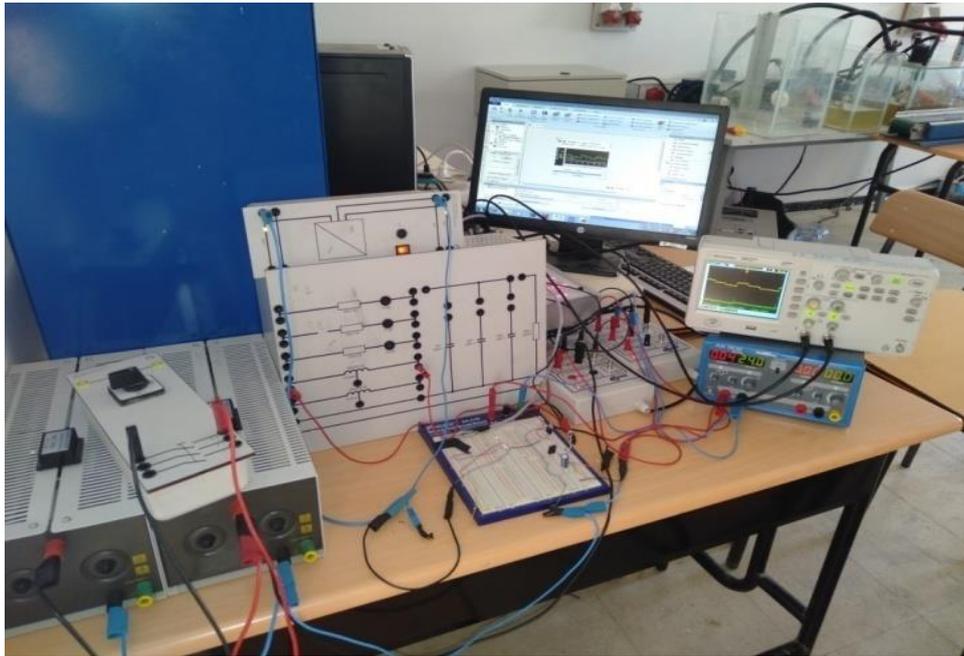


Figure IV.18. Banc d'essai pour la validation de la commande *AFSC* d'un convertisseur DC-DC abaisseur

Les évolutions du courant de l'inducteur et de la tension de sortie obtenus par la commande *AFSC* du premier scénario sont montrées en Figure (IV.19).

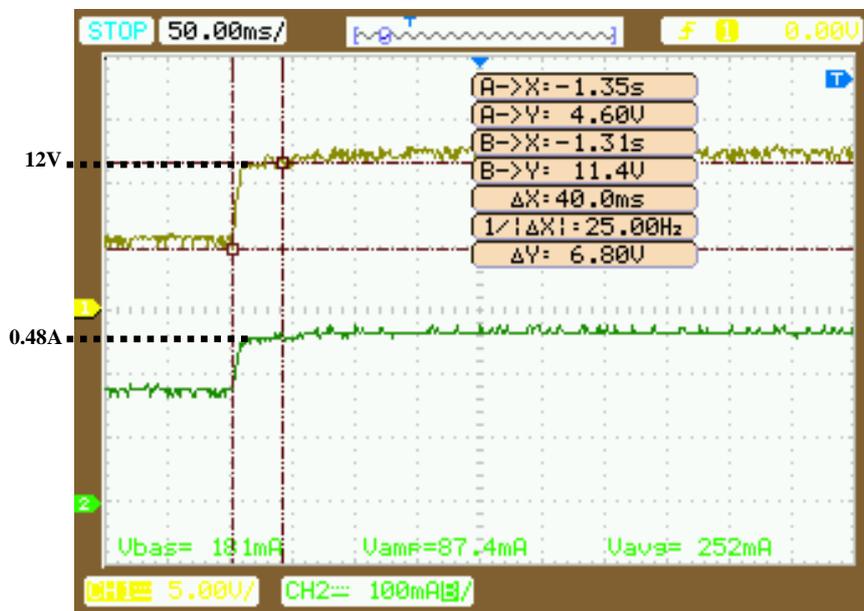


Figure IV.19 Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie

On remarque d'après la Figure (IV.20) que le courant inducteur et la tension de sortie suivent instantanément les changements produits par la variation de la tension de référence. Le temps de réponse est réduit et les dépassements sont minimisés.

