

## TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION .....	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LITTÉRATURE .....	7
1.1 Introduction.....	7
1.2 Servo-systèmes électro-hydrauliques.....	7
1.3 Modélisation des servo-systèmes électro-hydrauliques.....	11
1.4 Modélisation de la servovalve électro-hydraulique .....	12
1.5 Modélisation de l'actionneur hydraulique et de la charge mécanique.....	14
1.6 Lois de commande .....	16
1.7 Versions robustes de la linéarisation exacte .....	20
1.8 Pression de service, frictions et perturbations.....	22
1.9 Contributions, méthodologie et organisation de la thèse .....	23
1.10 Conclusion .....	26
CHAPITRE 2 MODÉLISATION DU SERVO-SYSTÈME ÉLECTRO-HYDRAULIQUE.....	29
2.1 Introduction.....	29
2.2 Description du servo-système électro-hydraulique.....	29
2.3 Modélisation du servo-système électro-hydraulique .....	30
2.3.1 Dynamique de la servo-valve.....	30
2.3.2 Dynamique du moteur hydraulique bidirectionnel .....	32
2.3.3 Dynamique de la charge mécanique .....	33
2.3.4 Fonction signe et fonction sigmoïde.....	33
2.3.5 Modèle non-linéaire .....	35
2.3.6 Modèle linéarisé.....	36
2.4 Forme canonique commandable et dynamique interne .....	38
2.4.1 Version non-linéaire.....	38
2.4.2 Version linéaire.....	42
2.5 Signal de référence et modèle de référence .....	44
2.6 Loi de commande basée sur la linéarisation approximative .....	45
2.7 Loi de commande basée sur la linéarisation exacte .....	51
2.8 Conclusion .....	53
CHAPITRE 3 FEEDBACK LINEARIZATION BASED POSITION CONTROL OF AN ELECTROHYDRAULIC SERVO SYSTEM WITH SUPPLY PRESSURE UNCERTAINTY .....	55
3.1 Introduction.....	56
3.2 System modeling.....	59
3.3 Switching controller design .....	62
3.3.1 Internal dynamics and reference model .....	62
3.3.2 Controller design.....	64

3.3.3	Switching control law design.....	66
3.3.4	Output time-derivatives .....	69
3.4	Simulation results.....	69
3.5	Conclusion .....	77
CHAPITRE 4 ADAPTIVE POSITION CONTROL OF AN ELECTROHYDRAULIC SERVO SYSTEM WITH LOAD DISTURBANCE REJECTION AND FRICTION COMPENSATION .....		
		79
4.1	Introduction.....	80
4.2	System modeling.....	83
4.3	Adaptive controller design.....	87
4.3.1	Adaptation law design.....	90
4.4	Simulation results.....	92
4.5	Conclusion .....	102
CHAPITRE 5 EXPERIMENTAL ROBUSTNESS STUDY OF NONLINEAR ELECTROHYDRAULIC CONTROLLER .....		
		103
5.1	Introduction.....	103
5.2	Electro-hydraulic test bench and modeling.....	106
5.3	Controller design.....	111
5.4	Real-time results .....	114
5.5	Conclusions.....	120
CONCLUSION.....		121
RECOMMANDATIONS .....		123
ANNEXE I	DONNÉES DE L'ARTICLE 1 .....	125
ANNEXE II	DONNÉES DE L'ARTICLE 2 .....	127
ANNEXE III	DONNÉES DE L'ARTICLE 3 .....	129
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....		132

## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 2.1	Détermination des gains du PID .....46
Tableau 2.2	Critère de Routh pour l'identification du gain critique.....47



## LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1.1	Actionneur hydraulique commandé par une servo-valve électrohydraulique.....	8
Figure 1.2	Actionneur hydraulique commandé par une servo-pompe .....	9
Figure 1.3	Schéma-bloc décrivant la dynamique générale du SSEH.....	11
Figure 1.4	Principe fonctionnel de la loi de commande basée sur la linéarisation approximative .....	17
Figure 1.5	Principe fonctionnel de la loi de commande basée sur la linéarisation exacte .....	18
Figure 1.6	Principe fonctionnel de la loi de commande basée sur le backstepping ....	19
Figure 1.7	Organisation de la thèse selon la méthodologie de résolution.....	25
Figure 2.1	Schéma du servo-système électro-hydraulique de la thèse.....	30
Figure 2.2	Influence des paramètres dans la fonction sigmoïde .....	34
Figure 2.3	Boucle de commande et signal de référence.....	44
Figure 2.4	Boucle de commande et modèle de référence.....	45
Figure 3.1	Electrohydraulic system.....	60
Figure 3.2	Simulation of uncertainty in the supply pressure(a) and fluid bulk modulus(b) .....	70
Figure 3.3	System response when using the proposed control law (a), the standard feedback linearizing controller (b) and the PID controller (c), constant reference signal with amplitude 1 rad.....	71
Figure 3.4	Tracking error when using the proposed controller, the standard feedback linearizing controller and the PID controller, constant reference signal with amplitude 1 rad.....	72
Figure 3.5	Control signal (a), pressure difference due to the load (b) and servovalve opening area (c) .....	72

Figure 3.6 Combined error  $s(t)$  with constant reference signal of amplitude 1 .....73

Figure 3.7 System response when using the proposed control law (a), the standard feedback linearizing controller (b) and the PID controller (c), sinusoidal reference signal with amplitude 1 rad and frequency 0.5Hz .....73

Figure 3.8 Tracking error when using the proposed controller, the standard feedback linearizing controller and the PID controller, sinusoidal reference signal with amplitude 1 rad and frequency 0.5Hz .....74

Figure 3.9 Tracking error when using the proposed controller and the standard feedback linearizing controller, sinusoidal reference signal with amplitude 1 rad and frequency 0.5Hz.....75

Figure 3.10 Control signal (a), pressure difference due to the load (b) and servovalve opening area (c) .....76

Figure 3.11 Closed-loop system response with varying parameters, friction, valve saturation and 10% measurement noise when using the proposed controller (a) and the standard feedback linearizing controller (b), constant reference signal with amplitude 1 rad.....76

Figure 3.12 Closed-loop system response with varying parameters, friction, valve saturation and 10% measurement noise when using the proposed controller (a) and the standard feedback linearizing controller (b), sinusoidal reference signal with amplitude 1 rad and frequency 0.5 Hz ...77

Figure 4.1 Electrohydraulic system.....84

Figure 4.2 Simulation of uncertainty in the load disturbance (a), friction (b) and fluid bulk modulus (c).....93

Figure 4.3 System response when using the proposed control law (a), the non-adaptive feedback linearizing controller (b) and the PID controller (c), constant reference signal.....94

Figure 4.4 Tracking error when using the proposed controller, the non-adaptive feedback linearizing controller and the PID controller (a), magnified plot of tracking error for proposed controller (b), constant reference signal.....95

Figure 4.5 System response when using the proposed control law (a), the non-adaptive controller (b) and the PID controller (c), sinusoidal reference signal.....96

Figure 4.6 Tracking error when using the proposed control law, the non-adaptive controller and the PID controller, sinusoidal reference signal.....97

Figure 4.7 Estimated and true parameters value, sinusoidal reference signal.....97

Figure 4.8 Estimated and true parameters value, sinusoidal reference signal.....98

Figure 4.9 Closed-loop system response with external load disturbance, friction, varying parameters, valve saturation and 10% measurement noise when using the proposed control law (a), the non-adaptive controller (b) and the PID controller (c), constant reference signal .....99

Figure 4.10 Tracking error with external load disturbance, friction, varying parameters, valve saturation and 10% measurement noise when using the PID controller, the non-adaptive controller and the proposed control law, constant reference signal.....100

Figure 4.11 Closed-loop system response with external load disturbance, friction, varying parameters, valve saturation and 10% measurement noise when using the proposed control law (a), the non-adaptive controller (b) and the PID controller (c), sinusoidal reference signal.....100

Figure 4.12 Tracking error with external load disturbance, friction, varying parameters, valve saturation and 10% measurement noise when using the PID controller (a), the non-adaptive controller (b) and the proposed control law (c), sinusoidal reference signal.....101

Figure 4.13 Output derivative estimation, sinusoidal reference signal .....101

Figure 5.1 Electrohydraulic test bench and xPC target protocol.....108

Figure 5.2 Functional diagram of Electro-hydraulic test bench.....108

Figure 5.3 xPC target protocol .....109

Figure 5.4 System response when using the adaptive control law (a) and the PID controller (b), constant reference signal with amplitude 0.5 rad .....115

Figure 5.5 Tracking error when using the adaptive controller and the PID controller, constant reference signal with amplitude 0.5 rad.....116

Figure 5.6 Control signal when using the adaptive controller (a) and the PID controller (b), constant reference signal with amplitude 0.5 rad .....116

Figure 5.7 System response when using the adaptive controller (a) and the PID controller (b), sinusoidal reference signal with amplitude 0.5 rad and 0.3 Hz .....117

Figure 5.8 Tracking error when using the adaptive controller and the PID controller, sinusoidal reference signal with amplitude 0.5 rad and 0.3 Hz .....118

Figure 5.9 Tracking error comparison in presence and in absence of load when using the adaptive controller (a) and the PID controller (b), sinusoidal reference signal with amplitude 0.5 rad and 0.3 Hz .....118

Figure 5.10 Control signal when using the adaptive controller (a) and the PID controller (b), sinusoidal reference signal with amplitude 0.5 rad and 0.3 Hz .....119

Figure 5.11 Estimated parameters for the adaptive controller  $\Phi_0$  to  $\Phi_3$  .....119

Figure 5.12 Estimated parameters for the adaptive controller  $\Phi_4$  to  $\Phi_8$ . .....120



## LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

EHSS	Electro-hydraulic servo-system
ÉTS	École de Technologie Supérieure
LITP	Laboratoire d'Intégration des Technologies de Production
PID	Proportional-Integral-Derivative
SSEH	Servo-système électro-hydraulique



## LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

$A$	Section d'ouverture de la servo-valve, $m^2$
$B$	Coefficient de frottement visqueux de l'actionneur hydraulique, $Pa.m^2.s$
$C_d$	Coefficient de correction de la servo-valve, adimensionnel
$C_{sm}$	Coefficient de fuites dans l'actionneur hydraulique, $m^3/(s.Pa)$
$D_m$	Cylindrée de l'actionneur hydraulique, $m^3/rad$
$J$	Inertie totale de l'actionneur hydraulique, $Pa.m^2.s^2$
$K$	Gain d'amplification de la servo-valve, $m^2/V$
$P_1(t), P_2(t)$	Pression dans les deux chambres de l'actionneur hydraulique, Pa
$P_L(t)$	Différence de pression aux bornes de l'actionneur hydraulique, Pa
$P_s$	Pression de service du système, Pa
$T_F$	Coefficient de friction de Coulomb, Pa/m
$T_L$	Perturbation sur le moteur hydraulique, Pa/m
$t$	temps, s
$u(t)$	Signal électrique à l'entrée de la servo-valve, V
$V$	Volume total de fluide dans les deux chambres de l'actionneur, $m^3$
$\beta$	Module de compressibilité de l'huile, Pa
$\theta(t)$	Position angulaire de l'actionneur hydraulique, rad
$\rho$	Masse volumique du liquide, $kg/m^3$
$\tau$	Constante de temps de la servo-valve, s



## INTRODUCTION

L'emploi des servo-systèmes électro-hydrauliques (SSEH) est incontournable dans plusieurs applications industrielles. Ces systèmes, alliant puissance et automatisme, permettent de manipuler d'importantes charges mécaniques avec rapidité et précision. Ils se distinguent de leurs équivalents mécaniques, électriques et pneumatiques par leur rapport élevé force sur taille, leur auto-lubrification, leur importante robustesse et leur faible coût. On retrouve ces systèmes dans l'industrie aéronautique, de la navigation marine, de la robotique, de l'automobile, de la production, de levage, de manutention et autres systèmes manufacturiers automatisés.

Les SSEH sont des systèmes hydrauliques traditionnels où la commande en boucle ouverte est remplacée par la commande en boucle fermée. La partie opérative des SSEH et celle des systèmes hydrauliques traditionnels sont similaires. Les principaux composants de la partie opérative d'un SSEH sont un réservoir, une pompe entraînée par un moteur, des valves de pression et de débit, un accumulateur et un actionneur hydraulique. Le rôle de la pompe est de fournir un débit de fluide au SSEH. Ce fluide est stocké dans un réservoir. Les valves modulent la pression et le débit dans le système. L'accumulateur délivre un volume de fluide additionnel dans le système en cas de sous pression et de manque de débit. L'actionneur hydraulique transforme l'énergie hydraulique reçue en énergie mécanique. Il transmet un mouvement et un effort à la charge.

Dans un système hydraulique traditionnel, la valve assure l'interface entre la partie commande et la partie opérative du système. Dans un SSEH, la valve traditionnelle est remplacée par une servovalve électro-hydraulique. Cette servovalve est actionnée par un signal de commande électrique. L'expression du débit à travers la servovalve contient trois différentes non-linéarités combinées entre elles. La première non-linéarité est la présence de la racine carrée de la pression dans l'expression du débit. La deuxième concerne la multiplication de cette racine carrée avec la section ouverte de la servovalve. La troisième non-linéarité est la fonction signe à l'intérieur de la racine carrée. Cette fonction signe est

présente par convention afin de représenter mathématiquement le sens de circulation du fluide.

Les SSEH présentent également d'autres non-linéarités qui augmentent la complexité de leur dynamique. Au cours du fonctionnement d'un SSEH, les paramètres hydrauliques varient à cause de la température, de la pression, de l'environnement ambiant, de l'insertion de l'air dans le fluide, de la flexibilité et de l'usure des composants. Un SSEH est également sujet aux frictions et perturbations mécaniques externes de la charge.

A cause de ces non-linéarités, l'emploi de la commande classique (linéaire) sur les SSEH présente des performances limitées. En effet, la conception des contrôleurs classiques (Ex.: contrôleurs proportionnels-intégraux-dérivés (PID)) exige un modèle mathématique linéaire pour décrire la dynamique du SSEH. La dynamique d'un SSEH est simplifiée en la réduisant autour d'un point de fonctionnement et en négligeant les perturbations. Une linéarisation approximative par les séries de Taylor est effectuée afin de rendre le modèle complètement linéaire. Les performances du SSEH en boucle fermée sont satisfaisantes en général lorsque la dynamique tourne autour du point de fonctionnement et en l'absence de perturbations. Or, dans un contexte industriel, ces deux conditions étant quasi-impossibles, les performances et la stabilité des SSEH se dégradent sévèrement.

Depuis plusieurs décennies, les chercheurs s'orientent vers la commande non-linéaire afin de contourner les limitations de la commande linéaire. Contrairement à la commande linéaire qui possède une théorie bien développée et complète, la commande non-linéaire ne possède pas encore une théorie unifiée. La littérature recense différentes approches de conception de contrôleurs pour les systèmes non-linéaires. Le choix de ces approches dépend du type de système, du modèle, des non-linéarités présentes, du fonctionnement du système, de l'environnement et d'autres critères.

Parmi ces différentes conceptions, la linéarisation exacte par retour d'état offre une méthodologie de conception de loi de commande très intéressante. Elle permet de

transformer le système non-linéaire en boucle ouverte en un système linéaire en boucle fermée. La traditionnelle théorie des systèmes linéaires peut être alors appliquée. La linéarisation exacte par retour d'état se distingue de la linéarisation approximative car elle permet de maintenir les performances du SSEH en boucle fermée dans une région globale de l'état.

L'inconvénient majeur lié aux contrôleurs basés sur la linéarisation exacte par retour d'état est leur difficulté à maintenir les performances en présence des variations des paramètres hydrauliques et des perturbations externes. La linéarisation exacte par retour d'état est basée sur l'inversion de la dynamique du système. Le modèle doit parfaitement décrire la dynamique du SSEH afin de garantir d'excellentes performances. Cependant, en contexte industriel, les variations des paramètres hydrauliques et les perturbations existent et sont difficiles à modéliser. La linéarisation exacte par retour d'état nécessite des ajustements visant à assurer une robustesse en présence des variations des paramètres hydrauliques et des perturbations externes.

Cette thèse s'inscrit dans la problématique générale liée à la commande des SSEH. L'objectif principal de ce travail de recherche est le développement de lois de commande non-linéaire pour un SSEH en contexte industriel. Nous proposons des nouvelles lois de commande pour effectuer un contrôle efficient de position d'un SSEH en rotation sujet aux variations dans les paramètres hydrauliques, aux frictions et aux perturbations externes. Nos lois de commande sont basées sur la linéarisation exacte à laquelle nous apportons d'originales versions afin de compenser non seulement l'incertitude des paramètres hydrauliques mais aussi celle des paramètres mécaniques.

Les objectifs spécifiques réalisés au cours de cette thèse sont :

- Le développement d'un modèle mathématique à structure non-linéaire décrivant la dynamique essentielle du SSEH étudié;
- Le développement d'une loi de commande qui compense les incertitudes de la pression de service en utilisant le modèle précédemment élaboré;

- Le développement d'une loi de commande qui compense les incertitudes des frictions bidirectionnelles, des perturbations externes et des paramètres hydrauliques en utilisant le modèle précédemment élaboré;
- Le développement des lois de commande classiques (PID et contrôleur basé sur la linéarisation exacte) en utilisant le modèle précédemment élaboré pour fins de comparaison avec les contrôleurs que nous proposons;
- L'évaluation numérique des performances des lois de commande avec intégration de la variation des paramètres hydrauliques et des perturbations et étude comparative de chaque contrôleur;
- L'évaluation expérimentale des performances des lois de commande en présence de bruit sur les mesures, de saturation dans la servovalve, de frictions et de variations dans la charge mécanique. L'objectif est de montrer que les lois de commande proposées peuvent être implantées en calculant numériquement les dérivées d'ordre élevé à partir des mesures expérimentales. Une étude comparative est également effectuée.

Le premier chapitre de cette thèse fait une exhaustive revue de littérature sur les SSEH. Nous présentons les différents types de SSEH, leurs avantages et inconvénients, leur modélisation mathématique, les conceptions existantes de lois de commande et leurs performances. Ensuite, les principales limitations rencontrées dans les solutions proposées vont nous permettre d'énoncer la problématique et l'objectif principal de notre étude. Une méthodologie de résolution est formulée suivant nos objectifs spécifiques et les contributions originales apportées.

Le deuxième chapitre fait la description et la modélisation du SSEH considéré dans ce travail de recherche. Nous développons un modèle non-linéaire et un modèle linéaire sous forme d'équations d'état. Dans ce chapitre, nous développons également les lois de commande classique communément employées en industrie : un contrôleur PID et un contrôleur basé sur la linéarisation exacte. Ces contrôleurs sont utilisés dans cette thèse pour fins de comparaison avec les contrôleurs développés aux chapitres 3 et 4.



Le troisième chapitre présente le développement de la première loi de commande proposée dans le cadre de cette thèse. Ce contrôleur de position permet de compenser les incertitudes de modélisation liées à la pression de service. Les résultats numériques obtenus ont permis de publier un article dans la revue scientifique 'IEEE Transactions on Control Systems Technology':

«H. Angue-Mintsa, R. Venugopal, J.-P. Kenné, and C. Belleau. "Feedback Linearization Based Position Control of an Electro-hydraulic Servo-System with Supply Pressure Uncertainty".»

Le quatrième chapitre présente la conception de la deuxième loi de commande de cette thèse. Ce contrôleur de position permet de compenser les incertitudes de modélisation liées aux frictions bidirectionnelles, aux perturbations externes et aux paramètres hydrauliques. Les résultats numériques obtenus ont permis de publier un article dans la revue scientifique 'Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of ASME':

« H. Angue-Mintsa, R. Venugopal, J.-P. Kenné, and C. Belleau. "Adaptive Position Control of an Electro-Hydraulic Servo-System with Load Disturbance Rejection and Friction Compensation".»

Le cinquième chapitre présente l'implantation en temps réel de la deuxième loi de commande obtenue via matlab/simulink et le logiciel Xpc target. Le banc de tests hydrauliques utilisé y est décrit. Les résultats expérimentaux obtenus ont permis de soumettre un article dans la revue scientifique 'Control Engineering Practice':

« H. Angue-Mintsa, R. Venugopal, J.-P. Kenné, and C. Belleau. "Experimental Evaluation of An Adaptive Controller for Electro-Hydraulic Servo-System".»

Finalement, une conclusion clôt cette thèse en rappelant nos principales contributions apportées dans la littérature de la commande des SSEH.



# CHAPITRE 1

## REVUE DE LITTÉRATURE

### 1.1 Introduction

Les servo-systèmes électro-hydrauliques (SSEH) sont employés pour transmettre un mouvement et un effort à une charge mécanique. Plusieurs applications industrielles telles que les machines outils ou engins aéronautiques exigent une haute précision dans leurs mouvements. Le développement d'une loi de commande efficace commence par l'étude de la dynamique des SSEH. La première partie de ce chapitre a pour objectif de présenter les différentes approches de commande proposées dans la littérature permettant d'améliorer les performances des SSEH. Les différentes étapes liées à l'élaboration d'une loi de commande sont évoquées. La deuxième partie de ce chapitre énonce les objectifs de la présente thèse tout en situant ses contributions par rapport à la littérature. Une méthodologie de travail est finalement présentée.

### 1.2 Servo-systèmes électro-hydrauliques

Dans la littérature, il existe deux principales configurations pour commander un actionneur hydraulique. La première configuration et la plus rencontrée consiste à commander l'actionneur avec une servo-valve électro-hydraulique. Dans la deuxième configuration, l'actionneur hydraulique est commandé directement par une servo-pompe. Pour les deux configurations, la partie commande s'exécute en boucle fermée (commande automatique). Elle est constituée de capteurs, d'un signal de référence et d'une loi de commande (contrôleur). Le mouvement et l'effort de la charge sont mesurés à l'aide des capteurs qui renvoient un signal électrique. La loi de commande récupère le signal électrique des capteurs, le compare à celui de la référence et calcule un signal de commande. Ce signal de commande permet de corriger l'erreur de poursuite en actionnant le composant hydraulique qui assure l'interface entre la partie commande et la partie opérative.