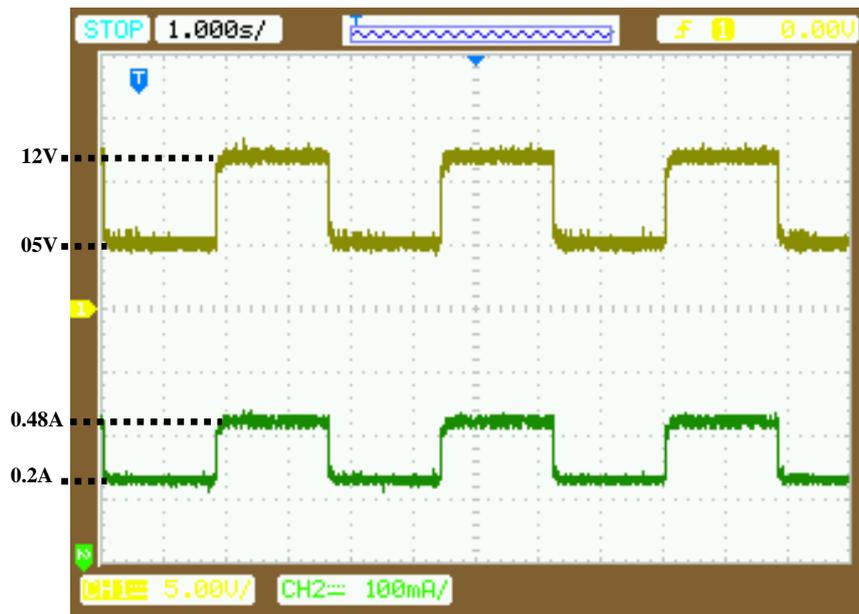


Figure IV.20 Evolution du courant de l'inducteur et de la tension de sortie

L'évolution de la tension de sortie et du courant inducteur du convertisseur pour une variation de charge de 25Ω à 50Ω est montrée en Figure (IV.21). On remarque que la tension de sortie contrôlée par la commande *AFSC* n'est pas affectée par les perturbations au niveau de la charge.



Figure IV.21 Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie

On peut conclure que les performances obtenues en utilisant la commande *AFSC* sont remarquables en dépit des perturbations introduites au niveau de la tension d'alimentation comme montre la Figure (IV.22).

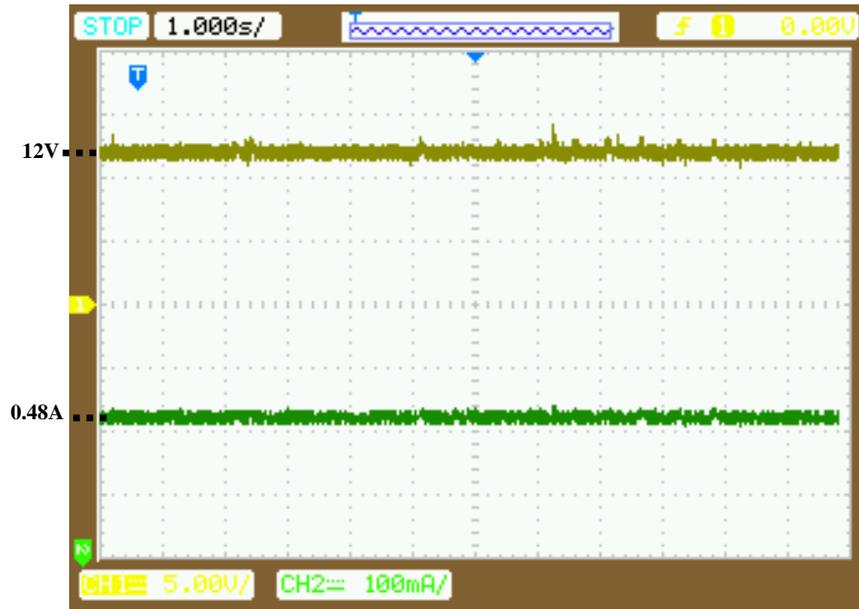


Figure IV.22 Evolution du courant de l'inductance et de la tension de sortie

IV.6 Conclusion

Ce chapitre présente, l'application d'une commande non linéaire intelligente basée sur la théorie de commande synergétique et les systèmes flous pour commander un système non linéaire représenté par un convertisseur statique DC-DC abaisseur. Le choix des paramètres optimaux de la commande proposée est surmonté par la technique d'optimisation par l'essaim de particules *PSO*. Ainsi, le modèle mathématique exact du convertisseur est obtenu par l'incorporation des règles floues décrivant le comportement dynamique de ce système. Les résultats de simulation montrent que l'approche *AFSC* garantit le suivi de la tension de sortie et fournit une performance globale meilleure que le contrôle synergétique classique, ainsi que l'implémentation sur une carte dSpace a également été présentée pour illustrer les performances de la stratégie proposée.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans le cadre des travaux de recherche du laboratoire *LSI* où a été effectué la plupart de ce travail, il m'a été possible de découvrir plusieurs aspects des théories de commande en général et la commande des systèmes non linéaires en particulier.

L'objectif principal de cette thèse était la conception des contrôleurs intelligents appliqués à certaines classes de systèmes non linéaires, dont l'efficacité est évaluée par simulation en soumettant les systèmes considérés à diverses perturbations. Nous avons élaboré différents algorithmes de commande adaptative en utilisant les approches de contrôle non linéaires, à savoir la commande adaptative backstepping par mode glissant, la commande adaptative backstepping synergétique et des variantes avancées de celles-ci. La mise en œuvre de ces algorithmes repose sur une démarche naturelle mettant en avant l'applicabilité des solutions théoriques préconisées pour la commande des systèmes complexes non linéaires. Pour l'ensemble des algorithmes proposés, et en nous basant sur les travaux scientifiques antérieurs, nous avons cherché une association de critères de robustesse et de stabilité conduisant à synthétiser des lois de commande performantes.

Après avoir exposé les bases des commandes non linéaires classiques et récentes (adaptative, backstepping, mode glissant, synergétique et logique floue), nous avons introduit dans le deuxième chapitre l'approche adaptative backstepping par mode glissant, ainsi que ses avantages tels que, la robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures. Nous avons également rappelé les principaux inconvénients de cette commande à savoir, l'explosion des termes et l'existence d'un phénomène de broutement. Pour remédier efficacement à ces problèmes, nous avons proposé alors dans la deuxième partie du chapitre, une solution qui consiste à rendre les gains de commande adaptés aux contraintes du processus.

Dans le troisième chapitre, nous avons proposé une méthode combinant l'approche adaptative backstepping mode glissant et la modélisation floue. Cette dernière est employée dans le premier algorithme *AFBSMC* pour rapprocher les dynamiques inconnues des systèmes étudiés et le terme discontinu de loi de commande par mode glissant. Ainsi, le phénomène de broutement (chattering) peut être éliminé. Dans le second algorithme, les gains de la commande *AFBSMC* sont adaptés par des systèmes flous pour surmonter le problème des incertitudes et des perturbations non modélisées et/ou inconnues dans certaines classes de systèmes non linéaires.

L'algorithme de la commande adaptative floue synergétique a été étudié dans le quatrième chapitre. Cet algorithme permet d'obtenir un bon suivi de la trajectoire de référence et une robustesse face aux incertitudes et aux perturbations extérieures. À titre d'illustration, l'application de la commande *AFSC* pour un convertisseur abaisseur DC-DC est développée, dans l'objectif de mettre en évidence les particularités de l'approche proposée. Afin de valider l'efficacité de la technique *AFSC*, l'implémentation en temps réel sur un banc d'essais est présentée. Différentes situations ont été envisagées afin de tester d'une part les performances de poursuite et d'autre part la robustesse du système commandé. Les résultats obtenus ont permis de confirmer ceux obtenus en simulation et assurer les performances de poursuite désirées malgré les importantes perturbations considérées.

Des travaux sont en cours pour l'introduction des approches terminales appliquées aux systèmes non linéaires. Ces algorithmes permettraient d'accélérer le temps de convergence surtout en ce qui concerne les systèmes des énergies renouvelables.

Annexe

A.1 Comparaison des performances des techniques de commandes développées

Dans cette section les performances des techniques de commandes développées ont été synthétisées à travers les résultats de simulations et d'implémentation en temps réel qui ont été obtenus.

Tableau : Comparaison des performances des techniques de commandes développées

Techniques de commandes \ Performances du système	Avantages	Inconvénients
Adaptative Backstepping «AB»	- Robuste face aux incertitudes paramétriques	N'est pas satisfaite à assurer la stabilité des systèmes non linéaires face aux perturbations externes. - Engendre le problème de l'explosion des termes dans la synthèse de la loi de commande des systèmes d'ordre élevé.
Mode Glissant «SMC»	- Robuste face aux perturbations externes.	- Le phénomène de broutement généré par la loi de commande discontinue détériore le fonctionnement des systèmes. - N'est pas satisfaisante face aux perturbations non structurées. - Le choix du gain de commutation k nécessite la connaissance appropriée des bornes des incertitudes et des perturbations.
Adaptative Backstepping par Mode Glissant «ABSMC» Algorithme 1	- Robuste face aux incertitudes et aux perturbations externes.	- Le phénomène de broutement généré par la loi de commande discontinue détériore le fonctionnement des systèmes. - N'est pas satisfaisante face aux perturbations non structurées. - Le choix du gain de commutation k nécessite la connaissance appropriée des bornes des incertitudes et des perturbations. - Nécessite la connaissance exacte du modèle descriptif de la dynamique des systèmes non linéaires
Adaptative Backstepping par Mode Glissant «ABSMC» Algorithme 2	- Robuste pour stabiliser les systèmes non linéaires incertains soumis à différents types de perturbations. - Le gain de glissement est adapté à chaque étape de la conception pour compenser les différents types des incertitudes et des perturbations externes. - La continuité du signal de commande et l'absence du phénomène de broutement.	- Nécessite la connaissance exacte du modèle descriptif de la dynamique des systèmes non linéaires.

<p>Adaptative Floue Backstepping par Mode Glissant «AFBSMC» Algorithme 1</p>	<p>- Robuste pour stabiliser les systèmes non linéaires ont du modèle dynamique inconnu soumis à différents types de perturbations externes.</p>	<p>- Engendre le problème de l'explosion des termes dans la synthèse de la loi de commande des systèmes d'ordre élevé.</p>
<p>Adaptative Floue Backstepping par Mode Glissant «AFBSMC» Algorithme 2</p>	<p>- Robuste pour les systèmes non linéaires inconnu soumis à différents types de perturbations externes.</p>	<p>- Le temps requis pour exécuter cet algorithme est très élevé.</p>
<p style="text-align: center;">Difficultés pour l'implémentation en temps réel d'une commande sur un banc d'essai</p> <p>- Des hypothèses simplificatrices sont considérées au cours de la conception des lois de commande AFBSMC. Ainsi, le temps de traitement des données est trop élevé.</p>		
<p>Synergétique «SC»</p>	<p>- Robuste face aux incertitudes et aux perturbations externes. - Facilité à mise en œuvre en pratique. - L'absence du phénomène de broutement.</p>	<p>- Nécessite la connaissance exacte du modèle descriptif de la dynamique des systèmes non linéaires - N'est pas robuste face aux différents types des perturbations.</p>
<p>Adaptative Floue Synergétique utilisant l'algorithme PSO «AFSC»</p>	<p>- Robuste face aux incertitudes et aux perturbations externes. - Facilité à mise en œuvre en pratique. - Les gains du contrôleur sont optimisés.</p>	<p>- L'optimisation des gains du contrôleur est effectuée offline.</p>