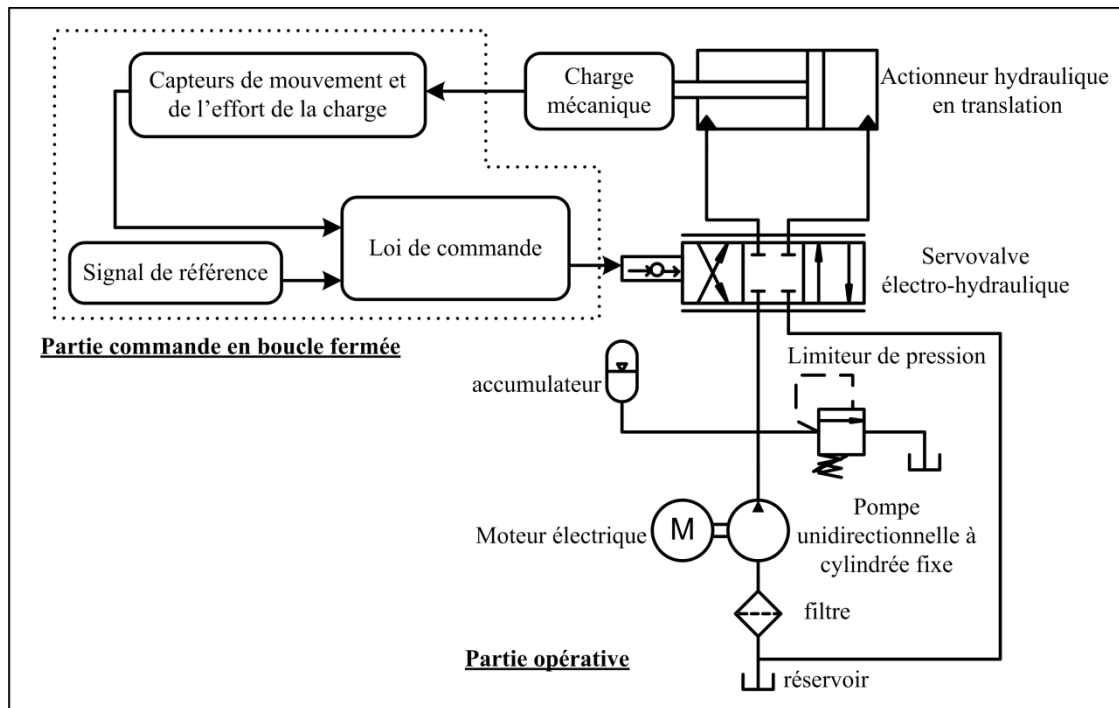


Figure 1.1 Actionneur hydraulique commandé par une servo-valve électrohydraulique

Dans le SSEH de la figure 1.1, la servovalve électro-hydraulique est le composant qui assure l'interface entre la partie commande et la partie opérative. La partie opérative de cette configuration se compose d'un actionneur hydraulique, d'une servovalve, d'un accumulateur, d'un limiteur de pression, d'une pompe entraînée par un moteur, d'un filtre et d'un réservoir. Le rôle de la pompe est de fournir un débit de fluide au SSEH. Le fluide est stocké dans un réservoir. Le limiteur de pression et l'accumulateur maintiennent la valeur de la pression de service du SSEH à une valeur consignée. La servovalve, excitée par le signal électrique de commande, contrôle le sens ou l'arrêt de la circulation du fluide ainsi que la pression aux bornes de l'actionneur. L'actionneur transforme l'énergie hydraulique reçue en énergie mécanique et le transmet à la charge via un mouvement et un effort.

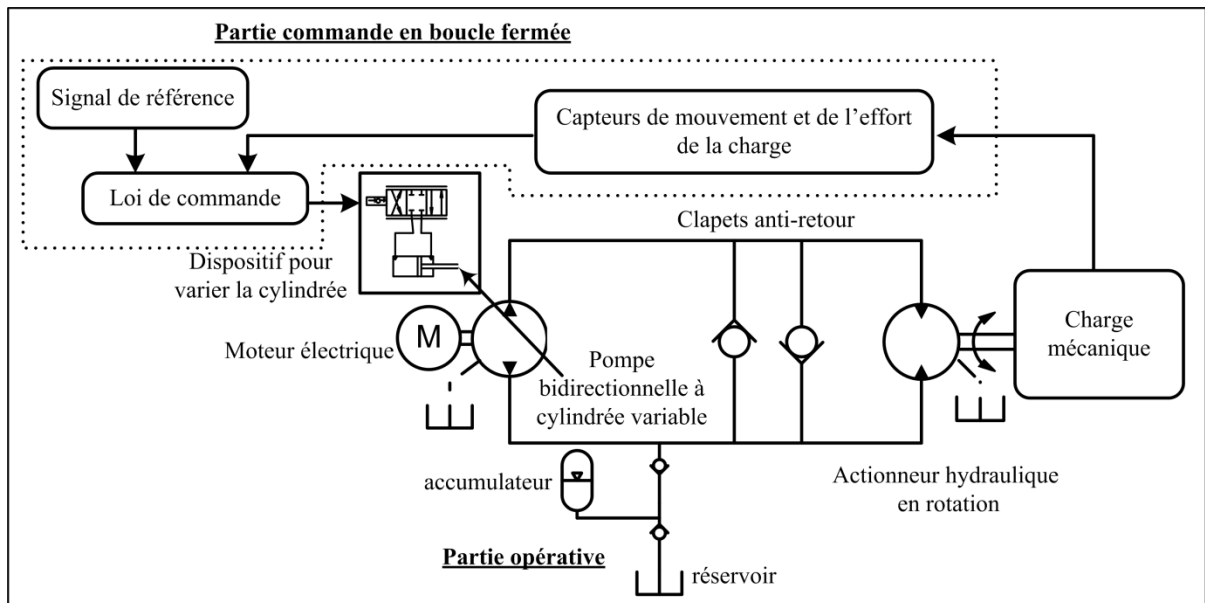


Figure 1.2 Actionneur hydraulique commandé par une servo-pompe

Dans le SSEH de la figure 1.2, la servo-pompe assure l'interface entre la partie commande et la partie opérative. La partie opérative de cette configuration se compose d'un actionneur hydraulique, d'une pompe bidirectionnelle à cylindrée variable, d'un accumulateur, de clapets anti-retour et d'un réservoir. Les clapets anti-retour, en parallèle sur les lignes principales pompe-actionneur, protègent le système contre les surpressions. L'accumulateur apporte un volume additionnel de fluide pour compenser les fuites et prévenir la cavitation. Le dispositif de variation de cylindrée est muni d'une servovalve et d'un actionneur. La servovalve, excitée par le signal électrique de commande, commande un vérin. Le déplacement du vérin permet de varier la cylindrée de la pompe. Le mouvement et la pression aux bornes de l'actionneur sont directement contrôlés par la pompe. La transmission de puissance de cette configuration est hydrostatique car le fluide circule en boucle fermée.

La configuration avec transmission hydrostatique possède un rendement énergétique très élevé (environ 90%). Il n'existe aucune restriction entre la pompe et l'actionneur. Le débit généré par la pompe est totalement et constamment utilisé par l'actionneur. Dans le cas de la configuration utilisant la servovalve comme interface, le rendement énergétique est d'environ 67%. La servovalve génère une restriction significative dans le système. Sa ligne d'entrée est

constamment alimentée par un débit et une pression fixes quelque soit la charge. A cause de la perte de charge due à cette restriction, la pression maximale tolérée à la sortie de la servovalve vaut  $2/3$  de la pression d'entrée. Les pertes énergétiques sont élevées surtout lorsque la valve est fermée. Dans ce cas, la totalité du débit est redirigée dans le réservoir via le limiteur de pression.

Les SSEH avec transmission hydrostatique sont sollicités pour développer de très grandes pressions. Cependant, la réponse de ces SSEH est extrêmement lente (environ 20 Hz) comparée à celle des actionneurs hydrauliques commandés par une servovalve électro-hydraulique (1kHz). Pour varier le débit du système, le vérin du dispositif de variation de cylindrée doit se déplacer de plusieurs millimètres. Par contre, le tiroir de la servovalve se déplace de quelques dixièmes de millimètres pour varier le débit de fluide allant à l'actionneur. De plus, les systèmes hydrostatiques possèdent des marges de stabilité réduites et des imprécisions lors d'un contrôle de position (Arnautovic, 1993).

Les actionneurs commandés par les servovalves électro-hydrauliques offrent une réponse extrêmement rapide et précise. Malgré leur faible rendement énergétique, cette configuration est la plus rencontrée dans l'industrie. Elle est également utilisée dans le cadre de notre étude. La servovalve est la principale source de l'efficacité des SSEH car elle conjugue opération et automatique. Elle est également la principale cause lorsque le SSEH présente des dysfonctionnements. Les servovalves à un étage et les servovalves à deux étages sont les deux types de servovalves couramment rencontrés.

Les servovalves électro-hydrauliques à deux étages ne présentent pas les limitations dans les performances statiques et dynamiques rencontrées dans les servovalves à un étage. Ces servovalves sont robustes et peuvent manipuler de très lourdes charges nécessitant des mouvements et efforts variables (Merritt, 1967). Elles possèdent des bandes passantes très élevées (Li, 2002). De plus, les servovalves à deux étages possèdent un mécanisme de rétroaction interne. Le mouvement ou l'effort sur le tiroir mobile est mesuré par un capteur

interne. Ce dernier transforme la mesure reçue en un signal mécanique ou hydraulique afin d'ajuster la position du tiroir mobile.

### 1.3 Modélisation des servo-systèmes électro-hydrauliques

La modélisation d'un système dynamique permet d'étudier les interactions existant entre les variables de commande (les entrées du système) et les variables d'état (les sorties du système). Le fonctionnement d'un système dynamique et la prédiction de son comportement face à une loi de commande sont analysés à partir d'un modèle de simulation. Le modèle mathématique décrivant la dynamique d'un système est trouvé en utilisant les lois de la physique. Dans cette section, nous analysons les différents modèles représentant la dynamique des SSEH existant dans la littérature. Nous concentrons cette revue sur les actionneurs hydrauliques commandés par une servovalve. Pour l'étude des SSEH avec transmission hydrostatique, le lecteur est prié de consulter les travaux de Habibi, Pastrakuljic et Goldenberg (2000) et Ho et Ahn (2010).

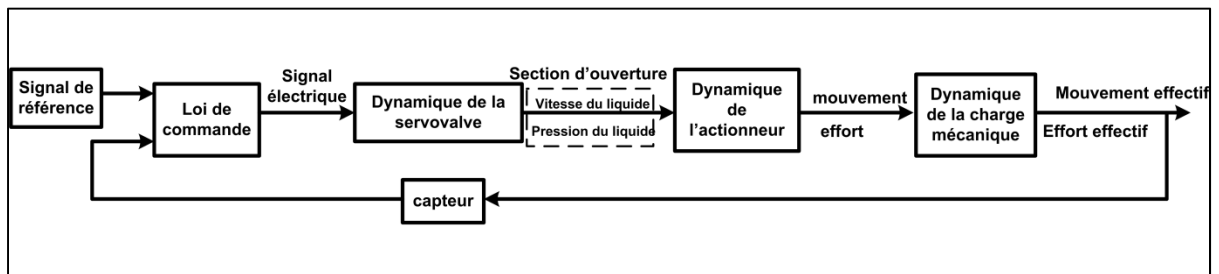


Figure 1.3 Schéma-bloc décrivant la dynamique générale du SSEH

La figure 1.3 montre le schéma-bloc de la dynamique d'un SSEH où l'actionneur est commandé par une servovalve. Les travaux de Merritt (1967) développent et détaillent clairement les lois de la physique décrivant la dynamique du SSEH. La modélisation générale du SSEH est développée en rassemblant les modèles de la dynamique de la servovalve, de l'actionneur hydraulique et de la charge.

La dynamique de la valve est régie par une fonction de transfert liant le signal de commande à la section d'ouverture de la valve. Selon le signe et l'intensité du signal électrique, la servovalve ajuste sa section d'ouverture afin de moduler la vitesse d'écoulement et la pression aux bornes de l'actionneur. Le débit sortant de la servovalve est le produit de la section d'ouverture et de la vitesse d'écoulement du fluide.

La dynamique de la l'actionneur est décrite par l'équation de continuité. Le débit provenant de la servovalve se répartit en un débit utile au mouvement de la charge, un débit perdu dans les fuites et en un autre débit perdu dans la compressibilité des composants du SSEH. Le débit et la pression reçus par l'actionneur deviennent respectivement un mouvement et un effort mécanique transmis à la charge. La dynamique de la charge est représentée en appliquant la deuxième loi de Newton. Dépendamment des forces résistantes en présence, la charge se déplace à travers un effort et un mouvement effectifs.

#### **1.4 Modélisation de la servovalve électro-hydraulique**

Plusieurs modèles décrivant la dynamique de la partie commande de la servovalve sont proposés dans la littérature. Des modèles décrivant explicitement la dynamique de la partie électro-mécanique de la servovalve sont proposés dans les travaux des auteurs Fink et Singh (1997) et Bilodeau et Papadopoulos (1997). Des modèles incluant la dynamique de l'armature, de l'étage d'amplification et du tiroir mobile sont développés dans les travaux de Gordic, Babic et Jovicic (2004). Dans leurs travaux plus récents, les auteurs Gordic et al. (2008) expliquent que les performances de la servovalve et donc du SSEH dépendent des performances du moteur à aimant permanent.

Les modèles mathématiques considérant les effets électro-mécaniques de la servovalve sont complexes et rendent l'élaboration de la loi de commande très difficile voire impossible. La plupart des modèles utilisés pour des objectifs de commande sont basés sur les données expérimentales du manufacturier. Ces modèles sont des fonctions de transfert liant le signal électrique à l'ouverture de la section de la servovalve ((Thayer, 1965) et (Parker, 2003)). Ces



modèles linéaires (sous forme de fonctions de transfert) représentent avec une satisfaisante approximation la dynamique de la partie commande des servovalves. Selon la fréquence de fonctionnement du système, la fonction de transfert possède un certain ordre.

Une fonction de transfert du deuxième ordre liant la variable d'entrée de la servovalve (le signal électrique) à sa variable de sortie (section ouverte de la servovalve) est proposée dans les travaux de Kalyoncu et Haydim (2009) et de ceux de Nakkarat et Kuntanapreeda (Nakkarat et Kuntanapreeda, 2009). Le troisième ordre est utilisé dans les travaux de Alleyne et Liu (1999). Dans le modèle des auteurs Garagic et Srinivasan (2004) et Ayalew et Jablokow (2007), la dynamique de la servovalve est réduite à un simple gain statique liant la section d'ouverture à la section du signal électrique. Dans de nombreux travaux ayant pour objectif le développement de lois de commande comme ceux de Seo, Venugopal et Kenne (2007), Yaoxing et al. (2009), Dong, Liu et Li (2010), la fonction de transfert du premier ordre est couramment rencontrée.

Le débit de fluide à la sortie de la servovalve est proportionnel à la section ouverte et à la racine carrée de la différence de pression entre l'entrée et la sortie de la servovalve. Le changement de sens du déplacement du tiroir change le sens de circulation du débit à travers l'actionneur. Généralement, le signe du signal électrique détermine le sens de déplacement du tiroir. Par convention, la littérature affecte un signe négatif ou positif à la section ouverte de la servovalve. Étant donné la permutation de l'alimentation en pression des bornes de l'actionneur, la différence de pression aux bornes de ce dernier est également affectée d'un signe. Par conséquent, le terme au sein de la racine carrée de l'expression de débit de la servovalve dépend du signe de la section ouverte de la servovalve.

L'équation de débit à travers la servovalve est l'une des principales causes de la complexité et de la nonlinéarité des SSEH. Les auteurs Lim (1997) et Ziaei et Sepehri (2000) linéarisent cette expression autour d'un point de fonctionnement afin d'obtenir une relation linéaire entre le débit et la section ouverte de la valve. D'autres auteurs tels que Eryilmaz et Wilson (2000) et Kalyoncu et Haydim (2009) améliorent cette approximation en considérant les

fuites internes dans la servovalve. Généralement ces modèles sont employés pour l'élaboration d'une loi de commande linéaire. Ces modèles garantissent une bonne approximation lorsque l'ouverture de la servovalve tourne autour de la section utilisée pour la linéarisation.

Lorsque le fonctionnement du SSEH nécessite des ouvertures plus diverses et plus larges de la servovalve, le modèle non-linéaire est utilisé. Afin d'éviter l'ajout du signe dans le modèle déjà non-linéaire, certains auteurs tels que Garagic et Srinivasan (2004) travaillent avec un actionneur unidirectionnel. Pour des mouvements bidirectionnels de l'actionneur, le signe du déplacement du tiroir est requis. Les auteurs Nguyen et al (2000) et Mili, Situm et Essert (2010) utilisent deux modèles correspondant à chaque sens de déplacement du tiroir. Dans les travaux de Alleyne et Liu (2000), la fonction signe est employée. Cependant, à cause du caractère discontinu de la fonction signe, les auteurs utilisent deux lois de commande correspondant à chaque sens de circulation du fluide. D'autres auteurs résolvent le caractère non-différentiable de la fonction signe en l'approximant à une fonction continue et différentiable. Cette approximation permet de développer une loi de commande efficace pour les deux sens de déplacement. Par exemple, Ayalew (2007) approxime la fonction signe avec la fonction arc-tangente. Dans les travaux de Seo, Venugopal et Kenné (2007) et de Kaddissi, Saad et Kenné (2009), la fonction signe est approximée avec la fonction sigmoïde.

## **1.5 Modélisation de l'actionneur hydraulique et de la charge mécanique**

Le rendement total de l'actionneur hydraulique est le rapport de la puissance mécanique transmise à la charge sur la puissance hydraulique reçue. Ce rendement dépend des pertes volumétriques et des pertes mécaniques. Les pertes volumétriques apparaissent dans l'équation de continuité décrivant la dynamique de l'actionneur. Les pertes mécaniques apparaissent dans l'équation de mouvement de la charge mécanique.

La modélisation des pertes volumétriques est relativement simple. Les pertes volumétriques sont proportionnelles à la différence de pression aux bornes de l'actionneur. La majorité des

travaux considèrent les fuites externes et internes ainsi que les pertes volumétriques liées à la compressibilité. Pour l'obtention d'un modèle plus simple, certains auteurs négligent les fuites. Par exemple, Yao, Bu et Chiu (Yao, Bu et Chiu, 2001) négligent les fuites externes par contre ils considèrent les frictions et les perturbations externes. Guan et Pan (2008a) ne considèrent pas les fuites externes.

Comme les pertes volumétriques, les pertes mécaniques liées à la viscosité du fluide sont simples à modéliser. Elles sont proportionnelles à la vitesse de l'actionneur hydraulique. Les pertes mécaniques problématiques sont les frictions statiques et dynamiques ainsi que les perturbations externes. Les frictions statiques et dynamiques possèdent une relation nonlinéaire par rapport à la vitesse. Certains auteurs tels que Marton, Fodor et Sepehri (2010) représentent ces frictions avec un modèle non-linéaire et exponentiel pour capturer à la fois la friction visqueuse, dynamique et statique. D'autres auteurs tels que Canudas de Wit et al. (1995) utilisent le modèle LuGre (modèle sophistiqué décrivant la friction statique, la friction dynamique et la friction visqueuse) reconnu pour sa précision. Cependant, Yanada et Furuta (2007) montrent que les lois de commande basées sur de tels modèles sont limitées et manquent de précision.

Les perturbations externes représentent tous les efforts incontrôlables et imprévisibles qui influencent le mouvement de la charge. Ces efforts possèdent une modélisation incertaine. La plupart des travaux de la littérature ne dissocie pas les perturbations externes des frictions. Guan et Pan (2008a) combinent les frictions et les perturbations externes dans leur modélisation. D'autres auteurs tels que Alleyne et Liu (2000) et Garagic et Srinivasan (2004) considèrent que les frictions sont les seules perturbations externes. La distinction des perturbations externes des frictions permet d'améliorer la précision du modèle. Les auteurs Zeng et Sepehri (2008) modélisent séparément les frictions des perturbations externes. Le modèle des perturbations externes dans leurs travaux permet le développement d'une technique de compensation relativement simple. Cependant, la modélisation des frictions entraîne le développement d'une technique de compensation complexe et limitée.

## 1.6 Lois de commande

Cette section présente les différentes méthodologies de conception des lois de commande des SSEH existant dans la littérature. La plupart des méthodologies de conception sont basées sur la représentation mathématique de la dynamique d'un SSEH. La fonction de la loi de commande sur un SSEH est d'effectuer le contrôle de mouvement ou le contrôle de l'effort sur l'actionneur hydraulique.

La majorité des méthodologies de conception des lois de commande pour SSEH utilise le retour d'état. Le signal de sortie de l'actionneur hydraulique est constamment comparé à un signal de référence. L'erreur résultante, grâce à un dispositif intelligent, produit un signal de commande renvoyé à la servovalve. L'erreur de poursuite entre le signal désiré et le signal mesuré est constamment corrigée. Cependant, la stabilité des systèmes dynamiques en boucle fermée, de surcroît non-linéaires et sujets à des variations paramétriques, est problématique.