- ✓ **Adaptative Floue Backstepping par Mode Glissant «AFBSMC» Algorithme 2** : Des meilleures performances ont été obtenues par simulation numérique.
- ✓ **Adaptative Floue Synergétique utilisant l'algorithme PSO «AFSC»** : Des meilleures performances ont été obtenues par implémentation en temps réel.

Références
Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] J.E. Slotine and W. Li, Applied nonlinear control, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [2] A. Isidori, Nonlinear control system, Springer, Third edition 1994.
- [3] H.K. Khalil, Nonlinear systems, Prentice-Hall International, INC, 1996.
- [4] L.D. Landau, Adaptive control: the model reference approach, Marcel-Dekker, New York, 1979.
- [5] M. Kritic, I. Kanellakopoulos and P. Kokotovic, Nonlinear and adaptive control design, John Wiley, New York 1995.
- [6] P.A. Ioannou and J. Sun, Robust adaptive control, Dover publication, Inc, Mineola, New York, 2012.
- [7] P.V. Kokotovic and H.J. Sussmann, A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems, Systems and Control Systems, 13, (2), 125-133, 1989.
- [8] Z. Jing, W. Changyun, Adaptive backstepping control of uncertain systems nonsmooth nonlinearities, Interactions or Time-Variations, Springer, 2008.
- [9] V.I. Utkin, Variable structure systems with sliding modes, IEEE Trans on Automatic Control, 22, (2), 212-0222, 1977.
- [10] S. Vaidyanathan and C.H. Lien, Applications of sliding mode control in science and engineering, Springer, 2017.
- [11] E. Santi, A. Monti, L. Donghong, K. Proddatur and R. A. Dougal, Synergetic control for DC-DC boost converter: implementation options. IEEE Trans. Indus, 39, 1803-1813, 2003.
- [12] Z. Jiang, R.A. Dougal, Synergetic control of power converters for pulse current charging of advanced batteries from a fuel cell power source, IEEE Trans. Power Electron. 19, (4), 1140-1150, 2004.
- [13] L.X. Wang, Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems, IEEE Trans on Fuzzy Systems, 1, (2), 146-155, 1993.
- [14] L.X. Wang. Adaptive fuzzy systems and control: design and stability analysis, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1994.
- [15] A. Feurer and A. S. Morse, Adaptive control of single-input, single-output linear systems, IEEE transactions On Automatic Control, 23, (4), 557-569, 1978.

- [16] N.T. Nguyen, Model Reference adaptive control- A primer, Springer, 2017.
- [17] H. Wang, Adaptive control of robot manipulators with uncertain kinematics and dynamics, IEEE Transactions on Automatic Control, 62, (2), 948-954, 2017.
- [18] K.J. Astrom and B. Wittenmark, Adaptive control, second edition, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [19] P.A. Ioannou and J.Sun, Robuste adaptive control, Prentice Hall, New Jersey, 1996.
- [20] F.J. Lin, P.H. Shen and S.P. Hsu, Adaptive backstepping sliding mode control for linear induction motor drive, IEEE Proceedings Electric Power Applications, 149, (3), 184-194, 2002.
- [21] H.Y. Li and Y.A. Hu, Robust sliding-mode backstepping design for synchronization control of cross-strict feedback hyperchaotic systems with unmatched uncertainties, Commun Nonlinear Sci. Numer Simul, 16, (10), 3904-3913, 2011.
- [22] G. Xun, H.Z. Cheng, Z.C. Jun, B.Yue and T.Y. Tao, Adaptive backstepping sliding mode trajectory tracking control for a quad-rotor, International Journal of Automation and Computing, 9, (5), 555-560, 2012.
- [23] L. Dong, W. Tang, Adaptive backstepping sliding mode control of flexible ball screw drives with time-varying parametric uncertainties and disturbances, ISA Transaction, 53, (1), 110-6, 2014.
- [24] K. Behih, K. Benmahammed and H. Attoui, Backstepping terminal sliding mode control for maximum power point tracking of a photovoltaic system, International Conference on Advanced Materials for Photonics, Sensing and Energy Applications AMPSECA417, Morocco, 2017.
- [25] K. Behih, K. Benmahammed, M. Meddad, A. Eddiai and D. Zehar, Adaptive backstepping sliding mode control ABSMC for piezoelectric actuators system, Sensor Letters, 16, (6), 424-435, 2018.
- [26] B. Heck, Sliding mode control for singularly perturbed. Journal of Control, 53(40), 985-1001, 1991.
- [27] M.R. Bolivar, A. S. I. Zinober, and H.S. Ramirez, Dynamical adaptive sliding mode output tracking control of a class of nonlinear systems, The International Journal Robust and Nonlinear Control, 7, 387-405, 1997.
- [28] Y. Zhou, Y. Wu, and Y. Hu, Robust baskstepping sliding mode control of a class of uncertain MIMO nonlinear systems, Proc. IEEE Conference On Control and Automation, Guangzhou, China, 1916-1921, 2007.
- [29] A. Ardjal, A. Merabet, M. Bettayeb, R. Mansouri and L. Labib, Design and implementation of a fractional nonlinear synergetic controller for generator and grid converters of wind energy conversion system, Energy, 186, 1-12, 2019.

- [30] J. Bastos, A. Monti and E. Santi, Design and implementation of a nonlinear speed control for a PM synchronous motor using the synergetic approach to control theory, 351h Annul IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004.
- [31] N. Zerroug, M.N. Harmas, S. Benagoune, and K.Zehar, DSP-based implementation of fast terminal synergetic control for a DC-DC buck converter, Journal of the Franklin Institute, 355, (5), 2329-2343, 2018.
- [32] N. Eghtedarpour, A synergetic control architecture for the integration of photovoltaic generation and battery energy storage in DC microgrids, 20, 1-9, 2019.
- [33] E. Rombokas, M. Malhotra, E.A. Theodorou, E. Todorov, and Y. Matsuoka, Reinforcement learning and synergistic control of the act hand, IEEE/ASME Transactions On Mechatronics, 18, (2), 569-577, 2013.
- [34] X. Yu, Z. Manb and , B. Wua, Design of fuzzy sliding-mode control systems, Fuzzy Sets and Systems, 3, (95), 295-306, 1998.
- [35] I. Eker, and Y. Torun, Fuzzy logic control to be conventional method, Energy Conversion and Management, 47, (4), 377-394, 2006.
- [36] A. Boulkroune, M. Tadjine, M. M'Saad and M.Farza, How to design a fuzzy adaptive controller based on observers for uncertain affine nonlinear systems, Fuzzy Sets and Systems, 159, (8), 926-948, 2008.
- [37] A. Al-Khazraji, K. Aljebory, Robust adaptive type-2 fuzzy sliding mode control for non-linear uncertain SISO systems, Journal of Control Engineering and Technology JCET, 4, (3), 43-2 5, 2014.
- [38] K Saoudi, M.N Harmas, Z Bouchama, Design of a robust and indirect adaptive fuzzy sliding mode power system stabilizer using particle swarm optimization, Energy Sources, Part A: Recovery, Utilization, and Environmental Effects, 36, (15), 670-1680, 2014.
- [39] N. Wang, J.C. Sun, M.J. Er, Tracking-error-based universal adaptive fuzzy control for output tracking of nonlinear systems with completely unknown dynamics, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 26, (2) , 869-883, 2018.
- [40] J.W. Shim, Y. Cho, S.J. Kim, S.W. Min and K. Hur, Synergistic control of SMES and battery energy storage for enabling dispatchability for renewable energy sources, IEEE Transactions On Applied Superconductivity, 23, (3), 2013.
- [41] K. Behih , K. Benmahammed, Z. Bouchama, M.N. Harmas, Real-time investigation of an adaptive fuzzy synergetic controller for a DC-DC buck converter, Engineering, Technology & Applied Science Research, 9, (6), 4984-4989, 2019.
- [42] J. Tsiniias, Suffecient Lyapunov like conditions for stabilization, Mathematics of Control, Signals and Systems, 2, (4), 343-357, 1989.

- [43] J.S. Lin and I. Kanellakopoulos, Nonlinear design of active suspensions, *IEEE Control Systems Magazine*, 17(3), 1997.
- [44] C. J. Huang and J. S. Lin. Nonlinear active suspension control design applied to a half-car model. In *IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control*, 2, 21-23, Taiwan, 2004.
- [45] N. Lagraa, D. Boukhetala, A. Guessoum and G. Bloch, Decentralised neural control of active suspensions, *International Journal of Vehicle Autonomous Systems*, 3,(2) 292 - 305, 2005.
- [46] L.N. Paquin, Application du backstepping à une colonne de flottation, thèse doctorat, Faculté des études supérieures de l'université Laval, Canada, 2000.
- [47] H. Asada and J.J. Slotine, *Robot Analysis and Control*, J. Wiley, New York, 1986.
- [48] V.I. Utkin, *Sliding Modes in control and optimization*, Springer, Verlag Berlin, Heidelberg, 1992.
- [49] S.C Tan, Y.M Lai, and C.K Tse, *Sliding mode control of switching power converters techniques and implementation*, CRC Press Taylor& Francis Group, 2012.
- [50] V.I. Utkin, and H. Lee, Chattering problem in Sliding Modes Control Systems, 346-350, Italy, 2007.
- [51] W. S. Lin and C. S. Chen, Robust adaptive sliding mode control using fuzzy modeling for a class of uncertain MIMO nonlinear systems, *IEE Proc. Control Theory and Applications*, 149, (3), 193-201, 2002.
- [52] A. Kolesnikov and G. Veselov, *Modern applied control theory: synergetic approach in control theory*, in Russian, Moscow-Taganrog, TSURE press, 2000.
- [53] D. Loginov, Possibilities of modeling the creative part of engineering design process using the synergetic approach, *International Journal of Mathematical Models and Methods in Applied Sciences*,5, (1), 95-104, 2011.
- [54] H. Haken, H. Knyazeva, Arbitrariness in nature: synergetics and evolutionary laws of prohibition, *Journal for General Philosophy of Science*, 31, (1), 57-73, 2000.
- [55] H. Haken, *Synergetics, Introduction and advanced topics*, Springer, 2004.
- [56] A. Kolesnikov, G. Veselov, A. Monti, F. Ponci, E. Santi, and R. A. Dougal, Synergetic synthesis of DC-DC boost converter controllers : theory and experimental analysis, *Proceedings of 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference*, 1, 409-415, Dallas, TX, 2002.
- [57] I. Kondratiev, E. Santi, R.A. Dougal and G. Veselov, Synergetic control for m-parallel connected DC-DC buck converters, *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1, 182-188, 2004.