Contrairement aux systèmes linéaires, il n'existe aucune méthodologie unifiée pour développer des lois de commande pour les systèmes non-linéaires. Trois principales méthodologies de conception sont proposées dans la littérature afin de résoudre les servo-problèmes électro-hydrauliques :

- loi de commande basée sur la linéarisation approximative;
- loi de commande basée sur la linéarisation exacte;
- loi de commande basée sur la théorie de Lyapunov.

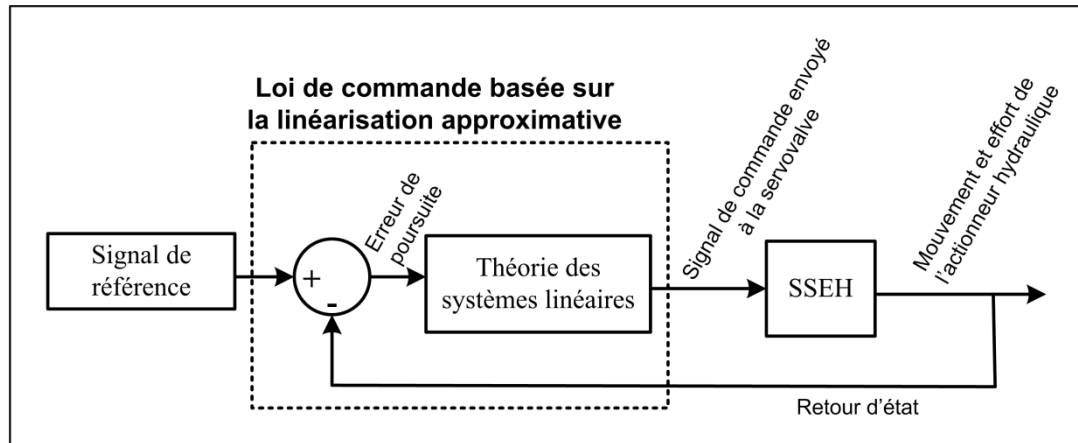


Figure 1.4 Principe fonctionnel de la loi de commande basée sur la linéarisation approximative

La loi de commande basée sur la linéarisation approximative, schématisée à la figure 1.4, est la plus simple et la plus rencontrée en industrie. Elle consiste à linéariser le modèle non-linéaire du SSEH autour d'un point de fonctionnement. Une fois le modèle linéarisé, la traditionnelle théorie des systèmes linéaires est utilisée. Les travaux de Alleyne et Liu (1999), Lim (1997) et Halanay et Safta (2005) montrent respectivement l'emploi d'un contrôleur proportionnel-intégral et dérivé (PID), d'un contrôleur basé sur le retour d'état et d'un contrôleur basé sur le placement de pôles sur un SSEH. Des versions avec loi d'adaptation et logique intuitive sont développées respectivement dans les travaux de (Zhou et al. (2009) et de Du et Zhang (Du et Zhang, 2009). La méthodologie de conception utilisant la linéarisation approximative est facilement implantable en temps réel. Cependant, les performances obtenues par cette méthodologie de conception sont uniquement garanties lorsque le SSEH fonctionne autour du point d'opération.

La méthodologie de conception des lois de commande utilisant la linéarisation exacte est fondée sur le principe de l'inversion dynamique comme l'indique la figure 1.5. On a montré que la linéarisation approximative transforme le système non-linéaire en boucle ouverte en un autre système linéaire en boucle ouverte afin d'appliquer la théorie des systèmes linéaires. Avec la linéarisation exacte, le système non-linéaire en boucle ouverte est transformé en un système linéaire en boucle fermée. La loi de commande basée sur la linéarisation exacte se compose d'une partie linéaire et d'une partie non-linéaire. La partie linéaire est fondée sur la

théorie des systèmes linaires. Cette partie définit la cinématique de l'erreur de poursuite par un simple placement de pôles. La partie non-linéaire applique l'inversion dynamique par un modèle décrivant la dynamique du SSEH. Cette partie permet de supprimer les non-linéarités afin que la cinématique de l'erreur devienne l'unique dynamique du SSEH.

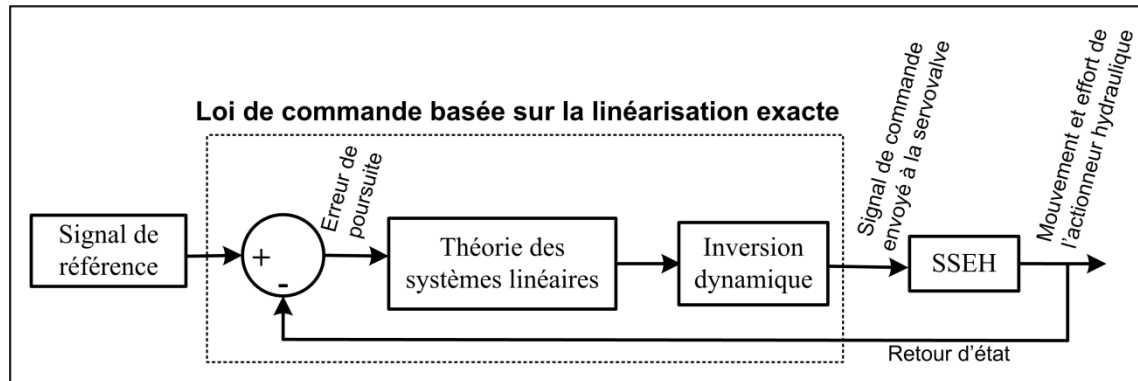


Figure 1.5 Principe fonctionnel de la loi de commande basée sur la linéarisation exacte

La linéarisation exacte permet de garantir les performances du SSEH sur un espace d'état plus général. Selon la nature du modèle du SSEH considéré, cette méthodologie de conception propose trois différentes possibilités de développement. Kwon et al. (2006) contrôlent la position d'un SSEH avec une loi de commande basée sur la linéarisation exacte utilisant tous les états du SSEH. Dans les travaux de Seo, Venugopal et Kenné (2007), une loi de commande basée sur la linéarisation exacte avec la relation entrée-sortie du SSEH permet d'effectuer un contrôle de position, de vitesse et de pression. Le développement d'un contrôleur de pression du SSEH utilisant la linéarisation exacte avec une partie des états du SSEH est présenté dans les travaux de Ayalew et Jablokow (2007). Les performances obtenues par ces contrôleurs sont supérieures à celles obtenues avec les contrôleurs utilisant la linéarisation approximative. Cependant, les performances obtenues avec une loi de commande utilisant la linéarisation exacte dépendent du modèle représentant la dynamique du SSEH. Si le modèle ne décrit pas parfaitement la dynamique du SSEH, l'annulation de la dynamique n'est pas effective et le SSEH n'est plus décrit par la dynamique de l'erreur de poursuite. Les performances se dégradent et des risques d'instabilité peuvent survenir.

La méthodologie de conception basée sur la théorie de Lyapunov est une alternative à celle basée sur la linéarisation exacte. En effet, cette méthodologie permet également de garantir les performances du système en boucle fermée au sens global. La commande backstepping est la plus connue des lois de commande basée sur la théorie de Lyapunov rencontrée dans la littérature des SSEH. Le principe de cette méthodologie consiste à diviser le système global en différents sous-systèmes. Ensuite, une loi de commande vérifiant la théorie de Lyapunov est construite par voie récursive (*Voir Figure 1.6*). Les travaux de Kaddissi, Kenné et Saad (2007) montrent le contrôle de position d'un actionneur hydraulique en rotation avec une loi de commande basée sur le backstepping. Dans les travaux plus récents de Kaddissi, Saad et Kenné (2009), les auteurs développent un contrôleur backstepping avec intégrateur. Cette loi de commande est robuste et garantit d'excellentes performances en boucle fermée. Cependant, à cause de la procédure récursive, cette méthodologie de conception devient très compliquée pour des systèmes d'ordre élevé. De plus, les travaux de Choux et Hovland (2010) et de Choux et al. (2009) montrent respectivement que les versions avec loi d'adaptation et logique intuitive s'accompagnent de complications d'ajustement.

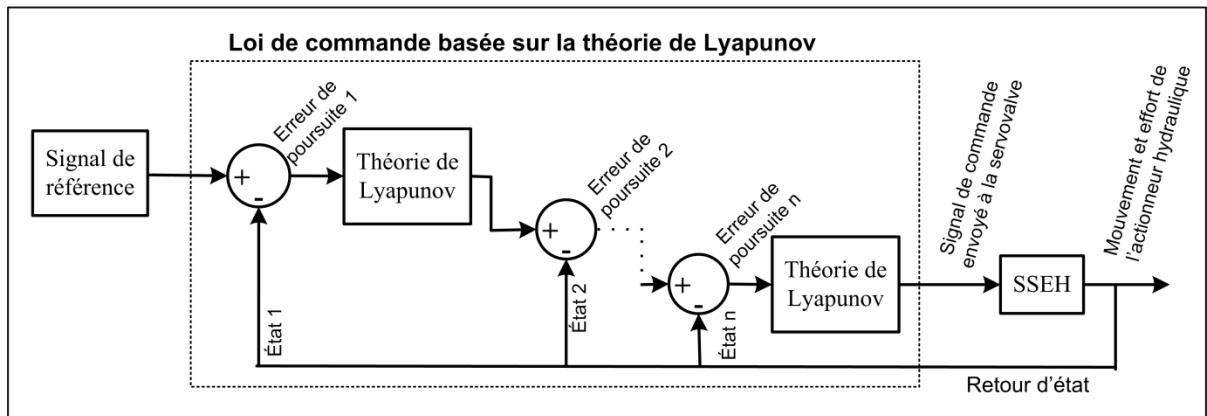


Figure 1.6 Principe fonctionnel de la loi de commande basée sur le backstepping

La méthodologie fondée sur la linéarisation exacte est une solution plus simple que celle utilisant la théorie de Lyapunov pour garantir les performances du SSEH dans un sens global. Cependant, la linéarisation exacte manque de robustesse lorsque l'inversion dynamique est imparfaite. La littérature propose des versions de la linéarisation exacte visant à maintenir les

performances lorsque le SSEH est perturbé par la variation des paramètres hydrauliques et mécaniques.

### **1.7 Versions robustes de la linéarisation exacte**

Les lois de commande basées sur la linéarisation exacte nécessitent des compléments de conception afin de traiter les incertitudes de modélisation du SSEH. La littérature propose trois principales versions robustes de la linéarisation exacte :

- la version avec logique intuitive;
- la version avec modes de glissement;
- la version avec loi d'adaptation.

La linéarisation exacte avec logique intuitive consiste à représenter la dynamique du contrôleur avec une liste de règles intuitives. Parmi ces logiques intuitives, la logique Fuzzy est la plus rencontrée dans la littérature. La version Fuzzy d'une loi de commande basée sur la linéarisation exacte permet de maintenir les performances du SSEH lorsque le modèle est imparfait. Les auteurs Garagic et Srinivasan (2004) et Bessa, Dutra et Kreuzer (2010) contrôlent la position d'un SSEH perturbé par la variation des paramètres hydrauliques avec une loi de commande basée sur la linéarisation exacte et la logique Fuzzy.

L'avantage de la logique intuitive est qu'elle ne nécessite pas un modèle sophistiqué. L'inconvénient de cette approche réside sur le nombre de règles à établir. Les contrôleurs performants nécessitent un nombre de règles très élevé. La simulation et l'implantation en temps réel sont limitées par l'effort et le temps des calculs numériques importants. De plus, avec des SSEH à dynamique complexe et constamment perturbée, certains auteurs tels que Chiang, Chen et Kuo (2009) montrent que la logique intuitive est insuffisante pour gérer les incertitudes de modélisation liées aux différentes perturbations externes.

La linéarisation exacte avec mode de glissement ajoute un signal à permutations rapides au signal de commande existant. Cette approche apporte à la linéarisation exacte une grande



robustesse face aux incertitudes de modélisation. Alleyne et Hedrick (1995) développent une loi de commande basée sur les modes de glissement pour contrôler la pression aux bornes d'un actionneur hydraulique. Les oscillations soutenues à fréquences élevées du signal de commande génèrent des vibrations importantes dans le SSEH. Les performances des contrôleurs avec mode de glissement sont dégradées par la présence d'oscillations à hautes fréquences dans la réponse du SSEH. Chen, Renn et Su (2005) développent une technique visant à réduire ces oscillations. Cependant, les auteurs montrent que les vibrations sont réduites au détriment de la précision du SSEH.

La commande avec loi d'adaptation est très répandue dans la littérature pour traiter les incertitudes de modélisation. Cette approche consiste à ajuster en temps réel la valeur des paramètres du contrôleur. Combinée à la linéarisation exacte, la loi d'adaptation permet de mettre à jour les paramètres du contrôleur afin que l'inversion dynamique demeure effective en dépit des variations des paramètres hydrauliques. Garagic et Srinivasan (2004) utilisent un contrôleur de vitesse sur EHSS basé sur la linéarisation exacte en version adaptative. Les performances obtenues sur le SSEH sont satisfaisantes. Cependant, les incertitudes de modélisation liées aux perturbations externes et à la pression de service ne sont pas traitées. Cho et Edge (2000) ajoutent une version avec mode de glissement dans le contrôleur adaptatif afin de traiter les frictions. Les performances obtenues sur le SSEH sont également satisfaisantes cependant l'emploi des modes de glissement génèrent les vibrations sur le SSEH. Bessa, Dutra et Kreuzer (2010) proposent un contrôleur de position adaptatif avec des règles logiques et intuitives pour compenser les imperfections de modélisation. Ils montrent cependant que la logique intuitive est insuffisante pour commander un SSEH perturbé.

La commande adaptative ajuste uniquement les paramètres linéaires par rapport aux modèles. Elle nécessite des combinaisons avec d'autres méthodologies de conception afin de traiter les incertitudes des paramètres non-linéaires par rapport au modèle. L'implantation en temps réel de cette approche n'est pas limitée par les problèmes rencontrés avec les modes de glissement et la logique intuitive. Cependant, la combinaison de la commande adaptative avec d'autres versions entraîne des limitations.

La version adaptative de la linéarisation exacte permet d'ajuster en temps réel le modèle d'inversion dynamique du SSEH. De plus, non combinée à la version avec mode de glissement et version avec logique intuitive, la version adaptative est simple à implanter en temps réel. Cependant, les lois d'adaptation ne gèrent que les paramètres qui sont linéaires par rapport au modèle. Parmi ces paramètres, on retrouve la pression de service, les frictions et les perturbations externes. La littérature propose des lois de commande permettant de traiter les incertitudes de modélisation dues à la pression de service, aux frictions et aux perturbations externes.

### **1.8 Pression de service, frictions et perturbations**

La commande adaptative est utilisée sur les SSEH pour gérer les variations des paramètres hydrauliques. Cependant, sa méthodologie de conception nécessite une structure linéaire entre les paramètres incertains et les fonctions d'état connues. Les paramètres du SSEH ne possédant pas cette forme linéaire sont supposés constants. La pression de service du SSEH apparaît dans la racine carrée de l'expression de débit de la servovalve. Ce paramètre possède une forme non linéaire par rapport au modèle.

La plupart des lois de commande adaptative proposées dans la littérature ne considèrent pas l'incertitude de modélisation due à la pression de service. Par exemple, dans les travaux de Alleyne et Hedrick (1995), Alleyne et Liu (2000) et Garagic et Srinivasan (2004), les auteurs supposent que la pression de service est connue et constante dans leur loi de commande adaptative. La fonction racine carrée devient entièrement un terme connu faisant partie des mesures. Dans d'autres études telles que celles de Bessa, Dutra et Kreuzer (2009), la fonction racine carrée contenant la pression de service est bornée et approximée par sa valeur moyenne géométrique constante. Cependant, les chercheurs Ayalew et Kulakowski (2005) ont montré qu'il existe des fluctuations dans la pression de service. De plus, en l'absence d'un accumulateur, la pression de service est incertaine. Par conséquent, l'incertitude de la pression de service doit être considérée et compensée par les lois de commande pour SSEH.

Dans certaines lois de commande proposées dans la littérature, à l'instar de celles développées par Guan et Pan (2008b), les frictions sont considérées comme des perturbations externes lors de la modélisation. Dans d'autres lois de commande, par exemple celles proposées par Alleyne et Liu (2000), les frictions sont uniquement considérées et les perturbations externes négligées. D'autres contrôleurs adaptatifs tels que celui proposé par Garagic et Srinivasan (2004) sont développés pour des SSEH à mouvement unidirectionnel afin d'éviter la discontinuité de la friction. Les frictions possèdent une dynamique connue tandis que la dynamique des perturbations externes est imprévisible. Tar et al. (2005) montrent que les lois de commande des SSEH doivent considérer les frictions et les perturbations externes dans le modèle du SSEH afin d'améliorer leurs performances.

Zeng et Sepehri (2008) proposent un contrôleur adaptatif de position pour SSEH où les frictions et les perturbations externes sont séparément considérées. Ils modélisent les frictions avec le modèle de Lugre développé dans les travaux de Canudas de Wit et al. (1995). Dans leurs travaux, les frictions sont traitées par un estimateur complexe basé sur le modèle Lugre. Les perturbations externes, quand à elles, sont traitées via une loi d'adaptation relativement simple. Cependant, les travaux de Swevers et al. (2000) et Yanada et Furuta (2007) montrent que la simulation du modèle de Lugre possède des limitations et des risques d'imprécision dans la poursuite de trajectoires.

## **1.9 Contributions, méthodologie et organisation de la thèse**

Cette thèse propose deux lois de commande pour le SSEH considéré. Bien que nos travaux concernent un actionneur hydraulique en rotation, une simple extension de notre méthodologie de résolution peut correspondre à un actionneur hydraulique en translation. Les contributions apportées par cette thèse dans la littérature de la commande des SSEH sont :

- Le développement d'un modèle mathématique à structure non linéaire qui représente les frictions et les perturbations externes séparément pour un SSEH à mouvement bidirectionnel. Ce modèle est une extension du modèle proposé par Seo, Venugopal et

Kenné (2007) et Kaddissi, Kenné et Saad (2007) car il considère les frictions bidirectionnelles.

- Le développement d'une loi de commande basée sur la linéarisation exacte qui permet de compenser les incertitudes de modélisation liées à la pression de service. La traditionnelle loi adaptative est remplacée par une originale technique de mise à jour des paramètres développée à partir de la théorie de Lyapunov.
- Le développement d'une loi de commande basée sur la linéarisation exacte qui traite séparément les frictions et les perturbations externes sur un SSEH à mouvement bidirectionnel. Cette loi de commande compense également les incertitudes de modélisation liées aux paramètres hydrauliques. La traditionnelle loi adaptative est améliorée par une version simple à implanter qui compense non seulement les incertitudes des paramètres hydrauliques mais aussi celles des paramètres mécaniques.
- L'implantation en temps réel d'une loi de commande en calculant par voie numérique des dérivées successives d'ordre élevé des mesures. Il s'agit de montrer que les performances expérimentales du contrôleur proposé dans cette thèse sont supérieures aux performances obtenues en utilisant un contrôleur PID en présence de bruit sur les mesures, de saturation dans la servovalve, des frictions et de variations de la charge mécanique.

Pour réaliser les objectifs de cette thèse, la méthodologie utilisée s'articule sur trois étapes. Ces différentes étapes sont associées aux chapitres de la thèse et sont illustrées à la figure 1.7.

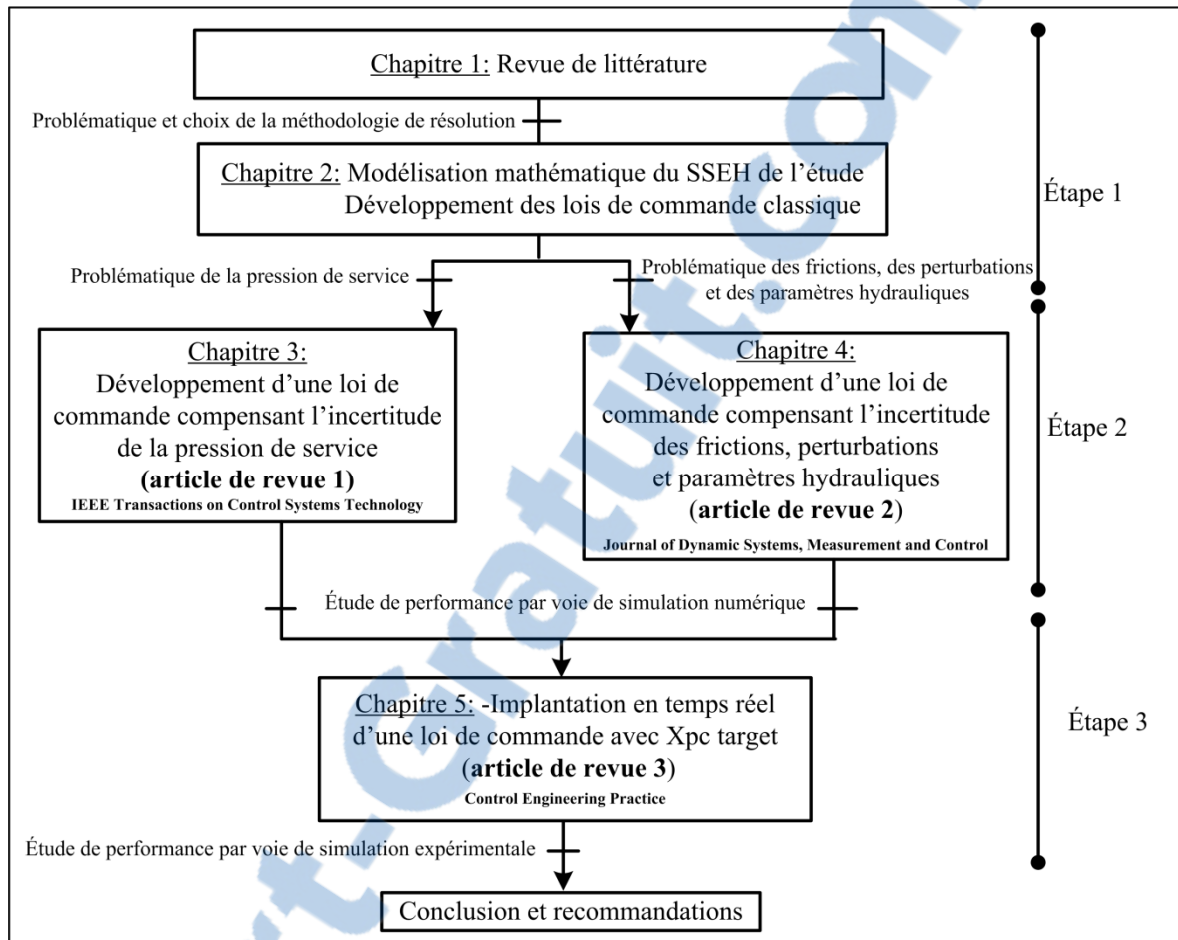


Figure 1.7 Organisation de la thèse selon la méthodologie de résolution

Le chapitre 1 et le chapitre 2 constituent la première étape de notre méthodologie de résolution. La problématique et la méthodologie de résolution sont présentées au premier chapitre. Dans le deuxième chapitre, la description et la modélisation du SSEH de la présente thèse sont abordées. La dynamique décrite par notre modèle mathématique englobe les dynamiques essentielles du SSEH. Les frictions bidirectionnelles et les perturbations externes sont représentées. Ensuite, nous y développons les lois de commande classique pour fins de comparaison avec les contrôleurs proposés.

Les chapitres 3 et 4 constituent la deuxième étape de notre travail. Nous proposons des solutions de commande suite aux problématiques rencontrées dans la littérature. Dans le troisième chapitre, nous développons une loi de commande qui traite l'incertitude de

modélisation liée à la pression de service. Le quatrième chapitre montre la conception de la loi de commande qui compense l'incertitude de modélisation causée par les paramètres hydrauliques et mécaniques. L'accent est principalement porté sur la compensation des frictions bidirectionnelles et des perturbations externes. Les résultats numériques obtenus ont permis de rédiger et de publier les articles suivants dans les revues scientifiques :

-IEEE Transactions on Control Systems Technology : « H. Angue-Mintsa, R. Venugopal, J.-P. Kenné, and C. Belleau. “Feedback Linearization Based Position Control of an Electro-hydraulic Servo-System with Supply Pressure Uncertainty.”»

-Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME : « H. Angue-Mintsa, R. Venugopal, J.-P. Kenné, and C. Belleau. “Adaptive Position Control of an Electro-Hydraulic Servo-System with Load Disturbance Rejection and Friction Compensation.”»

Le chapitre 5 est consacré à l'étape de l'implantation en temps-réel des lois de commande. Nous présentons le banc d'essai de tests hydrauliques et le système d'acquisition de données. Les résultats expérimentaux obtenus avec le logiciel Xpc target ont permis de rédiger et de soumettre un article dans la revue scientifique Control Engineering Practice :

« H. Angue-Mintsa, R. Venugopal, J.-P. Kenné, and C. Belleau. “Experimental Evaluation of An Adaptive Controller for Electro-Hydraulic Servo-System.”»

La thèse se termine par une conclusion recensant les grandes lignes de notre travail. Une liste de recommandations est également dressée afin d'étendre la portée de nos résultats.

## **1.10 Conclusion**

Ce chapitre a fait la revue de littérature détaillée des servo-mécanismes hydrauliques. Les différentes lois de commande proposées par les différents auteurs ont été présentées et analysées. Les limitations de ces travaux, quant à la compensation de la pression de service, des frictions bidirectionnelles et des perturbations externes, ont été soulignées afin de

marquer les contributions apportées par les résultats de cette thèse. Une méthodologie de résolution a finalement été dressée afin de comprendre la séquence des prochains chapitres.





## CHAPITRE 2

### MODÉLISATION DU SERVO-SYSTÈME ÉLECTRO-HYDRAULIQUE

#### 2.1 Introduction

La première partie de ce chapitre traite de la modélisation mathématique de la dynamique du servo-système électro-hydraulique (SSEH) considéré dans cette thèse. Cette première étape dans notre méthodologie de résolution est basée sur les travaux de Merritt (1967). La présente modélisation est une extension du modèle élaboré dans les travaux de Seo, Venugopal et Kenné (2007) et de Kaddissi, Kenné et Saad (2007) dans la mesure où les hypothèses simplificatrices sont réduites. La deuxième partie de ce chapitre présente la conception des lois de commande classique pour un contrôle de position angulaire du servo-système électro-hydraulique (SSEH). Nous développons un contrôleur proportionnel-intégral-dérivé (PID) et un contrôleur basé sur la linéarisation exacte. Ces lois de commande sont utilisées par la suite pour fins de comparaison avec les contrôleurs proposés dans cette thèse.

#### 2.2 Description du servo-système électro-hydraulique

Nous considérons la configuration utilisant une servovalve électro-hydraulique pour commander un moteur hydraulique bidirectionnel. La figure 2.1 montre le schéma fonctionnel du SSEH considéré. La pompe fournit un débit de fluide constant au système. Le fluide est stocké dans un réservoir à pression atmosphérique. Le limiteur de pression et l'accumulateur maintiennent la pression de service à l'entrée de la servovalve à une valeur constante. La servovalve électro-hydraulique, commandée par le signal électrique du contrôleur, déplace son tiroir. Le déplacement du tiroir permet de contrôler la vitesse d'écoulement et la pression du fluide provenant de la pompe aux bornes du moteur hydraulique. Ce dernier transmet un mouvement en rotation et un couple mécanique à la charge.

La partie commande du SSEH est composée d'un capteur de pression, d'un capteur de position et d'une loi de commande. Nous désirons effectuer un contrôle de position angulaire sur la charge mécanique. Les signaux des capteurs sont utilisés pour le retour d'état (rétroaction).

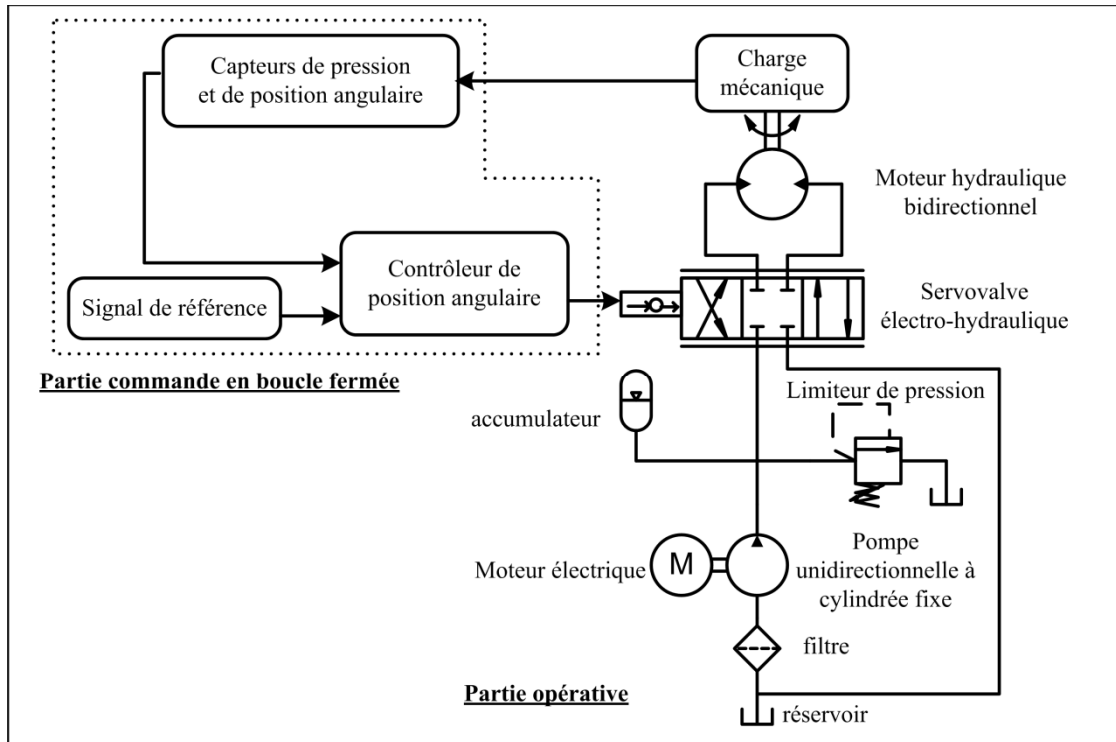


Figure 2.1 Schéma du servo-système électro-hydraulique de la thèse

## 2.3 Modélisation du servo-système électro-hydraulique

### 2.3.1 Dynamique de la servo-valve

Comme dans les travaux de LeQuoc, Cheng et Leung (1990), de Seo, Venugopal et Kenné (2007) et de Kaddissi, Saad et Kenné (2009), la servovalve utilisée dans cette thèse possède un centre critique (recouvrement nul). Ses orifices sont supposés symétriques et appariés. Les fuites internes de la servovalve sont négligées. La dynamique du déplacement du tiroir de la servovalve est décrite par la fonction de transfert du premier ordre suivante :

$$\tau \dot{A}(t) + A(t) = Ku(t) \quad (2.1)$$

où  $\tau$ ,  $K$ ,  $A(t)$  et  $u(t)$  représentent respectivement la constante de temps, le gain d'amplification, la section d'ouverture et le signal électrique de commande.

L'expression de débit à travers un orifice permet de modéliser la partie opérative de la servovalve

$$Q(t) = A(t)C_d \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta P(t)} \quad (2.2)$$

où  $Q(t)$ ,  $C_d$ ,  $\rho$  et  $\Delta P(t)$  symbolisent respectivement le débit, le coefficient de correction de la servovalve, la masse volumique du fluide et la différence de pression aux bornes de la servovalve. Si  $P_1(t)$  et  $P_2(t)$  symbolisent respectivement la pression dans chacune des deux chambres du moteur hydraulique, la différence de pression aux bornes du moteur, notée  $P_L(t)$  est :

$$P_L(t) = P_1(t) - P_2(t) \quad (2.3)$$

De plus, selon Merritt (1967), la somme des pressions des bornes d'un actionneur hydraulique commandé par une servovalve, est égale approximativement à la pression de service  $P_s$ , c'est-à-dire :

$$P_s = P_1(t) + P_2(t) = 2P_1(t) - P_L(t) = 2P_2(t) + P_L(t) \quad (2.4)$$

Pour des fins de modélisation, la section ouverte de la servovalve ( $A(t)$ ) peut avoir une valeur positive ou négative selon le sens de circulation du liquide à travers le moteur hydraulique. Ainsi, si l'on suppose que lorsque la servovalve déplace son tiroir dans le sens positif (position parallèle), distribue le fluide dans la position croisée, la valeur algébrique de la différence de pression  $P_L(t) = P_1(t) - P_2(t)$  est positive. Lorsque la servovalve est en

position croisée, la valeur algébrique de  $P_L(t) = P_1(t) - P_2(t)$  devient négative. La différence de pression aux bornes de la servovalve électro-hydraulique est :

$$\Delta P(t) = \frac{P_s - \text{sign}(A(t))P_L(t)}{2} \quad (2.5)$$

où la fonction signe  $\text{sign}(A(t))$  représente le sens de circulation du liquide à travers l'actionneur. L'équation de débit (2.2) sortant de la servovalve devient :

$$Q(t) = A(t)C_d \sqrt{\frac{P_s - \text{sign}(A(t))P_L(t)}{\rho}} \quad (2.6)$$

### 2.3.2 Dynamique du moteur hydraulique bidirectionnel

Le débit de liquide provenant de la servovalve électro-hydraulique se consomme sous trois différentes formes dans le moteur hydraulique. Une partie du débit est utilisée pour déplacer le moteur hydraulique (débit utile à la charge). Une autre partie du débit est consommée par les fuites internes et externes du moteur hydraulique. La dernière partie est perdue dans la flexibilité des conduites, du corps du moteur hydraulique et de la compressibilité du liquide de puissance. L'équation de continuité dans le moteur hydraulique, considérant toutes ces pertes volumétriques, est décrite par :

$$A(t)C_d \sqrt{\frac{P_s - \text{sign}(A(t))P_L(t)}{\rho}} = \underbrace{D_m \dot{\theta}(t)}_{\text{débit utile}} + \underbrace{C_{sm} P_L(t)}_{\text{fuites}} + \underbrace{\frac{V_m}{4\beta} \dot{P}_L(t)}_{\text{débit dû à la compressibilité}} \quad (2.7)$$

où les paramètres  $V_m$ ,  $\beta$ ,  $D_m$ ,  $C_{sm}$  et  $\dot{\theta}(t)$  représentent respectivement le volume total de liquide présent dans les deux chambres du moteur, le module de compressibilité effectif (flexibilité des conduites et du corps de l'actionneur et compressibilité du fluide), la cylindrée du moteur, le coefficient des fuites internes et externes et la vitesse angulaire du moteur.

### 2.3.3 Dynamique de la charge mécanique

Le couple généré par le moteur hydraulique est consommé sous trois différentes formes. La première partie du couple moteur est utilisée par la charge. Une seconde partie du couple moteur est perdue sous forme de frictions visqueuses, statiques et dynamiques. La dernière partie ajuste les perturbations externes sur la charge. La deuxième loi de Newton permet d'écrire la dynamique de la charge :

$$\underbrace{D_m P_L(t)}_{\text{couple moteur}} = \underbrace{J \ddot{\theta}(t)}_{\text{charge}} + \underbrace{B \dot{\theta}(t)}_{\text{friction visqueuse}} + \underbrace{T_F \text{sign}(\dot{\theta}(t))}_{\text{friction dynamique}} + \underbrace{T_L}_{\text{perturbations externes}} \quad (2.8)$$

où les paramètres  $J$ ,  $B$ ,  $T_F$  et  $T_L$  symbolisent l'inertie totale du moteur et de la charge, le coefficient d'amortissement visqueux, le coefficient de friction dynamique (friction de Coulomb) et les perturbations externes.

La friction de Coulomb est modélisée avec la fonction *sign* appliquée sur la vitesse de rotation. Les perturbations externes et le couple moteur peuvent être du même signe ou de signes contraires. Dans l'équation (2.8), les perturbations externes  $T_L$  ne possèdent pas une modélisation aussi précise que les frictions. Ce couple est généralement non prédictible.

### 2.3.4 Fonction signe et fonction sigmoïde

Afin de garantir l'existence et l'unicité des solutions des équations (2.7) et (2.8), la fonction *sign* discontinue et non dérivable est approximée par la fonction sigmoïde continue et dérivable. Cette propriété des modèles mathématiques (condition de Lipschitz) est clairement détaillée dans les travaux de Khalil (2002). La fonction sigmoïde  $\text{sigm}(\cdot)$  est décrite par l'équation suivante :

$$\text{sign}(x(t)) \approx \text{sigm}(x(t)) = \frac{1 - e^{-\delta x(t)}}{1 + e^{-\delta x(t)}} \quad (2.9)$$

où  $\delta > 0$  indique la nature non dérivable de la fonction *sign*. La figure 2.2 illustre le comportement de la fonction sigmoïde sous l'influence du paramètre  $\delta$  et de  $x(t)$ . Lorsque  $\delta \gg 1$ , la fonction sigmoïde se comporte comme la fonction *sign*. Dans ce cas, le modèle représente avec une grande précision la dynamique du servo-système électro-hydraulique.

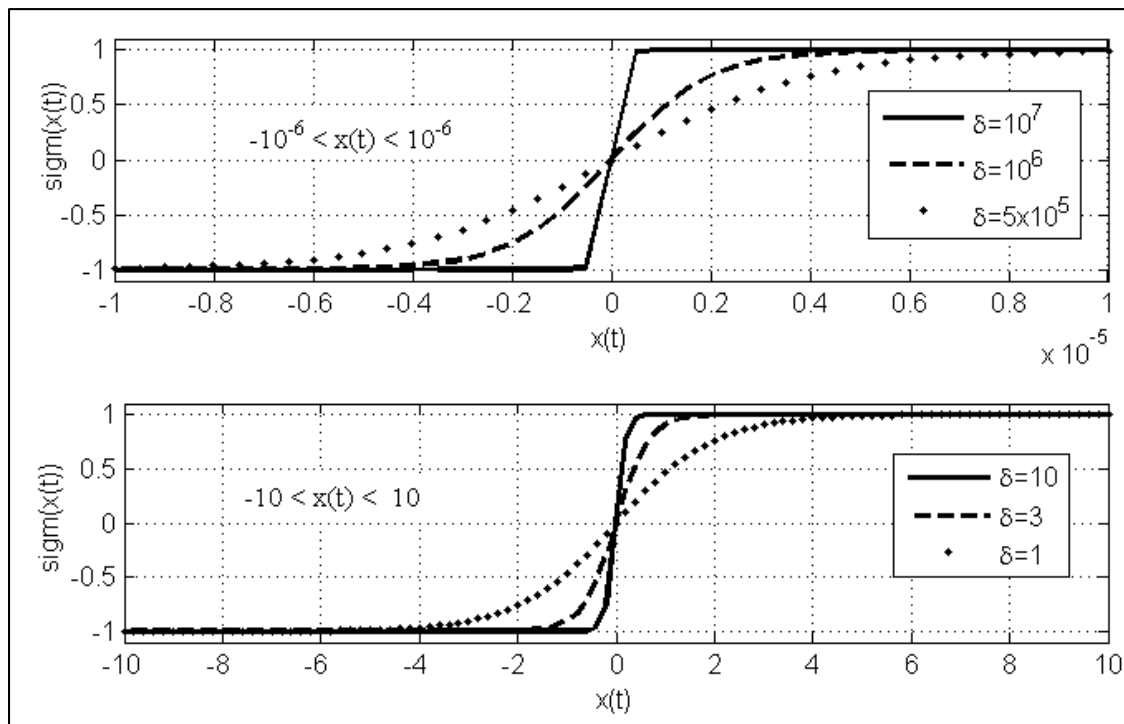


Figure 2.2 Influence des paramètres dans la fonction sigmoïde

Dans la figure 2.2, le comportement de la fonction sigmoïde dépend de l'ordre de grandeur de  $x(t)$ . Pour des valeurs de  $x(t)$  de l'ordre de  $10^{-6}$ , le paramètre  $\delta$  doit être de l'ordre de  $10^7$  afin d'obtenir une meilleure approximation de la fonction signe. Des valeurs de  $x(t)$  plus grandes nécessitent un paramètre  $\delta$  de valeur plus faible. Dans notre modélisation, la fonction sigmoïde s'applique sur la vitesse de rotation du moteur hydraulique et sur la section ouverte de la servovalve. Ces deux variables d'état possèdent des valeurs d'ordre de grandeur différentes. Deux différentes valeurs de  $\delta$  sont utilisées pour identifier la sigmoïde utilisée dans l'équation de débit de la servovalve et dans l'expression de friction dynamique du moteur hydraulique.

Pour le calcul de la dérivée de la sigmoïde, nous considérons la valeur du paramètre  $\delta$  qui permet une meilleure approximation de la fonction signe, c'est-à-dire  $\delta \rightarrow \infty$ . Ainsi, la dérivée de la sigmoïde par rapport au temps devient :

$$\frac{d \operatorname{sigm}(x(t))}{dt} = \frac{2\delta e^{-\delta x(t)}}{\left(1 + e^{-\delta x(t)}\right)^2} \dot{x}(t) \quad (2.10)$$

$$\lim_{\delta \rightarrow \infty} \frac{2\delta e^{-\delta x(t)}}{\left(1 + e^{-\delta x(t)}\right)^2} = 0 \quad (2.11)$$

$$\frac{d \operatorname{sigm}(x(t))}{dt} = 0 \quad (2.12)$$

### 2.3.5 Modèle non-linéaire

La dynamique du servo-système électro-hydraulique (SSEH) est décrite par le système d'équations formé par les modèles de la servovalve, du moteur hydraulique et de la charge mécanique. La représentation d'état d'un système dynamique consiste à établir des équations différentielles de modélisation d'ordre 1. Cette représentation permet la simulation et l'analyse plus intéressante du système dynamique. L'état du système est prédit par son état actuel, son état antérieur et ses entrées. Le regroupement et la reformulation en représentation d'état des équations de modélisation (2.1), (2.7) et (2.8) permet d'écrire :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= \frac{D_m}{J} x_3(t) - \frac{B}{J} x_2(t) - \frac{T_F}{J} \operatorname{sigm}(x_2(t)) - \frac{T_L}{J} \\ \dot{x}_3(t) &= \frac{4\beta C_d}{V_m \sqrt{\rho}} x_4(t) \sqrt{P_s - \operatorname{sigm}(x_4(t))} x_3(t) - \frac{4\beta D_m}{V_m} x_2(t) - \frac{4\beta C_{sm}}{V_m} x_3(t) \\ \dot{x}_4(t) &= -\frac{1}{\tau} x_4(t) + \frac{K}{\tau} u(t) \end{aligned} \quad (2.13)$$

où les variables d'état sont choisies telles que  $x_1(t) = \theta(t)$ ,  $x_2(t) = \dot{\theta}(t)$ ,  $x_3(t) = P_L(t)$  et  $x_4(t) = A(t)$ . Ce modèle est une extension de celui proposé par Seo, Venugopal et Kenné (2007) et par Kaddissi, Kenné et Saad (2007) dans le sens où les frictions de Coulomb sont ajoutées. De plus, contrairement à leurs travaux où  $T_L = 0$ , la présente thèse fait l'analyse de l'influence de différents profils de perturbations externes.