- [58] A. Kolesnikov, G. E. Veselov, A. Popov, A. Kolesnikov, M. Medvedev, R.A. Dougal and I. Kondratiev, Synergetic control for group of DC–DC buck converters, Proceedings of the Power system 2002 conference: Impact of distributed generation, Ramada Inn, Clemson, SC, 17, (3), 13-15, 2002.
- [59] A. Kolesnikov, Synergétique: processus d'auto organisation et commande, Taganrog, Russie 2004.
- [60] Y.D. Son, T.W. Heo, E. Santi and A. Monti, Synergetic control approach for induction motor speed control, The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Busan, Korea, 2-6, 2004.
- [61] I. Kondratiev and R. Dougal, General synergetic control strategies for arbitrary number of paralleled buck converters feeding constant power load: implementation of dynamic current sharing, IEEE ISIE 2006, Montreal, Quebec, Canada, 9-12, 2006.
- [62] R.L. Butchart and B. Shackloth, Synthesis of model reference adaptive control systems by Lyapunov's second method, Proceedings of the 1965 IFAC Symposium on Adaptive Control, 2, (3), 145-152, Teddington, U.K, 1965.
- [63] L.X. Wang and J.M. Mendel, Fuzzy basis function, universal approximation, and orthogonal least square learning. IEEE Trans on neural networks, 3, (5), 807-814, 1992.
- [64] A. Boulkroune, Commande floue adaptative avec et sans observateur des systèmes non linéaires incertains, Thèse doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, 2008.
- [65] C.C. Lee, Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller -Part I and II, IEEE Trans. Syst. Man, Cybern, 20, (2) 404-418,1990.
- [66] T. Takagi and M. Sugeno, Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control, IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, 15, (1), 116-132, 1985.
- [67] T.A. Runkler and M. Glesner, Defuzzification and ranking in the context of membership value semantics, rule modality , and measurement theory, Proc. European Congress on Fuzzy and Intelligent Technologies, Aachen, September. 1994.
- [68] M. Sugeno and G.T. Kang, Structure identification of fuzzy model, Fuzzy Sets and Systems, 28, (1), 15-33, 1988.
- [69] J. Buckley, Universal fuzzy controllers, Automatica, 28, (6), 1245-1248, 1992.
- [70] J. Buckley, Sugeno type controllers are universal controllers, Fuzzy Sets and Systems, 53, (3), 299-303, 1993.
- [71] H. Butler, Model reference adaptive control from theory to practice, Series in Systems and Control Engineering Publisher, Prentice Hall, New York, 1992.

- [72] A. Astolfi, D. Karagiannis and R. Ortega, Nonlinear and adaptive control with applications, Springer, 2007.
- [73] S. Rudra, R.K. Barai, M. Maitra, Block backstepping design of nonlinear state feedback control law for underactuated mechanical systems, Springer, 2017.
- [74] Y.R. Kammoun, J. Ghommam, M. Boukhnifer and F. Mnif, "RISE-backstepping-based robust control design for induction motor drives", The International Journal For Computation And Mathematics In Electrical And Electronic Engineering, 36, (4), 906-937, 2017.
- [75] J. Li, Y. Yang and C. Hua, Fixed-time backstepping control design for high-order strict-feedback non-linear systems via terminal sliding mode. IET Control Theory & Applications, 11, 1184-1193, 2017.
- [76] C. Edwards, E.F. Colet and L. Fridman, Advances in variable structure and sliding mode control, Springer, 2006.
- [77] H.S. Ramírez, Sliding mode control, Springer International Publishing, 2015.
- [78] H.S. Ramirez and O.L. Santiago, Adaptive dynamical sliding mode control via backstepping, in Proceedings of the 32nd IEEE Conference on Decision and Control, 2, 1422-1427, 1993.
- [79] M.R. Soltanpour and S.E. Shafiei, Robust backstepping control of robot manipulator in task space with uncertainties in kinematics and dynamics. Electronics & Electrical Engineering, 96, (8), 75-80, 2009.
- [80] A. J. Koshkouei, A. S. I. Zinober, K. J. Burnham, Adaptive sliding mode backstepping control of nonlinear systems with unmatched uncertainty, Asian Journal of Control, 6, (4), 447-453, 2004.
- [81] C.H. Lu, Y.R. Hwang and Y.T. Shen, Backstepping sliding mode tracking control of a vane-type air motor table motion system, ISA Transactions, 50, (2), 278-286, 2011.
- [82] Xun Gong, Zhi-Cheng Hou, Chang-Jun Zhao, Yue Bai and Yan-Tao Tian, Adaptive backstepping sliding mode trajectory tracking control for a Quad-rotor, International Journal of Automation and Computing, 9, (5), 555-560, 2012.
- [83] Q. Chen, L. Shi, L. Tao, and F. Dong, Adaptive tracking control of robotic manipulators with unknown input saturation using backstepping sliding mode technique, in 2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 26-31, 2016.
- [84] Y. Guo, S.M. Song and X.H. Li, Backstepping sliding mode control for formation flying spacecraft, Aircraft Engineering and Aerospace Technology, 90, (1), 56-64, 2018.
- [85] Z.P. Jiang and D.J. Hill, A robust adaptive backstepping scheme for nonlinear systems with unmodeled dynamics, IEEE Transactions on Automatic Control, 44, (9), 1705-1711, 1999.