Le modèle du SSEH présenté à l'équation (2.13) est non-linéaire à cause des fonctions sigmoïde et racine carrée. Dans cette représentation d'état, seules, les variables d'état sont exprimées en fonction du temps. Cependant, les paramètres hydrauliques et mécaniques varient également au cours du fonctionnement du SSEH. Par exemple, le coefficient d'amortissement visqueux  $B$  diminue avec l'augmentation de la température qui, elle augmente avec le temps de fonctionnement du SSEH.

### 2.3.6 Modèle linéarisé

Il est possible d'approximer le modèle non-linéaire trouvé à la section 2.3.5 à un modèle linéaire en utilisant la linéarisation approximative ou linéarisation jacobienne. Cette opération est conseillée lorsque la dynamique du SSEH tourne autour d'un point d'opération. La précédente équation matricielle non-linéaire  $\dot{x}(t) = f(x(t))$  est remplacée par une équation matricielle affine  $\dot{x}(t) = A_x(x(t) - x_0) + A_u(u(t) - u_0)$  où  $A_x$  et  $A_u$  représentent les matrices jacobienes déterminées au point d'équilibre  $x_0$  et au signal de commande  $u_0$ .

La première étape de la procédure de la linéarisation jacobienne consiste à déterminer le point d'équilibre du SSEH. L'état d'équilibre d'un système dynamique est atteint lorsqu'il est à l'arrêt, c'est-à-dire que ses variables d'état sont statiques. En appliquant  $\dot{x}_i(t) = 0$  sur le SSEH non-linéaire de l'équation (2.13), on trouve l'état d'équilibre  $x_{20} = x_{30} = x_{40} = 0$  et le signal de commande  $u_0 = 0$ .



Le point d'équilibre du SSEH est atteint lorsque les valeurs de la vitesse, de la différence de pression et celle de l'ouverture de la servovalve sont nulles quelque soit la valeur de la position. D'un point de vue pratique, le moteur hydraulique est à l'arrêt si la servovalve est fermée ( $u(t) = 0$  et  $x_4(t) = 0$ ). Le débit ne circulant pas, la différence de pression aux bornes du moteur s'annule ( $x_3(t) = 0$ ). Par conséquent, aucun couple n'est généré et le SSEH ne se déplace pas ( $x_2(t) = 0$ ). Le SSEH peut s'arrêter à n'importe quelle position.

En considérant l'équation (2.13) et en annulant la perturbation, les matrices jacobienne du SSEH, déterminées au point d'équilibre, sont

$$A_x = \left. \frac{\delta f}{\delta x} \right|_{x_{i0}, u_0} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{B}{J} & \frac{D_m}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{4\beta D_m}{V_m} & -\frac{4\beta C_{sm}}{V_m} & \frac{4\beta C_d \sqrt{P_s}}{V_m \sqrt{\rho}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$A_u = \left. \frac{\delta f}{\delta u} \right|_{x_{i0}, u_0} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K}{\tau} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Les variables d'état et la variable de commande à l'équilibre ont des valeurs nulles. La précédente équation affine  $\dot{x}(t) = A_x(x(t) - x_0) + A_u(u(t) - u_0)$  peut se réécrire  $\dot{x}(t) = A_x x(t) + A_u u(t)$  et la version linéaire du modèle de la sous-section 2.2.5 devient

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\
\dot{x}_2(t) &= \frac{D_m}{J} x_3(t) - \frac{B}{J} x_2(t) \\
\dot{x}_3(t) &= \frac{4\beta C_d \sqrt{P_s}}{V_m \sqrt{\rho}} x_4(t) - \frac{4\beta D_m}{V_m} x_2(t) - \frac{4\beta C_{sm}}{V_m} x_3(t) \\
\dot{x}_4(t) &= -\frac{1}{\tau} x_4(t) + \frac{K}{\tau} u(t)
\end{aligned} \tag{2.16}$$

## 2.4 Forme canonique commandable et dynamique interne

La forme canonique commandable consiste à représenter la dynamique du système par une équation différentielle liant la variable de sortie à la variable de contrôle du SSEH. La variable d'état à asservir et ses dérivées temporelles successives représentent les nouvelles variables d'état du servo-système électro-hydraulique. Le nombre de dérivées temporelles successives est déterminé par le nombre de dérivations successives effectuées sur la variable de sortie afin d'obtenir la variable de contrôle. Les formes canoniques commandables version non-linéaire et version linéaire sont construites à partir des représentations d'état version non-linéaire et version linéaire du SSEH. Cette relation directe entre la variable d'entrée et la variable d'état à asservir permet de développer nos lois de commande.

### 2.4.1 Version non-linéaire

Considérons la représentation d'état non-linéaire du SSEH dans l'espace où  $y(t)$  représente la variable de sortie décrite ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2(t) \\ \frac{D_m}{J}x_3(t) - \frac{B}{J}x_2(t) - \frac{T_F}{J}\text{sigm}(x_2(t)) - \frac{T_L}{J} \\ \frac{4\beta}{V_m} \left( \frac{C_d}{\sqrt{\rho}} x_4(t) \sqrt{P_s - \text{sigm}(x_4(t))x_3(t)} - D_m x_2(t) - C_{sm} x_3(t) \right) \\ -\frac{1}{\tau}x_4(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K}{\tau} \end{bmatrix} u(t) \quad (2.17)$$

Sous une forme plus compacte

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y(t) &= h(x,t) \end{aligned} \quad (2.18)$$

La mise en forme canonique commandable consiste à dériver successivement la sortie afin d'obtenir l'entrée. Commençons par introduire les définitions 1 et 2.

**Définition 1:** Dérivées de Lie (Slotine et Li, 1991, p. 229): Soit  $h : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  une fonction différentiable et scalaire, et  $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  un champ de vecteurs, alors la dérivée de Lie de  $h$  suivant  $f$  est une fonction scalaire définie par  $L_f h = \frac{\partial f}{\partial x} h$ .

**Définition 2:** Degré relatif (Khalil, 2002, p. 510): Le système non-linéaire décrit par l'équation (2.18) possède un degré relatif  $\rho$ ,  $1 \leq \rho \leq n$ , dans une région  $D_0 \subset D$  si  $L_g L_f^{i-1} h(x,t) = 0$  avec  $i = 1, 2, \dots, \rho - 2$  et  $L_g L_f^{\rho-1} h(x,t) \neq 0$  pour tout  $x \in D_0$ .

Ainsi, en dérivant successivement la position  $y(t)$ , on trouve

$$\dot{y}(t) = L_f h(x,t) = x_2(t) \quad (2.19)$$

$$\ddot{y}(t) = L_f^2 h(x,t) = \frac{D_m}{J}x_3(t) - \frac{B}{J}x_2(t) - \frac{T_F}{J}\text{sigm}(x_2(t)) - \frac{T_L}{J} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned}
\ddot{y}(t) = L_f^3 h(x,t) &= \left( \frac{B^2 V_m - 4\beta D_m^2 J}{J^2 V_m} \right) x_2(t) \\
&\quad - \left( \frac{4\beta D_m C_{sm} J + B D_m V_m}{J^2 V_m} \right) x_3(t) \\
&\quad + \left( \frac{4\beta D_m C_d}{J V_m \sqrt{\rho}} \right) x_4(t) \sqrt{P_s - \text{sigm}(x_4(t))} x_3(t) \\
&\quad + \frac{B}{J^2} (T_L + T_F \text{sigm}(x_2(t)))
\end{aligned} \tag{2.21}$$

$$\ddot{y}(t) = L_f^4 h(x,t) + L_g L_f^3 h(x,t) u(t) \tag{2.22}$$

avec

$$L_f^4 h(x,t) = f_x(x,t) + f_r(x,t) + f_T(x,t)$$

$$\begin{aligned}
f_x(x,t) &= \left( \frac{8\beta B D_m^2 J V_m - B^3 V_m^2 + 16\beta^2 D_m^2 C_{sm} J^2}{J^3 V_m^2} \right) x_2(t) \\
&\quad + \left( \frac{B^2 V_m^2 D_m - 4\beta D_m^3 J V_m + 16\beta^2 D_m C_{sm}^2 J^2 + 4\beta B D_m V_m C_{sm} J}{J^3 V_m^2} \right) x_3(t) \\
&\quad + \left( -\frac{16\beta^2 C_d D_m C_{sm} J + 4\beta C_d B D_m V_m}{J^2 V_m^2 \sqrt{\rho}} \right) \sqrt{P_s - \text{sigm}(x_4(t))} x_3(t) x_4(t) \\
&\quad + \left( -\frac{4\beta D_m C_d J}{\tau J^2 V_m \sqrt{\rho}} \right) \sqrt{P_s - \text{sigm}(x_4(t))} x_3(t) x_4(t)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
f_r(x,t) &= \left( -\frac{8\beta^2 D_m C_d^2}{J V_m^2 \rho} \right) \text{sigm}(x_4(t)) x_4(t) x_4(t) \\
&+ \left( \frac{8\beta^2 D_m^2 C_d}{J V_m^2 \sqrt{\rho}} \right) \frac{x_2(t) x_4(t) \text{sigm}(x_4(t))}{\sqrt{P_s - \text{sigm}(x_4(t)) x_3(t)}} \\
&+ \left( \frac{8\beta^2 D_m C_d C_{sm}}{J V_m^2 \sqrt{\rho}} \right) \frac{x_3(t) x_4(t) \text{sigm}(x_4(t))}{\sqrt{P_s - \text{sigm}(x_4(t)) x_3(t)}} \\
f_T(x,t) &= - \left( \frac{B^2 V_m - 4\beta D_m^2 J}{J^3 V_m} \right) (T_L + T_F \text{sigm}(x_2(t))) \\
Lg L_f^3 h(x,t) &= \left( \frac{4\beta D_m C_d K}{J \tau V_m \sqrt{\rho}} \right) \sqrt{P_s - \text{sigm}(x_4(t)) x_3(t)}
\end{aligned}$$

L'expression de  $Lg L_f^3 h(x,t) \neq 0$  si et seulement si  $x_3(t) < P_s$ . D'après le dimensionnement standard des servo-systèmes électro-hydrauliques expliqué par Merritt (1967), la pression aux bornes de l'actionneur hydraulique vérifie  $x_3(t) \leq \frac{2}{3} P_s$ . Ainsi, le signal de commande apparaît lorsque la sortie est dérivée 4 fois. Le système étant du quatrième ordre (4 variables d'état), il n'y a pas de dynamique interne. La représentation d'état non-linéaire sous forme canonique et commandable devient :

$$\begin{aligned}
\dot{y}_0(t) &= y_1(t) \\
\dot{y}_1(t) &= y_2(t) \\
\dot{y}_2(t) &= y_3(t) \\
\dot{y}_3(t) &= -a_1 y_1(t) - a_2 y_2(t) - a_3 y_3(t) + f_r(x,t) + f_{Ty}(x,t) + Lg L_f^3 h(x,t) u(t)
\end{aligned} \tag{2.23}$$

avec

$$a_3 = \frac{4\beta C_{sm} J + B V_m}{J V_m} + \frac{1}{\tau}$$

$$a_2 = \frac{4\beta D_m^2 J + 4\beta C_{sm} J B}{J^2 V_m} + \frac{B V_m + 4\beta C_{sm} J}{\tau J V_m}$$

$$a_1 = \frac{4\beta B C_{sm} J + 4\beta D_m^2 J}{\tau J^2 V_m}$$

$$f_{Ty}(x, t) = - \left( \frac{4\beta C_{sm} J}{\tau J^2 V_m} \right) (T_L + T_F \text{sigm}(x_2(t)))$$

Avec les nouvelles variables d'état choisies telles que  $y_0(t) = y(t)$ ,  $y_1(t) = \dot{y}(t)$ ,  $y_2(t) = \ddot{y}(t)$  et  $y_3(t) = \dddot{y}(t)$ . La représentation mathématique de l'équation (2.23) possède les précédentes variables d'état car le système est non-linéaire. Pour la conception du contrôleur de linéarisation exacte, la forme canonique commandable de l'équation (2.23) est utilisée.

#### 2.4.2 Version linéaire

Considérons la représentation d'état linéaire du SSEH où  $y(t)$  représente la variable de sortie décrite ci-dessous :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= \frac{D_m}{J} x_3(t) - \frac{B}{J} x_2(t) \\ \dot{x}_3(t) &= \frac{4\beta C_d \sqrt{P_s}}{V_m \sqrt{\rho}} x_4(t) - \frac{4\beta D_m}{V_m} x_2(t) - \frac{4\beta C_{sm}}{V_m} x_3(t) \\ \dot{x}_4(t) &= -\frac{1}{\tau} x_4(t) + \frac{K}{\tau} u(t) \\ y(t) &= x_1(t) \end{aligned} \tag{2.24}$$

En dérivant successivement la position  $y(t)$ , on trouve

$$\dot{y}(t) = x_2(t) \tag{2.25}$$

$$\dot{y}(t) = \frac{D_m}{J} x_3(t) - \frac{B}{J} x_2(t) \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} \ddot{y}(t) = & \left( \frac{B^2 V_m - 4\beta D_m^2 J}{J^2 V_m} \right) x_2(t) \\ & - \left( \frac{4\beta D_m C_{sm} J + B D_m V_m}{J^2 V_m} \right) x_3(t) \\ & + \left( \frac{4\beta D_m C_d \sqrt{P_s}}{J V_m \sqrt{\rho}} \right) x_4(t) \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} \ddot{\ddot{y}}(t) = & \left( \frac{8\beta B D_m^2 J V_m - B^3 V_m^2 + 16\beta^2 D_m^2 C_{sm} J^2}{J^3 V_m^2} \right) x_2(t) \\ & + \left( \frac{B^2 V_m^2 D_m - 4\beta D_m^3 J V_m + 16\beta^2 D_m C_{sm}^2 J^2 + 4\beta B D_m V_m C_{sm} J}{J^3 V_m^2} \right) x_3(t) \\ & + \left( -\frac{16\beta^2 C_d D_m C_{sm} J + 4\beta C_d B D_m V_m}{J^2 V_m^2 \sqrt{\rho}} \right) \sqrt{P_s} x_4(t) \\ & + \left( -\frac{4\beta D_m C_d J \sqrt{P_s}}{\tau J^2 V_m \sqrt{\rho}} \right) x_4(t) \\ & + \left( \frac{4\beta D_m C_d K \sqrt{P_s}}{J \tau V_m \sqrt{\rho}} \right) u(t) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Avec les nouvelles variables d'état choisies telles que  $y_0(t) = y(t)$ ,  $y_1(t) = \dot{y}(t)$ ,  $y_2(t) = \ddot{y}(t)$  et  $y_3(t) = \ddot{\ddot{y}}(t)$ , la dynamique du système est modélisée par :

$$\begin{aligned} \dot{y}_0(t) &= y_1(t) \\ \dot{y}_1(t) &= y_2(t) \\ \dot{y}_2(t) &= y_3(t) \\ \dot{y}_3(t) &= -a_1 y_1(t) - a_2 y_2(t) - a_3 y_3(t) + a_u u(t) \end{aligned} \quad (2.29)$$

avec  $a_u = \frac{4\beta D_m C_d K \sqrt{P_s}}{J \tau V_m \sqrt{\rho}}$ . La conception du contrôleur proportionnel intégral et dérivé est

basée sur l'équation (2.29). La fonction de transfert résultant de l'équation du quatrième ordre, en considérant les conditions initiales nulles, est

$$\frac{\theta(s)}{u(s)} = \frac{a_u}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s} \quad (2.30)$$

Avec  $s$  représentant l'opérateur de Laplace.

## 2.5 Signal de référence et modèle de référence

L'architecture conventionnelle du servo-système électrohydraulique en boucle fermée est montrée à la figure 2.3. Le signal de référence  $r(t)$  détermine l'objectif à atteindre par la commande en régime permanent. Il est comparé au signal de sortie mesuré  $y_m(t)$  dans la loi de commande afin d'atteindre une erreur nulle soit :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_m(t) - r(t) = 0 \quad (2.31)$$

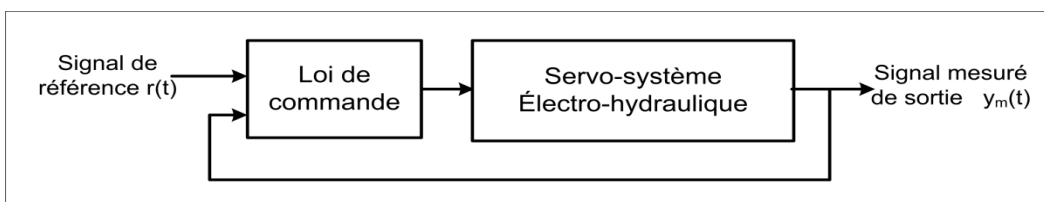


Figure 2.3 Boucle de commande et signal de référence

On a montré que le SSEH dans sa forme canonique est défini par une équation différentielle du quatrième ordre. Les nouvelles variables d'état sont les dérivées temporelles de la sortie. L'emploi d'un modèle de référence dans une boucle de commande permet d'atteindre deux objectifs : La spécification des performances transitoires du SSEH en boucle fermée et la description d'une trajectoire désirée des variables d'état du système. Le modèle de référence utilisé dans la présente thèse est représenté par l'équation différentielle linéaire d'ordre 4 suivante



$$\alpha_r r(t) = \ddot{y}_{des}(t) + \alpha_3 \ddot{y}_{des}(t) + \alpha_2 \dot{y}_{des}(t) + \alpha_1 y_{des}(t) + \alpha_0 y_{des}(t) \quad (2.32)$$

avec  $\lim_{t \rightarrow \infty} y_{des}(t) - r(t) = 0$  où  $y_{des}(t)$  est la sortie désirée avec les transitoires spécifiées par les coefficients  $\alpha_i$ . Le polynôme de l'équation (2.32) est Hurwitz (toutes ses racines ont une partie réelle négative). Nous avons choisi de définir les coefficients  $\alpha_i$  afin d'identifier le modèle de référence à un filtre Butterworth (Yurkevich, 2004, p. 27) où  $f$  est la fréquence de coupure.

$$\begin{aligned} \alpha_3 &= 2.61 \times (2\pi f) \\ \alpha_2 &= 3.41 \times (2\pi f)^2 \\ \alpha_1 &= 2.61 \times (2\pi f)^3 \\ \alpha_0 &= (2\pi f)^4 \\ \alpha_r &= (2\pi f)^4 \end{aligned} \quad (2.33)$$

La figure 2.5 montre qu'avec le modèle de référence, l'objectif de la loi de commande devient

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_m(t) - y_{des}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (2.34)$$

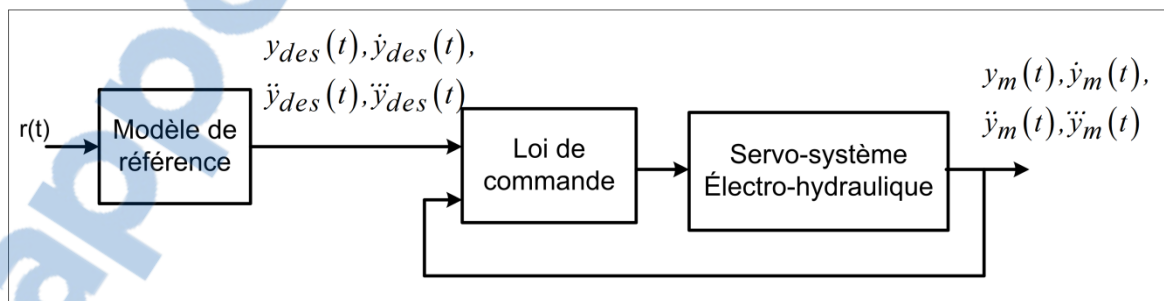


Figure 2.4 Boucle de commande et modèle de référence

## 2.6 Loi de commande basée sur la linéarisation approximative

L'objectif de cette section est de développer une loi de commande basée sur la linéarisation approximative. Il s'agit plus précisément de développer un contrôleur proportionnel intégral

dérivé (PID) à partir du modèle d'état linéarisé du servo-système électro-hydraulique. La composante proportionnelle du PID applique une action proportionnelle afin de réduire l'erreur actuelle entre le signal désiré et le signal mesuré. L'action intégrale de la commande permet de traiter les erreurs passées. L'action dérivée permet d'anticiper les erreurs futures. Ces types de contrôleurs sont très employés dans les servo-systèmes électro-hydrauliques industriels. Le signal de commande est déterminée par

$$u(t) = -(k_p e(t) + k_i \int e(t) dt + k_d \dot{e}(t)) \quad (2.35)$$

Où  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$  représentent les différents gains du contrôleur et  $e(t) = y(t) - y_{des}(t)$ . Il existe plusieurs méthodes pour ajuster ces gains. Parmi celles-ci, les deux méthodes de Ziegler et Nichols sont les plus connues et clairement détaillées dans les travaux de Ogata (1997, p. 670). La deuxième méthode de Ziegler et Nichols est employée dans la présente thèse afin d'ajuster les gains du contrôleur de position. Celle-ci consiste à contrôler le SSEH avec un simple gain proportionnel ( $k_i = k_d = 0$ ). Avec un signal de référence de type échelon d'amplitude 1, ce gain proportionnel est augmenté jusqu'à l'apparition d'oscillations soutenues dans la réponse du SSEH. Ce gain est appelé gain critique ( $k_{cr}$ ). La période de ces oscillations soutenues est appelée période critique ( $P_{cr}$ ). La valeur des gains du contrôleur est montrée dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 Détermination des gains du PID par la deuxième méthode de Ziegler et Nichols

$k_p$	$k_i$	$k_d$
$0.6k_{cr}$	$1.2 \frac{k_{cr}}{P_{cr}}$	$0.075k_{cr}.P_{cr}$

La valeur du gain critique et celle de la période critique peuvent se déterminer expérimentalement ou analytiquement. Pour obtenir une valeur littérale de ces gains en fonction des paramètres du SSEH, nous utilisons la méthode analytique. Pour réaliser cet

objectif, considérons la fonction de transfert de l'équation (2.30). L'équation caractéristique du SSEH en boucle fermée commandé par un contrôleur proportionnel  $k_p$  est :

$$s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + k_p a_u = 0 \quad (2.36)$$

Le tableau de Routh appliqué à cette équation caractéristique s'écrit

Tableau 2.2 Critère de Routh pour l'identification du gain critique

$s^4$	1	$a_2$	$k_p \cdot a_u$
$s^3$	$a_3$	$a_1$	0
$s^2$	$\frac{a_3 \cdot a_2 - a_1}{a_3}$	$k_p \cdot a_u$	0
$s^1$	$a_1 - \frac{a_3 \cdot a_3 \cdot k_p \cdot a_u}{a_3 \cdot a_2 - a_1}$	0	
$s^0$	$k_p \cdot a_u$		

Les oscillations soutenues apparaissent dans la réponse du SSEH si la quatrième ligne du tableau de Routh s'annule. Le gain critique est donné par :

$$k_{cr} = \frac{a_1(a_3 \cdot a_2 - a_1)}{a_u \cdot (a_3)^2} \quad (2.37)$$

La fréquence des oscillations soutenues est trouvée en remplaçant l'opérateur de Laplace  $s$  par  $j\omega$  et  $k_p$  par le gain critique dans l'équation caractéristique

$$(w^4 - a_3 \cdot w^2 + k_{cr} \cdot a_u) + j(a_1 - a_3 w^2)w = 0 \quad (2.38)$$

$$w_{cr} = \sqrt{\frac{a_1}{a_3}} \rightarrow P_{cr} = 2\pi \sqrt{\frac{a_3}{a_1}} \quad (2.39)$$

Ainsi le contrôleur PID de position du SSEH est :

$$\begin{aligned}
 u(t) = & - \left( 0.6 \frac{a_1(a_3 a_2 - a_1)}{a_u \cdot (a_3)^2} \right) e(t) \\
 & - \frac{1.2}{2\pi} \left( \frac{a_1(a_3 a_2 - a_1)}{a_u \cdot (a_3)^2} \sqrt{\frac{a_1}{a_3}} \right) \int e(t) dt \\
 & - 0.075 \times 2\pi \left( \frac{a_1(a_3 a_2 - a_1)}{a_u \cdot (a_3)^2} \sqrt{\frac{a_3}{a_1}} \right) \dot{e}(t)
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

La stabilité des systèmes non-linéaires est généralement étudiée en utilisant la méthode indirecte et la méthode directe de Lyapunov. La méthode indirecte concerne les systèmes linéaires et les systèmes linéarisés autour d'un point d'équilibre. Cette méthode permet de conclure sur la stabilité d'un système non-linéaire à partir du système linéarisé. La méthode directe de Lyapunov permet d'étudier la stabilité d'un système (linéaire ou non-linéaire) à partir d'une fonction énergie.

**Définition 3:** Méthode indirecte de Lyapunov (Khalil, 2002, p. 139): Soit  $x = 0$  un point d'équilibre du système non-linéaire  $\dot{x} = f(x)$  où  $f : D \rightarrow \mathbb{R}^n$  est une fonction continue et différentiable et  $D$  est une région dans le voisinage du point d'équilibre. Soit  $A = \left. \frac{\partial f}{\partial x}(x) \right|_{x=0}$ .

Alors,

1. L'origine est asymptotiquement stable si  $Re \lambda_i < 0$  pour toutes les valeurs propres de  $A$ .
2. L'origine est instable si  $Re \lambda_i > 0$  pour une ou plusieurs valeurs propres de  $A$ .

**Définition 4:** Méthode directe de Lyapunov (Khalil, 2002, p. 114): Soit  $x = 0$  un point d'équilibre de  $\dot{x} = f(x)$  et  $D \subset \mathbb{R}^n$  étant le domaine contenant  $x = 0$ . Soit  $V : D \rightarrow \mathbb{R}$  une fonction continue et différentiable telle que  $V(0) = 0$  et  $V(x) > 0$  dans  $D - \{0\}$  et  $\dot{V}(x) \leq 0$

dans  $D$ . Alors,  $x = 0$  est stable. De plus, si  $\dot{V}(x) < 0$  dans  $D - \{0\}$  alors  $x = 0$  est asymptotiquement stable.

Considérons le servo-système électro-hydraulique dans sa forme canonique commandable

$$\begin{aligned}
 \dot{y}_0(t) &= y_1(t) \\
 \dot{y}_1(t) &= y_2(t) \\
 \dot{y}_2(t) &= y_3(t) \\
 \dot{y}_3(t) &= -a_1 y_1(t) - a_2 y_2(t) - a_3 y_3(t) + f_r(x,t) + f_{Ty}(x,t) + LgL_f^3 h(x,t)u(t)
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

L'objectif de la commande étant la poursuite de trajectoire (la sortie  $y(t) = x_1(t)$  doit suivre le signal désiré  $y_{des}(t)$ ), il est plus intéressant d'étudier la dynamique de l'erreur de poursuite  $e(t) = y(t) - y_{des}(t)$ . En posant  $e_0(t) = y_0(t) - y_{des}(t)$ ,  $e_1(t) = y_1(t) - \dot{y}_{des}(t)$ ,  $e_2(t) = y_2(t) - \ddot{y}_{des}(t)$ ,  $e_3(t) = y_3(t) - \ddot{y}_{des}(t)$ , la dynamique de l'erreur de poursuite est décrite par :

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_0(t) &= e_1(t) \\
 \dot{e}_1(t) &= e_2(t) \\
 \dot{e}_2(t) &= e_3(t) \\
 \dot{e}_3(t) &= -a_1 e_1(t) - a_2 e_2(t) - a_3 e_3(t) + f_r(x,t) + f_{Ty}(x,t) + LgL_f^3 h(x,t)u(t)
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

En appliquant la loi de commande PID, la dynamique de l'erreur en boucle fermée est

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_{-1}(t) &= e_0(t) \\
 \dot{e}_0(t) &= e_1(t) \\
 \dot{e}_1(t) &= e_2(t) \\
 \dot{e}_2(t) &= e_3(t) \\
 \dot{e}_3(t) &= -a_1 e_1(t) - a_2 e_2(t) - a_3 e_3(t) + f_r(x,t) + f_{Ty}(x,t) \\
 &\quad + LgL_f^3 h(x,t)(-k_p e_0(t) - k_i e_{-1}(t) - k_d e_1(t))
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

Considérons la linéarisation de l'équation (2.43) autour du point d'équilibre  $e_{-1}(t) = e_0(t) = e_1(t) = e_2(t) = e_3(t) = 0$

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_{-1}(t) &= e_0(t) \\
 \dot{e}_0(t) &= e_1(t) \\
 \dot{e}_1(t) &= e_2(t) \\
 \dot{e}_2(t) &= e_3(t) \\
 \dot{e}_3(t) &= -a_1 e_1(t) - a_2 e_2(t) - a_3 e_3(t) + a_u (-k_p e_0(t) - k_i e_{-1}(t) - k_d e_1(t))
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

où

$$\underbrace{\ddot{e}''(t) + a_3 \ddot{e}(t) + a_2 \ddot{e}(t) + (a_1 + a_u k_d) \dot{e}(t) + a_u k_p e(t) + a_u k_i e_{-1}(t)}_{E(t)} = 0 \tag{2.45}$$

La dynamique de l'erreur est décrite par un polynôme Hurwitz  $E(t)$  (polynôme dont les racines ont une partie réelle strictement négative). D'après la méthode indirecte de Lyapunov, le servo-système électro-hydraulique de l'équation (2.43) est localement stable et l'erreur de poursuite converge asymptotiquement vers 0. Les racines de ce polynôme déterminent le comportement transitoire du servo-système électro-hydraulique en boucle fermée.

Cependant, lorsque la dynamique du SSEH l'éloigne du point d'équilibre, l'équation (2.44) n'est plus valide. En présence de frictions, de perturbations, de variation dans les paramètres hydrauliques et d'un signal de référence éloigné du point d'équilibre, la dynamique de l'erreur de poursuite devient :

$$E(t) = \left( Lg L_f^3 h(x,t) - a_u \right) (-k_p e(t) - k_i \int e(t) - k_d \dot{e}(t)) + f_r(x,t) + f_{Ty}(x,t) \tag{2.46}$$

La dynamique de l'erreur n'est plus décrite par un polynôme Hurwitz. L'erreur de poursuite ne converge plus vers 0. Le comportement transitoire du SSEH varie en se dégradant. De

plus, la valeur de l'erreur de poursuite peut devenir non bornée et entraîner le système vers l'instabilité.

## 2.7 Loi de commande basée sur la linéarisation exacte

Dans la précédente section, nous avons montré que le servo-système électro-hydraulique commandé par un contrôleur basé sur la linéarisation approximative possède des performances limitées. Ces limitations sont principalement dues au caractère non-linéaire et variable de la dynamique du SSEH. En effet, le contrôleur PID est conçu à partir du modèle linéarisé du SSEH. Cependant, il est appliqué sur un système non-linéaire à dynamique variable.

Dans cette section, nous développons une loi de commande qui considère la nature non-linéaire du SSEH. Il s'agit plus précisément de la conception de la loi de commande basée sur la linéarisation exacte entrée-sortie. Cette méthodologie de conception repose sur l'inversion de la dynamique du SSEH et sur la théorie des systèmes linéaires.

Considérons le SSEH sous sa forme canonique commandable :

$$\ddot{y}(t) = L_f^4 h(x,t) + L_g L_f^3 h(x,t) u(t) \quad (2.47)$$

La loi de commande basée sur la linéarisation exacte entrée-sortie est :

$$u(t) = \frac{\left( v(c,e,t) - L_f^4 h(x,t) \right)}{L_g L_f^3 h(x,t)} \quad (2.48)$$

où  $v(c,e,t)$  représente la partie cinématique de la commande associée à la dynamique de l'erreur de poursuite imposée par le placement des pôles

$$v(c,e,t) = \ddot{y}_{des}(t) - \lambda_2 \ddot{e}(t) - \lambda_1 \dot{e}(t) - \lambda_0 e(t) - k_c e(t) \quad (2.49)$$

et  $c(e,t)$  représente l'erreur de poursuite combinée définie par

$$c(e,t) = \ddot{e}(t) + \lambda_2 \dot{e}(t) + \lambda_1 e(t) + \lambda_0 e(t) \quad (2.50)$$

où les gains  $\lambda_2, \lambda_1$  et  $\lambda_0$  sont choisis tels que la transformée de Laplace de l'erreur combinée  $c(e,t)$  soit un polynôme Hurwitz.

La présente loi de commande génère deux actions sur le système. La première action consiste à appliquer l'inversion dynamique. Ensuite, la deuxième action de la loi de commande impose une dynamique linéaire de l'erreur de poursuite. Contrairement à la plupart des travaux tels que ceux de Garagic et Srinivasan (2004) et Seo, Venugopal et Kenné (2007) qui applique la méthodologie traditionnelle (absence de l'erreur combinée), le contrôleur basé sur la linéarisation exacte de cette thèse est développée en utilisant l'erreur de poursuite combinée. L'erreur de poursuite combinée, appliquée par Slotine et Li (1991, p. 351) est une stratégie qui nous permettra de développer nos lois de commande dans les prochains chapitres.

La présente loi de commande considère que la dynamique du SSEH est parfaitement décrite par le modèle utilisé. Cela revient à dire plus précisément que l'inversion dynamique est supposée parfaite. Ainsi, avec l'imposition d'une dynamique linéaire de l'erreur de poursuite, le SSEH non-linéaire en boucle ouverte devient un SSEH exactement linéaire en boucle fermée décrit par

$$\dot{c}(e,t) + kc(e,t) = 0 \quad (2.51)$$

L'équation (2.51) décrit la dynamique de l'erreur combinée. Si  $k$  est un réel positif, la méthode indirecte de Lyapunov montre que le SSEH commandé par la présente loi de commande est asymptotiquement stable. Les états du système restent bornés et l'erreur combinée de poursuite converge au sens asymptotique vers 0 ( $c(e,t) \rightarrow 0$  lorsque  $t \rightarrow \infty$ ).

Ceci implique que l'erreur de poursuite  $e(t)$  et ses dérivées successives jusqu'au troisième



ordre 3 convergent vers 0 au sens asymptotique ( $c(e,t) \rightarrow 0 \Rightarrow e(t), \dot{e}(t), \ddot{e}(t), \ddot{\ddot{e}}(t) \rightarrow 0$ ).

Contrairement à la linéarisation approximative qui possède des performances limitées autour d'un point d'équilibre, la linéarisation exacte permet de maintenir les performances du système dans une région globale. Avec la linéarisation approximative, les non-linéarités sont partiellement considérées tandis qu'avec la linéarisation exacte, elles sont totalement considérées puis annulées par l'inversion.

## 2.8 Conclusion

Ce chapitre a complété la première étape de la méthodologie proposée dans cette thèse. Le servo-système électro-hydraulique de l'étude a été décrit puis modélisé. Deux modèles mathématiques ont été élaborés sous forme de représentation d'état. Ce chapitre a également présenté le développement des lois de commande classique pour le contrôle de position du servo-système électro-hydraulique de l'étude. Nous avons montré que la conception basée sur la linéarisation exacte offre des performances supérieures à celles produites par une conception basée sur la linéarisation approximative. Ces deux lois de commande vont être comparées aux lois de commande développées dans cette thèse. L'emphase est portée sur le contrôleur de position basée sur la linéarisation exacte. La stabilité et l'étude des performances de ce contrôleur ont été développées en considérant que le modèle décrit parfaitement la dynamique du SSEH. Dans les prochains chapitres de cette thèse, nous proposons des lois de commande afin de maintenir ces performances lorsque l'inversion dynamique devient imparfaite en présence d'incertitudes de modélisation.



## CHAPITRE 3

### FEEDBACK LINEARIZATION BASED POSITION CONTROL OF AN ELECTROHYDRAULIC SERVO SYSTEM WITH SUPPLY PRESSURE UNCERTAINTY

Honorine Angue Mintsu<sup>1</sup>, Ravinder Venugopal<sup>2</sup>, Jean-Pierre Kenné<sup>1</sup> et Christian Belleau<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Département de Génie Mécanique, École de technologie supérieure,  
1100 Notre-Dame Ouest, Montréal, Québec, Canada H3C 1K3

<sup>2</sup>Intellicass Inc., 1804 rue Tupper, suite 4, Montréal, Québec, Canada H3H 1N4

Article accepté dans la revue « IEEE Transactions on Control Systems Technology » en mai 2011.

#### Abstract

Electrohydraulic servo systems (EHSS) are used for several engineering applications, and in particular, for efficient handling of heavy loads. PID control is used extensively to control EHSS, but the closed-loop performance is limited using this approach, due to the nonlinear dynamics that characterize these systems. Recent studies have shown that feedback linearization is a viable control design technique that addresses the nonlinear dynamics of EHSS; however, it is important to establish the robustness of this method, given that hydraulic system parameters can vary significantly during operation. In this study, we focus on supply pressure variations in a rotational electrohydraulic drive. The supply pressure appears in a square-root term in the system model, and thus, standard adaptive techniques that require uncertain parameters to appear linearly in the system equations, cannot be used. A Lyapunov approach is used to derive an enhanced feedback-linearization-based control law that accounts for supply pressure changes. Simulation results indicate that standard feedback-linearization based control is robust to EHSS parameter variations, providing significant improvement over PID control, and that the performance can be further improved using the proposed control law.

*Index Terms*—Electrohydraulic systems, feedback linearization, Lyapunov methods, nonlinear control

### 3.1 Introduction

Electrohydraulic servo systems (EHSS) are widely known for their ability to deliver fast, accurate and high power responses in several industrial applications. Common applications of EHSS include industrial robots, aerospace flight-control actuators, automobile active suspensions, as well as a variety of automated manufacturing systems. The basic components of EHSS are a pump, an accumulator, a relief valve, a servovalve and a hydraulic actuator. Displacement, velocity and/or pressure sensors are used for feedback.

Specialized manufacturing equipment, or test equipment, such as the simple shear apparatus utilized for soil testing by Duku et al.(2007) require high precision position control of hydraulic actuators. However, the dynamic behavior of an EHSS is highly nonlinear with models involving the sign function, which is discontinuous, as well as the square-root function. The expression for the fluid flow across the servovalve, as well as static and dynamic friction terms for the hydraulic actuator are responsible for some of the complexity of these systems. In addition, hydraulic parameters may vary due to temperature changes and effects such as the entrapment of air in the hydraulic fluid. Finally, external disturbances and noise effects result in challenges to ensure precise control of EHSS.

Despite the above-mentioned nonlinearities, most industrial hydraulic servo problems are addressed using linear control theory. The linearization of the nonlinear model about a nominal operating point allows the use of techniques such as pole placement (Lim, 1997) or pseudo-derivative feedback control (Tang et Chen, 2004). The performance of these linear control methods degrades as the operating conditions diverge from the nominal operating conditions. To enhance tracking precision and to overcome modeling imperfections, Yanada et Furuta (2007) combined linear theory with an adaptive approach. However, the

performance and closed-loop stability using their approach are only guaranteed in a domain close to the nominal operating point.

In order to ensure stability and the performance in a global sense, feedback linearization can be employed, if certain conditions on the system are met (see (Khalil, 2002)). Full-state feedback linearization, input-output feedback linearization and partial input feedback linearization for EHSS control are respectively used in Kwon et al.(2006), in Seo, Venugopal et Kenné (2007) and in Ayalew et Jablokow (2007), and have shown improved performance over PID control in experimental tests. However, feedback linearization is based on cancelling nonlinear terms, and the robustness of this method with respect to parameter variations is an important consideration.

Another control approach, sliding mode control, has been applied to electrohydraulic servo systems in Alleyne et Hedrick (1995) and in Chen, Renn et Su (2005). Sliding mode control is robust to modeling inaccuracies, provided certain matching conditions, in terms of the uncertain parameters entering the state equations at the same point as the control inputs, are satisfied (Khalil, 2002). As this method is based on fast switching inputs, chattering occurs and degrades the system performance. Some modifications are proposed in Chen, Renn et Su (2005) and Ghazy (2001) to reduce these chattering effects, but there is a trade-off between tracking precision and chattering. Specifically, chattering can be reduced by allowing the tracking error to be bounded within a specified boundary layer around the sliding surface, instead of forcing it to zero on the sliding surface.

Adaptive control has been widely used to solve electrohydraulic control problems by updating controller parameters to compensate for model variations. Several kinds of adaptive schemes that show good tracking performances and robustness to parameter variations have been proposed in the literature. Examples include sliding mode adaptive control used in Guan et Pan (2008b) as well as Guan et Pan (2008a), backstepping-based adaptive control proposed in Ursu, Ursu et Munteanu (2007) and feedback-linearization based adaptive control shown in Garagic et Srinivasan (2004).

The main limitation of these adaptive control approaches are the requirement of a linear parameterization of the unknown EHSS parameters and an exact knowledge of the nonlinear functions. The hydraulic parameters that are not in the linear form are assumed to be known and constant. Thus, most of the adaptive control methods proposed in the literature (see (Alleyne et Hedrick, 1995), (Garagic et Srinivasan, 2004) and (Alleyne et Liu, 2000) for example) assume that the supply pressure parameter is known and constant, and thus, the entire square-root function becomes a known term. In others studies (see (Bessa, Dutra et Kreuzer, 2009) for example), the authors put bounds to this square-root function and approximate it by its constant geometric mean. However, the researchers Ayalew et Kulakowski (2005) have shown that there are fluctuations in the supply pressure line, and thus, the supply pressure parameter is indeed uncertain, especially in the absence of an accumulator. Consequently, standard adaptive control techniques have limitations in addressing supply pressure uncertainty.

In this paper, feedback linearization based control of electrohydraulic systems is studied from a robustness perspective using simulation. One of the key advantages of feedback linearization is that the controller gains can be tuned using standard techniques. In contrast, most other nonlinear control approaches have controller parameters that are not related to transient performance or steady-state error in an intuitive manner. The work presented herein follows from the observation that the feedback linearization approach works well in experimental tests (see (Kwon et al., 2006), (Seo, Venugopal et Kenné, 2007) and (Ayalew et Jablokow, 2007)) and aims to provide insight into the robustness of the method. Supply pressure variation is the primary focus; however, variations in bulk modulus, which can occur due to entrapment of air, are also considered. To address variations in supply pressure, a switching control law is proposed using a controller parameter that represents a function of the supply pressure. The control law is derived using a Lyapunov approach, based on the controller structure presented by Angue-Mintsa, Kenné et Venugopal (2009). Thus, the benefits of a feedback linearization controller are realized while accounting for supply pressure variations. Simulation results demonstrate that the proposed controller compensates effectively for variations in supply pressure.

The paper is organized as follows: Section 3.2 describes the mathematical model of the EHSS under study. Section 3.3 shows the derivation of the switching control law. Section 3.4 presents simulation results, where the proposed control law is compared to a PID and a standard feedback-linearizing controller under real-world conditions. Finally, a conclusion is presented in the Section 3.5.