- [86] J. Zhou and Y. Wang, Adaptive backstepping speed controller designs for a permanent magnet synchronous motor, *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 149, (2), 165-172, 2002.
- [87] J. Zhou, C. Wen and Y. Zhang, Adaptive backstepping control of a class of uncertain nonlinear systems with unknown backlash-like hysteresis, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 49, (10), 1791-1759, 2004.
- [88] Q. Hu, L. Xu, and A. Zhang, Adaptive backstepping trajectory tracking control of robot manipulator, *Journal of the Franklin Institute*, 349, (3), 1087-1105, 2012.
- [89] B. Xian, J. Guo and Y. Zhang, Adaptive backstepping tracking control of a 6-DOF unmanned helicopter, *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2, (4), 19-24, 2015.
- [90] J. Cai, C. Wen, H. Su, Z. Liu and L. Xing, Adaptive backstepping control for a class of nonlinear systems with non triangular structural uncertainties, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 62, (10), 5220-5226, 2017.
- [91] M. KrstiE, I. Kanellakopoulos and P. Kokotović, Adaptive nonlinear control without overparametrization, *Systems 43 Control Letters*, 19, 177-185, 19920.
- [92] R.H. Cannon, *Dynamics of physical systems*, McGraw-Hill, New York, 2003.
- [93] A.C. Huang, M.C. Chien, *Adaptive control of robot manipulators-A unified regressorfree approach-*, Printed in Singapore, World Scientific Publishing, 2010.
- [94] M.W. Spong, S. Hutchinson, M. Vidyasagar, *Robot dynamics and control*, 2éme edition, 2004.
- [95] R. Genesio and A. Tesi, Harmonic balance methods for analysis of chaotic dynamic in nonlinear systems, *Automatica*, 28, (3), 531-548, 1992.
- [96] J.H. Park, Synchronization of Genesio chaotic system via backstepping approach, *Chaos, Solitons and Fractals* 27, (5), 1369-1375, 2006.
- [97] P. Liu and A.S.I. Zinober, Robust control of nonlinear uncertain systems via sliding mode with recursive interlacing design, in *IEEE International Workshop on Variable Structure Systems*, 26-30, 1996
- [98] L. Ma, K. Schilling and C. Schmid, Adaptive backstepping sliding mode control with application to a flexible-joint manipulator, *IFAC Proceedings*, 39, (16), 55-60, 2006.
- [99] J.J. Gorman, K.W. Jablokow and D.J. Cannono, A simplified adaptive robust backstepping approach using sliding modes and a z-swapping identifier, *Proceedings of the American Control Conference*, 6, (6), 5116-5122, 2003.
- [100] K. Behih, K.Benmahammed and D. Zehar, Intelligent control of manipulator robot, *International Journal of Fuzzy Systems and Advanced Applications*, 3, 47-53, 2016.

- [101] K. Behih, K. Benmahammed and D. Zehar and A.T. Ahmed, Fuzzy adaptive backstepping sliding mode control of the cart-pendulum system, 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), Algeria, 2015.
- [102] W.S. Lin and C.S. Chen, Robust adaptive sliding mode control using fuzzy modeling for a class of uncertain MIMO nonlinear systems, IEE Proc, Control Theory and Applications, 149, (3), pp. 193-201, 2002.
- [103] A. Hamzaoui, N. Essounbouli and J. Zaytoon, Fuzzy sliding mode control for uncertain SISO systems, IFAC Conf. on Intelligent Control Systems and Signal Processing (ICONS'03), pp. 233-238, 2003.
- [104] Y.T. Lee, C.S. Chiu, and C.T. Shen, Adaptive fuzzy terminal sliding mode control of DC-DC buck converters via PSoC, IEEE International Conference on Control Applications, pp. 1205-1209, 2010.
- [105] M.H. Rashid, Power electronics, Academic Press Series in Engineering, 2001.
- [106] S.C. Tan, Y.M. Lai, and C.K. Tse, Sliding mode control of switching power converters techniques and implementation, CRC Press Taylor & Francis Group, 2012.
- [107] K. Behih, Z. Bouchama, K. Saoudi, Finite-time fuzzy synergetic power system regulator, Soft Computing & Electrical Engineering, 1(1) 69-78, 2019.
- [108] Z. Bouchama, M.N. Harnas, K. Zehar, Finite time nonlinear DC-DC converter control, Soft Computing & Electrical Engineering, 1, (1), 36-45, 2019.
- [109] C.S. Chiu and C.T. Shen, Finite-time control of DC-DC buck converters via integral terminal sliding modes, International Journal of Electronics, 99, (5), 643-655, 2012.
- [110] C. Zhang, J. Wang, S. Li, B. Wu and C. Qian, Robust control for PWM-based DC-DC buck power converters with uncertainty via sampled-data output feedback, IEEE Transactions on Power Electronics, 30, (1), 504-515, 2014.
- [111] H. El Fadil, F. Giri, O. El Magueri, F. Chaoui, Control of DC-DC power converters in the presence of coil magnetic saturation, Control Engineering Practice, 17, (7), 849-862, 2009.
- [112] M. Sun, A Barbalat-like lemma with its application to learning control, IEEE Transactions on Automatic Control, 54, (9), 2222-2225, 2009.
- [113] M. Hou, G. Duan, M. Guo, New versions of Barbalats lemma with applications, Journal of Control Theory and Applications, 8, (4), 545-547, 2010.
- [114] Y. Shi, R. C. Eberhart, Empirical study of particle swarm optimization, in: Proceedings of the 1999 Congress on Evolutionary Computation-CEC99 (Cat. No. 99TH8406), IEEE, 3, 1945-1950, 1999.
- [115] Z. Bouchama, M. Harnas, Optimal robust adaptive fuzzy synergetic power system stabilizer design, Electric Power Systems Research, 83, (1), 170-175, 2012.