### 3.2 System modeling

Figure 3.1 shows a schematic of the EHSS that is considered. It is the same system that was utilized for experimental tests by Seo, Venugopal et Kenné (2007) and Kaddissi, Kenné et Saad (2007). The pump feeds the system with oil stored in the tank. The relief valve and the accumulator are intended to keep the supply pressure  $P_s$  constant; however, we will assume that variations in the spring behavior of the relief valve result in a non-constant value of  $P_s$ . The electrical control input acts on the electrohydraulic servovalve to move its spool. The spool motion controls the oil flow from the pump through the hydraulic motor. Depending on the desired control objectives, the load is driven appropriately by the bidirectional hydraulic motor. A sensor measures the angular position which is the output signal for this study. The model of this system has been developed and experimentally validated by Seo, Venugopal et Kenné (2007) and Kaddissi, Kenné et Saad (2007). Readers are referred to Merritt (1967) for details on modeling EHSS. From Seo, Venugopal et Kenné (2007) and Kaddissi, Kenné et Saad (2007), the electrohydraulic system under consideration is described by the following fourth order nonlinear state-space model:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\
 \dot{x}_2(t) &= \frac{1}{J} (D_m x_3(t) - B x_2(t) - T_F \operatorname{sgn}(x_2(t)) - T_L) \\
 \dot{x}_3(t) &= \frac{4\beta C_d}{V_m \sqrt{\rho}} x_4(t) \sqrt{P_s - \operatorname{sgn}(x_4(t)) x_3(t)} - \frac{4\beta D_m}{V_m} x_2(t) - \frac{4\beta C_{sm}}{V_m} x_3(t) \\
 \dot{x}_4(t) &= \frac{1}{\tau} (K u(t) - x_4(t)) \\
 y(t) &= x_1(t)
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

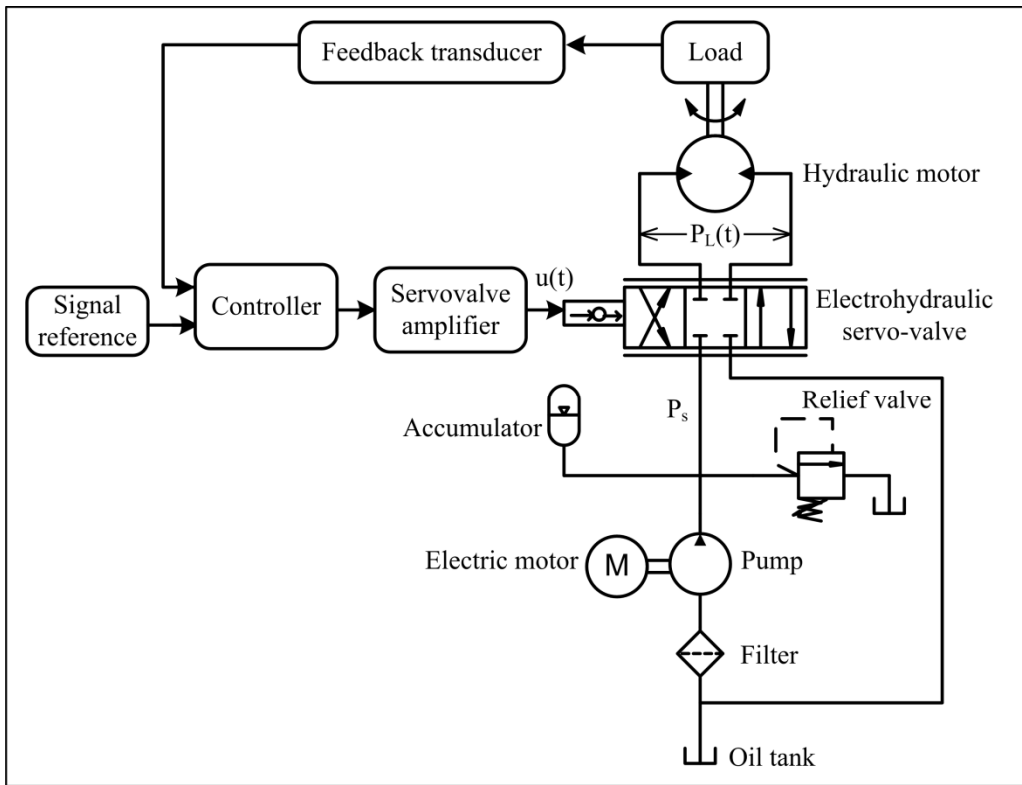


Figure 3.1 Electrohydraulic system

where

$x_1(t)$  is the angular displacement

$x_2(t)$  is the angular velocity

$x_3(t)$  is the motor pressure difference due to the load

$x_4(t)$  is the servovalve opening area

$u(t)$  is the control current input

$y(t)$  is the system output

$J$  is the total inertia of the motor

$D_m$  is the volumetric displacement of the motor

$B$  is the viscous damping coefficient

$T_F$  is the Coulomb friction coefficient

$T_L$  is the load torque (assumed to be constant and known)



- $\beta$  is the fluid bulk-modulus  
 $V_m$  is the total oil volume in the two chambers of the actuator  
 $C_d$  is the flow discharge coefficient  
 $\rho$  is the fluid mass density  
 $C_{sm}$  is the leakage coefficient  
 $P_s$  is the supply pressure  
 $K$  is the servovalve amplifier gain  
 and  $\tau$  is the servovalve time constant.

First, the non-differentiable sign function in (3.1) is approximated by the continuously differentiable sigmoid function defined as

$$\operatorname{sgn}(x(t)) \approx \operatorname{sgm}(x(t)) = \frac{1 - e^{-\delta x(t)}}{1 + e^{-\delta x(t)}}; \quad \delta > 0 \quad (3.2)$$

which implies that

$$\frac{d\operatorname{sgm}(x(t))}{dt} = \frac{2\delta e^{-\delta x(t)}}{\underbrace{(1 + e^{-\delta x(t)})^2}_{\Omega(t)}} \dot{x}(t) \quad \text{and} \quad \lim_{\delta \rightarrow \infty} \Omega(t) = 0 \quad (3.3)$$

By doing so, the system described by (3.1) becomes differentiable and allows the use of the feedback linearization approach (Seo, Venugopal et Kenné, 2007).

It is noted that all parameters except  $P_s$  appear in the linear form in (3.1). In the next section, a controller which provides tracking control in the presence of supply pressure uncertainty is proposed.

### 3.3 Switching controller design

The proposed control law is a variation of the model reference adaptive control law developed by Slotine et Li (1991). As the first step in the design of this controller, the fourth order nonlinear system (3.1) is rewritten in the companion form (i.e., as an input-output relationship) and the reference model is built in the form of a desired input-output differential equation. As the second step, the controller structure based on the feedback linearization approach is formulated. In the third step, we derive a switching law to account for parameter uncertainty.

#### 3.3.1 Internal dynamics and reference model

In order to apply the technique of input-output feedback linearization, the system has to be minimum-phase Isidori et Benedetto (1996), that is, the internal states (i.e. unobservable states for the controller) have to remain bounded. In other words, the internal or zero dynamics representing this unobservable part of the EHSS dynamics must be stable. As in Seo, Venugopal et Kenné (2007), to ensure that we satisfy this condition, we start by differentiating the output  $y(t)$  four times. Next, we consider the limiting case where  $\delta \rightarrow \infty$  for the time-derivative of the sigmoid function (3.2), to obtain an expression in which the input  $u(t)$  explicitly appears. We then reorganize the input-output relation in the following form

$$\ddot{y}'''(t) = \frac{a_0}{b(x,t)}u(t) + \sum_{i=1}^4 a_i f_i(x,t) + b(x,t) \sum_{i=5}^6 a_i f_i(x,t) + \frac{a_7}{b(x,t)} f_7(x,t) \quad (3.4)$$

where

$$\begin{aligned}
a_0 &= \frac{4\beta D_m C_d K}{J\tau V_m \sqrt{\rho}} & a_1 &= \frac{-B^3 V_m^2 + 8\beta J B D_m^2 V_m + 16\beta^2 D_m^2 J^2 C_{sm}}{J^3 V_m^2} \\
a_2 &= \frac{B^2 V_m^2 D_m - 4\beta J V_m D_m^3 + 4\beta J B V_m D_m C_{sm} + 16\beta^2 D_m J^2 C_{sm}^2}{J^3 V_m^2} \\
a_3 &= -\frac{8\beta^2 C_d^2 D_m}{J V_m^2 \rho} & a_4 &= \frac{4\beta J D_m^2 - B^2 V_m}{J^3 V_m} T_F \\
a_5 &= \frac{8\beta^2 D_m^2 C_d}{J V_m^2 \sqrt{\rho}} & a_6 &= \frac{8\beta^2 D_m C_d C_{sm}}{J V_m^2 \sqrt{\rho}} \\
a_7 &= \frac{-4\beta B D_m V_m C_d \tau - 16\beta^2 D_m C_{sm} J C_d \tau - 4\beta D_m C_d J V_m}{J^2 V_m^2 \tau \sqrt{\rho}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b(x,t) &= \frac{1}{\sqrt{P_s - \text{sgm}(x_4(t))x_3(t)}} & f_1(x,t) &= x_2(t) \\
f_2(x,t) &= x_3(t) & f_3(x,t) &= x_4(t)x_4(t)\text{sgm}(x_4(t)) \\
f_4(x,t) &= \text{sgm}(x_2(t)) & f_5(x,t) &= x_2(t)x_4(t)\text{sgm}(x_4(t)) \\
f_6(x,t) &= x_3(t)x_4(t)\text{sgm}(x_4(t)) & f_7(x,t) &= x_4(t)
\end{aligned}$$

The control input appears first in the fourth-order derivative of the output, while all lower-order derivatives of the output  $y(t)$  have a zero coefficient for the input  $u(t)$ , and thus, the relative degree of the system is four. As the system order is four, the system has no zero dynamics and is minimum-phase, and is thus feedback linearizable (Seo, Venugopal et Kenné, 2007).

We choose a fourth-order reference model with the objective of ensuring that the EHSS output asymptotically tracks the output of the reference model. The reference model dynamics are given by

$$r(t) = \ddot{y}_{des}(t) + \alpha_3 \ddot{y}_{des}(t) + \alpha_2 \dot{y}_{des}(t) + \alpha_1 \dot{y}_{des}(t) + \alpha_0 y_{des}(t) \quad (3.5)$$

where  $y_{des}(t)$  and  $r(t)$  are the desired output and the model input signal respectively. The polynomial obtained by applying the Laplace transform on (3.5) is Hurwitz (i.e. all the roots have a strictly negative real part). The coefficients denoted by  $\alpha_i$  are chosen to obtain

desirable transient characteristics. We assume that  $y_{des}(t)$  and its derivatives up to the fourth order are bounded for all  $t \geq 0$ .

### $b(x,t)$ range analysis

As shown by Seo, Venugopal et Kenné (2007) and Guan et Pan (2008a),  $|P_L(t)| = |x_3(t)| \leq \mu P_s$ , where  $0 < \mu < 1$ . Thus,  $b(x,t) \neq 0$  for all  $t$ , as  $P_s > 0$ . Moreover, considering the sign convention for the servovalve area, it follows that

$$0 \leq \text{sgn}(x_4(t))x_3(t) \leq \mu P_s \quad (3.6)$$

If  $P_{s\min}$  and  $P_{s\max}$  denote the minimum known and the maximum known values of the supply pressure respectively, it follows from the double-inequality (3.6) that

$$b_{\min} = \sqrt{\frac{1}{P_{s\max}}} \leq b(x,t) \leq \sqrt{\frac{1}{(1-\mu)P_{s\min}}} = b_{\max} \quad (3.7)$$

where  $b_{\min}$  and  $b_{\max}$  are respectively the known minimum and maximum values of  $b(x,t)$ . Therefore, the function  $b(x,t)$  is bounded and strictly positive.

### 3.3.2 Controller design

In this subsection, a controller for the EHSS characterized by (3.1) which accounts for the uncertainty in the supply pressure parameter is developed. As the first step, this servo problem is solved by a control law guarantying zero tracking error asymptotically as well as closed-loop stability, in a global sense, when all parameters are perfectly known. Then, considering the uncertainty of the supply pressure parameter, a switching scheme is derived based on the tracking error dynamics. Considering the input-output feedback linearizing solution for (3.4) as in Slotine et Li (1991), the control law is given by

$$u(t) = \frac{b(x,t)}{a_0} v(t) - \frac{b(x,t)}{a_0} \sum_{i=1}^4 a_i f_i(x,t) - \frac{b^2(x,t)}{a_0} \sum_{i=5}^6 a_i f_i(x,t) - \frac{a_7 f_7(x,t)}{a_0} \quad (3.8)$$

where the kinematic control signal  $v(t)$  is defined as

$$v(t) = \ddot{y}_{des}(t) - \lambda_2 \ddot{e}(t) - \lambda_1 \dot{e}(t) - \lambda_0 e(t) - ks(t) \quad (3.9)$$

with the tracking error defined as  $e(t) = y(t) - y_{des}(t)$  and the combined tracking error measure  $s(t)$  defined as

$$s(t) = \ddot{e}(t) + \lambda_2 \dot{e}(t) + \lambda_1 e(t) + \lambda_0 e(t) \quad (3.10)$$

Without any uncertainties in the system, the control law (3.8) linearizes the EHSS and the tracking error dynamics are given by

$$\dot{s}(t) + ks(t) = 0 \quad (3.11)$$

The gains  $\lambda_2$ ,  $\lambda_1$  and  $\lambda_0$  are chosen so that the Laplace transform of the combined error  $s(t)$  is a Hurwitz polynomial. If the gain  $k$  is positive and real, (3.11) implies that the tracking error and its time derivatives up to order 3 go to zero as time goes to infinity, for all initial conditions. Now, the control law (3.8) is modified to account for uncertainty in the supply pressure. It is noted that if the parameter  $P_s$  is unknown, it leads to uncertainty in the function  $b(x,t)$ . Furthermore, the model (3.4) is linear in parameters with respect to the uncertainty in  $b(x,t)$ . Replacing the true value of  $b(x,t)$  by the parameter  $\hat{b}(x,t)$ , the control law (3.8) can be rewritten in the form

$$u(t) = \frac{\hat{b}(x,t)}{a_0} v(t) - \frac{\hat{b}(x,t)}{a_0} \sum_{i=1}^4 a_i f_i(x,t) - \frac{\hat{b}^2(x,t)}{a_0} \sum_{i=5}^6 a_i f_i(x,t) - \frac{a_7 f_7(x,t)}{a_0} \quad (3.12)$$

Using the control law (3.12), the tracking error dynamics are given by

$$\dot{s}(t) + ks(t) = \sum_{i=1}^2 \Phi_i(x,t) W_i(t) \quad (3.13)$$

where

$$\Phi_1(x,t) = \frac{\hat{b}(x,t)}{b(x,t)} - 1, \quad W_1(t) = v(t) - \sum_{i=1}^4 a_i f_i(x,t)$$

$$\Phi_2(x,t) = \frac{\hat{b}^2(x,t)}{b(x,t)} - b(x,t), \quad W_2(t) = -\sum_{i=5}^6 a_i f_i(x,t)$$

### 3.3.3 Switching control law design

The switching control law is based on a Lyapunov-like approach (Ioannou et Sun, 1995, p. 117). We start by defining the candidate quadratic function  $V$  as

$$V = \frac{1}{2} s^2(t) \quad (3.14)$$

The function  $V$  in (3.14) is positive definite and its time derivative is given by

$$\dot{V} = -ks^2(t) + E \quad (3.15)$$

where the function  $E$  is given by

$$E = s(t) W_2(t) \left( \frac{\hat{b}(x,t) - b(x,t)}{b(x,t)} \right) \left[ \frac{W_1(t)}{W_2(t)} + (\hat{b}(x,t) + b(x,t)) \right] \quad (3.16)$$

The objective, now, is to define an update law for  $\hat{b}(x,t)$  to ensure that the time derivative of the Lyapunov-like function  $V$  (3.14) is negative definite (i.e.  $\dot{V} < 0$ ). To do so, we use *a priori* knowledge of the maximum and minimum values of the function  $b(x,t)$ , as described in (3.7) and choose  $\hat{b}(x,t)$  depending on the sign of  $s(t)W_1(t)$  and  $s(t)W_2(t)$ , which are known signals.

**Case 1:  $s(t)W_1(t) > 0$  and  $s(t)W_2(t) > 0$ ,**

Let

$$\hat{b}(x, t) = b_{\min} \quad (3.17)$$

then

$$E < 0 \quad (3.18)$$

**Case 2:  $s(t)W_1(t) \leq 0$  and  $s(t)W_2(t) \leq 0$**

Let

$$\hat{b}(x, t) = b_{\max} \quad (3.19)$$

then

$$E \leq 0 \quad (3.20)$$

**Case 3:  $s(t)W_1(t) > 0$  and  $s(t)W_2(t) \leq 0$**

Let

$$\hat{b}(x, t) = -b_{\max} \quad (3.21)$$

then

$$E \leq 0 \quad (3.22)$$

**Case 4:  $s(t)W_1(t) \leq 0$  and  $s(t)W_2(t) > 0$**

For this case,  $\hat{b}(x,t)$  is calculated as

$$\hat{b}(x,t) = \begin{cases} -\frac{W_1(t)}{2W_2(t)} & \text{if } 0 \leq -\frac{W_1(t)}{2W_2(t)} \leq b_{\max} \\ b_{\max} & \text{if } -\frac{W_1(t)}{2W_2(t)} > b_{\max} \end{cases} \quad (3.23)$$

It follows from (3.23) that if  $0 \leq -\frac{W_1(t)}{2W_2(t)} \leq b_{\max}$ , the term (3.16)  $E$  becomes

$$E = -\frac{s(t)W_2(t)}{b(x,t)} \left( \frac{W_1(t)}{2W_2(t)} + b(x,t) \right)^2 < 0 \quad (3.24)$$

and, if  $-\frac{W_1(t)}{2W_2(t)} > b_{\max}$ , we have  $\hat{b}(x,t) = b_{\max}$  and therefore

$$s(t)W_2(t) \left( \frac{\hat{b}(x,t) - b(x,t)}{b(x,t)} \right) \geq 0 \quad (3.25)$$

and

$$\frac{W_1(t)}{W_2(t)} + \hat{b}(x,t) + b(x,t) \leq 0 \quad (3.26)$$

which implies that

$$E \leq 0 \quad (3.27)$$

Hence,  $E \leq 0$  for case 4 if  $\hat{b}(x,t)$  is given by (3.23). Using the values for  $\hat{b}(x,t)$  given by (3.17), (3.19), (3.21) and (3.23) for cases 1-4, we note that  $E \leq 0$  for all  $t$ , and thus, from (3.15),  $\dot{V} < 0$ . It is noted that the parameter  $\hat{b}(x,t)$  is bounded, and  $\dot{V} < 0$  even when  $P_{s_{\min}}$  is



underestimated and  $P_{s\max}$  or  $\mu$  is overestimated. It is also noted that while  $\hat{b}(x,t)$  may be discontinuous, it enters the system through the fourth derivative of  $y(t)$ , while  $V$  is a function of the third and lower derivatives of  $y(t)$ . Thus,  $V$  is continuous with respect to time. Hence,  $s(t)$  goes to zero as  $t$  tends to infinity, which implies that the tracking error and its time derivatives up to order 3 go to zero as time goes to infinity, for all  $s(0)$ .

### 3.3.4 Output time-derivatives

We assume that all states are available for feedback, that is, displacement, velocity, differential pressure and valve spool displacement sensors are present on the system. Next,  $\dot{y}(t) = \dot{x}_2(t)$  can be calculated from (3.1). However,  $\ddot{y}(t)$  cannot be estimated from output and state measurements as doing so would require knowledge of  $P_s$ . Thus,  $\ddot{y}(t)$  is calculated using a filter of the form

$$\frac{Y_3(p)}{Y_2(p)} = \frac{p}{10^{-4}p + 1} \quad (3.28)$$

where  $p$ ,  $Y_3$  and  $Y_2$  are respectively the Laplace operator and the Laplace transform of the third and second derivatives of the output. If the measurements are noisy, more robust techniques such as those described in Zehetner, Reger et Horn (2007) may be used to calculate  $\ddot{y}(t)$ .

## 3.4 Simulation results

In this section, the performance of the controller derived in Section IV is illustrated using simulation results. The simulations are carried out in Matlab/Simulink® environment using the nonlinear model developed in Section III. We choose  $\mu = \frac{2}{3}$  in (3.6) as per the sizing assumptions in Garagic et Srinivasan (2004), Merritt (1967) and Yu et Kuo (1996), and the

load and friction torques are assumed to be zero. Both constant and sinusoidal reference signals are used. The amplitude of the reference signal is 1 rad and the frequency is 0.5 Hz. The proposed controller is compared to standard feedback linearizing and PID controllers. The non-adaptive controller is obtained from (3.8) (i.e. assuming the function  $b(x,t)$  is known). The PID position control law, obtained using the Ziegler-Nichols tuning rule, is described in Seo, Venugopal et Kenné (2007). In order to evaluate the transient response and the tracking performance of the closed-loop system with the switching control law, the values of some of the hydraulic parameters are varied. First, the supply pressure,  $P_s$  is reduced by 70% of its nominal value of 8.73 MPa between  $t = 2.5\text{s}$  and  $t = 5.0\text{s}$  and at  $t = 5.0\text{s}$ ,  $P_s$  varies in a sinusoidal manner as shown in Fig. 2(a). To demonstrate the robustness of the controller to other variations which have not been considered in the design, we vary the value of the fluid bulk-modulus,  $\beta$ , by 20% between  $t = 6.5\text{s}$  and  $t = 8.5\text{s}$ . The range of the supply pressure  $P_s$  variation considered for the simulations is between  $0.1P_s$  and  $10P_s$ . The numerical values used for simulation are tabulated in Annexe I, Tableau-A I-1.