Résumé: Cette thèse est consacrée à l'élaboration de lois de commandes intelligentes appliquées à certaines classes de systèmes non linéaires. Une nouvelle famille d'algorithmes de commandes adaptatives utilisant la synthèse de Lyapunov et la modélisation floue combinée avec les récentes techniques de commande robuste à savoir la commande par backstepping, mode glissant et la commande synergétique à été proposée. La conception de ces algorithmes est adressée pour surmonter les différents problèmes liés aux systèmes à commander qui résident essentiellement dans l'exactitude du modèle mathématique, les incertitudes paramétriques et les perturbations externes. En outre, les inconvénients inhérents aux formulations des lois de commande non linéaires, tels que l'explosion des termes engendrée par les dérivées temporelles des commandes virtuelles dans la synthèse par backstepping, la discontinuité des lois de commande par mode glissant qui provoque le phénomène de broutement et la mise en temps réel de la commande adaptative floue synergétique, sont contournées. Pour évaluer l'amélioration effective apportée par ces algorithmes, des tests de simulations sont effectués. Une étude expérimentale basée sur dSpace est réalisée.

Mots clés : système non linéaire, commande adaptative, commande backstepping, commande par mode glissant, commande synergétique, commande intelligente par logique floue.

Abstract: This thesis is devoted to the elaboration of intelligent control laws applied to certain classes of nonlinear systems. We have proposed a new family of adaptive control algorithms using Lyapunov synthesis and fuzzy modeling combined with recent robust control techniques namely backstepping sliding mode control and synergetic control. The design of these algorithms is addressed to overcome the accuracy of the mathematical model of systems, parametric uncertainties and external disturbances. In addition, explosion terms in backstepping synthesis problem, discontinuous sliding mode control law caused by the phenomenon of chattering and difficult implementation of the adaptive fuzzy synergetic controller, are avoided. To evaluate the effective improvement provided by these algorithms, simulation results and an experimental study based on dSpace are carried out.

Keywords: nonlinear system, adaptive control, backstepping control, sliding mode control, synergetic control, fuzzy intelligent control.

ملخص: تم تكريس هذه الأطروحة لتطوير و عرض قوانين تحكم ذكية تطبيق على بعض الأنظمة الغير الخطية. لقد تعاملنا مع مجموعة جديدة من خوارزميات التحكم التكيفي وذلك باستخدام: تركيب ليابونوف والنمذجة باستعمال المنطق الغامض بالإضافة إلى ودمجه مع تقنيات التحكم القوية مثل التحكم التراجعي المكيف في وضعية الانزلاق و التحكم التآزري. يتم معالجة تصميم هذه الخوارزميات للتغلب على المشكلات المختلفة و المتعلقة بالأنظمة التي تكمن أساساً في دقة النموذج الرياضي و الإرتيابات البارامترية والاضطرابات الخارجية و كذلك لتجاوز العيوب الملازمة لصياغة قوانين التحكم غير الخطية ، مثل التخلص من مشكلة القيم المعقدة الناتجة عن المشتقات الزمنية لقوانين التحكم الافتراضي في التحكم التراجعي المكيف، تجاوز ظاهرة التذبذب الناتج عن طريقة التحكم في وضعية الانزلاق، بالإضافة إلى تمكين التطبيق التجريبي لقانون التحكم التآزري. لتقييم الأداء الفعلي الذي توفره هذه الخوارزميات، تم إجراء مجموعة من إختبارات المحاكاة دراسة و dSpace. بطاقة باستعمال تجريبية

الكلمات المفتاحية: أنظمة غير خطية ، تحكم تكيفي، تحكم تراجعي ، التحكم في وضعية الانزلاق، تحكم تآزري ، تحكم ذكي غامض ، تحكم نهائي ، تقارب زمني محدد.