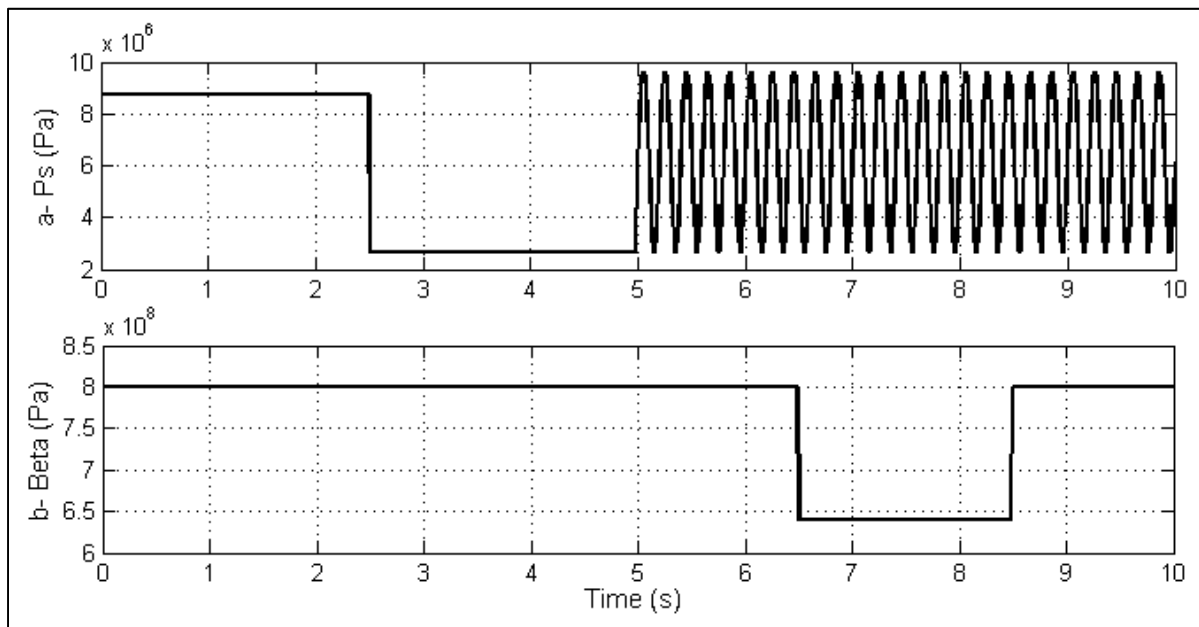


Figure 3.2 Simulation of uncertainty in the supply pressure(a) and fluid bulk modulus(b)

The first set of simulation compares the tracking performance of the proposed switching control law, the standard feedback-linearizing control law and the PID control law when the reference signal is constant. For each controller, the output of the closed-loop system with the reference command overlaid is shown in Figure 3.3. Figure 3.4 compares the tracking error of all three controllers, and the PID controller has an overshoot larger than 50% while the maximum error of the proposed controller and the standard feedback linearizing controller do not exceed 1%. It is also noted that for all three controllers, the transients at  $t=2.5s$ ,  $t=5s$ ,  $t=6.5s$  and  $t=8.5s$  when the hydraulic parameters vary, are a very small and in the order of  $10^{-7}\%$ . In Figure 3.5, the control signal, the pressure difference due to the load and the servovalve opening area are presented, showing the behaviour of the closed-loop system.

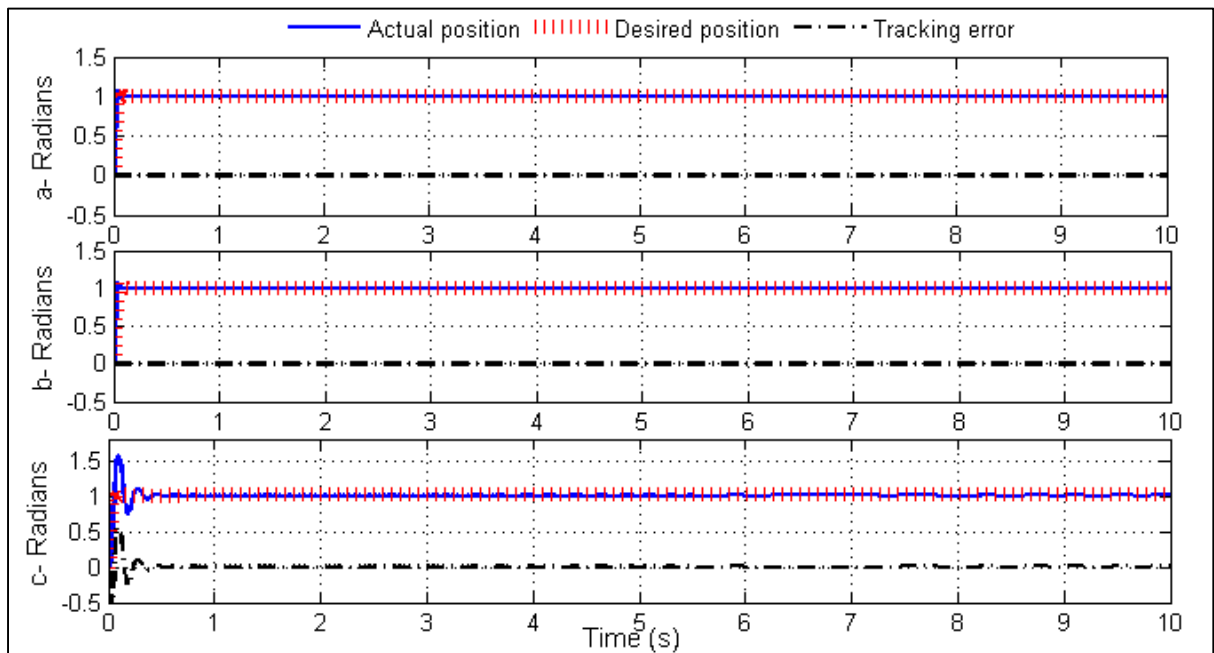


Figure 3.3 System response when using the proposed control law (a), the standard feedback linearizing controller (b) and the PID controller (c), constant reference signal with amplitude 1 rad

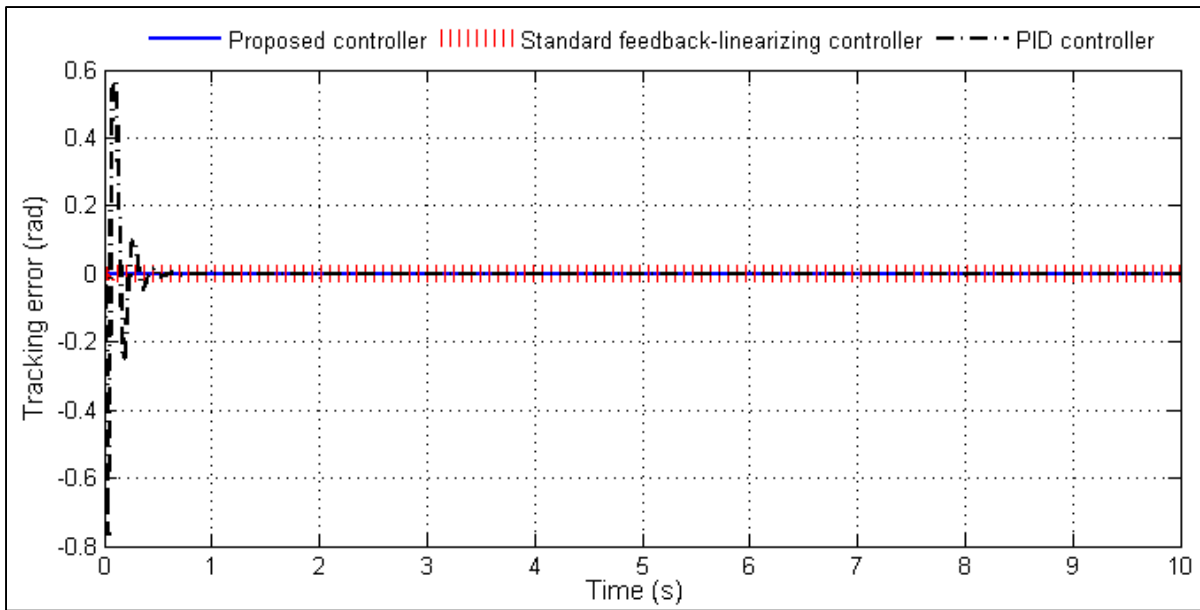


Figure 3.4 Tracking error when using the proposed controller, the standard feedback linearizing controller and the PID controller, constant reference signal with amplitude 1 rad

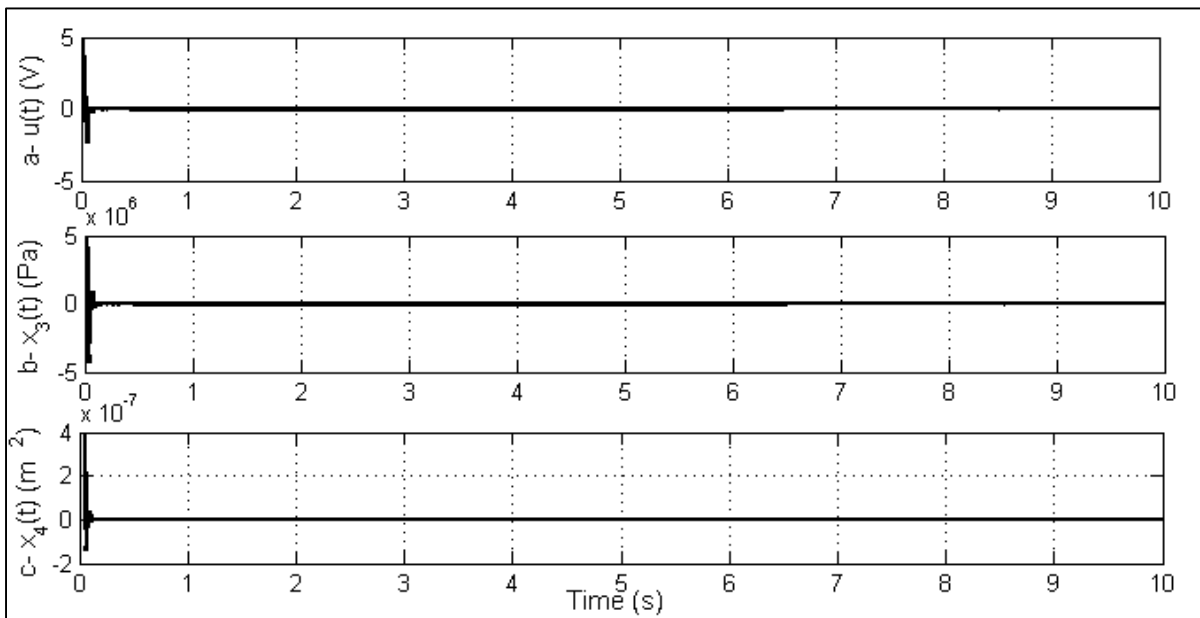


Figure 3.5 Control signal (a), pressure difference due to the load (b) and servovalve opening area (c)

Figure 3.6 shows the behaviour of the combined error  $s(t)$  for the constant reference signal. As per the theory, the combined error is bounded and converges to zero.

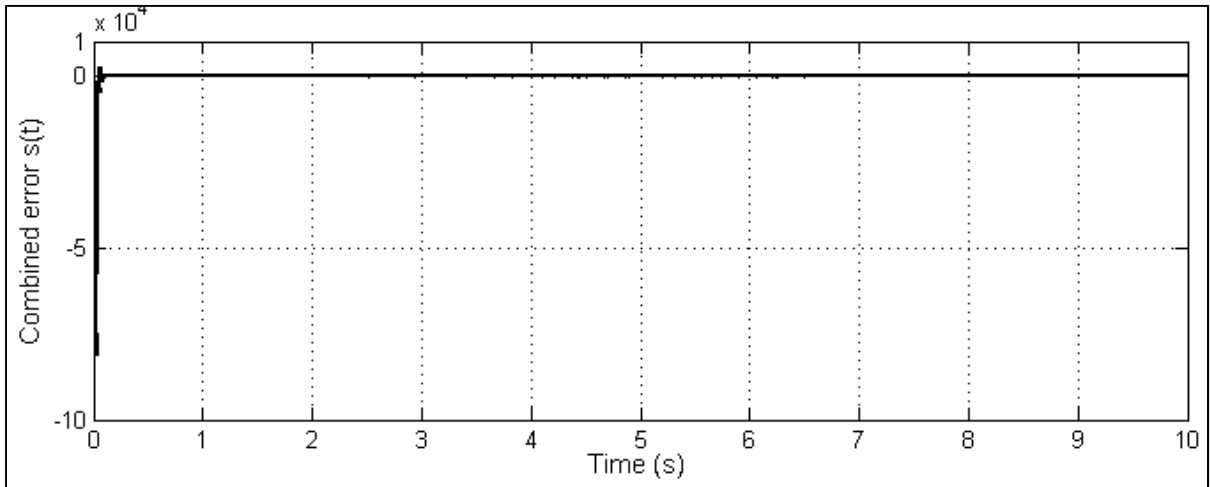


Figure 3.6 Combined error  $s(t)$  with constant reference signal of amplitude 1

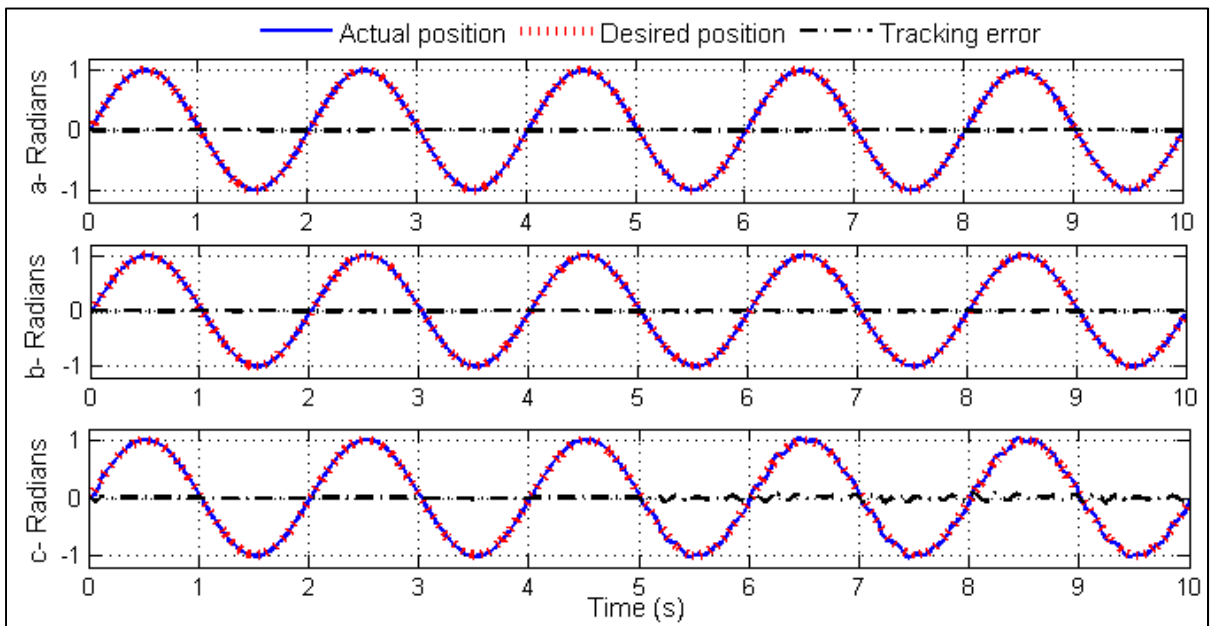


Figure 3.7 System response when using the proposed control law (a), the standard feedback linearizing controller (b) and the PID controller (c), sinusoidal reference signal with amplitude 1 rad and frequency 0.5Hz

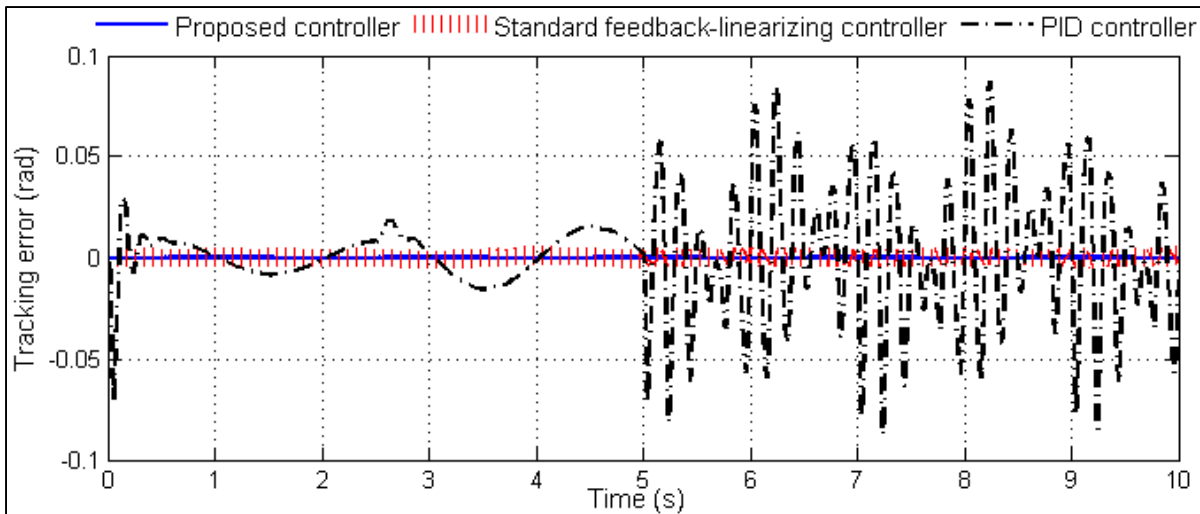


Figure 3.8 Tracking error when using the proposed controller, the standard feedback linearizing controller and the PID controller, sinusoidal reference signal with amplitude 1 rad and frequency 0.5Hz

The next set of simulation results are obtained with a reference signal that is sinusoidal. As seen in Figure 3.7 (c), after 5s, when the supply pressure variation occurs, the PID controller has a significant tracking error while the proposed controller and the standard feedback linearizing controllers have very small tracking errors. From Figure 3.8, we see that the PID controller has maximum tracking errors that exceed 8% while the tracking errors of the proposed controller and the standard feedback linearizing controller are 10 times less for the entire duration of the simulation. In Figure 3.9, we compare only the tracking error of the proposed controller and the standard feedback linearizing controller because their differences are not clear in Figure 3.8. The tracking error of the proposed controller is smaller than that of the standard controller when the sinusoidal pressure variation occurs. For the first 2.5 seconds, when there is no variation in the parameters, the tracking error of the standard feedback linearizing controller is much smaller than the error with the proposed controller, as the standard feedback linearizing controller cancels out the supply pressure term exactly while the proposed controller uses the switching value  $\hat{b}(x,t)$ . In contrast to the results for the constant reference signal, the effect of the supply pressure variation is more pronounced for the PID controller with a sinusoidal reference. Figure 3.10 shows the behavior of the control

signal, the pressure load and the servovalve opening area. The switching nature of the control signal can be clearly seen in this plot.

Finally, implementation issues in the form of saturation in the servovalve and sensor noise are considered. In addition to the parameter variations shown in Figure 3.2, we introduce 10% of random noise in the measurements. The valve opening area is saturated at the maximum value of  $x_{4max}(t) = 7.94 \times 10^{-6} m^2$ . The PID controller shows instability in the presence of measurement noise (plot not shown). Figure 3.10 and Figure 3.12 show the desired position, the actual position and the tracking error for the closed loop using the proposed switching controller and the standard feedback linearizing controller for both constant and sinusoidal reference. The observed tracking error is of the same amplitude as the noise for both controllers.

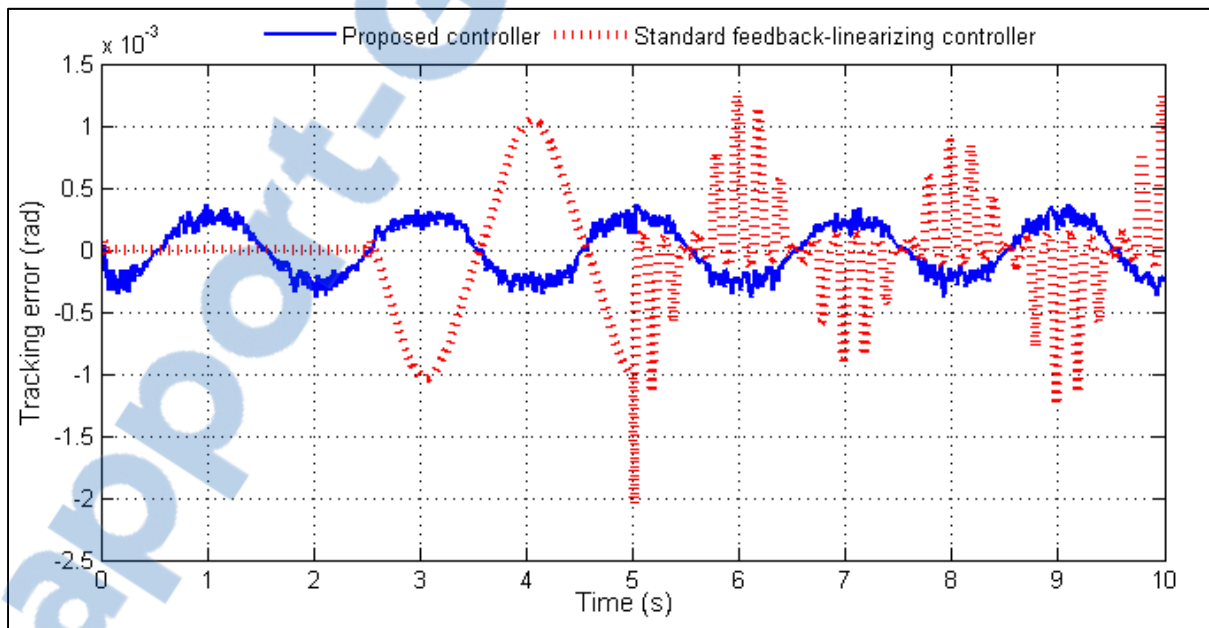


Figure 3.9 Tracking error when using the proposed controller and the standard feedback linearizing controller, sinusoidal reference signal with amplitude 1 rad and frequency 0.5Hz

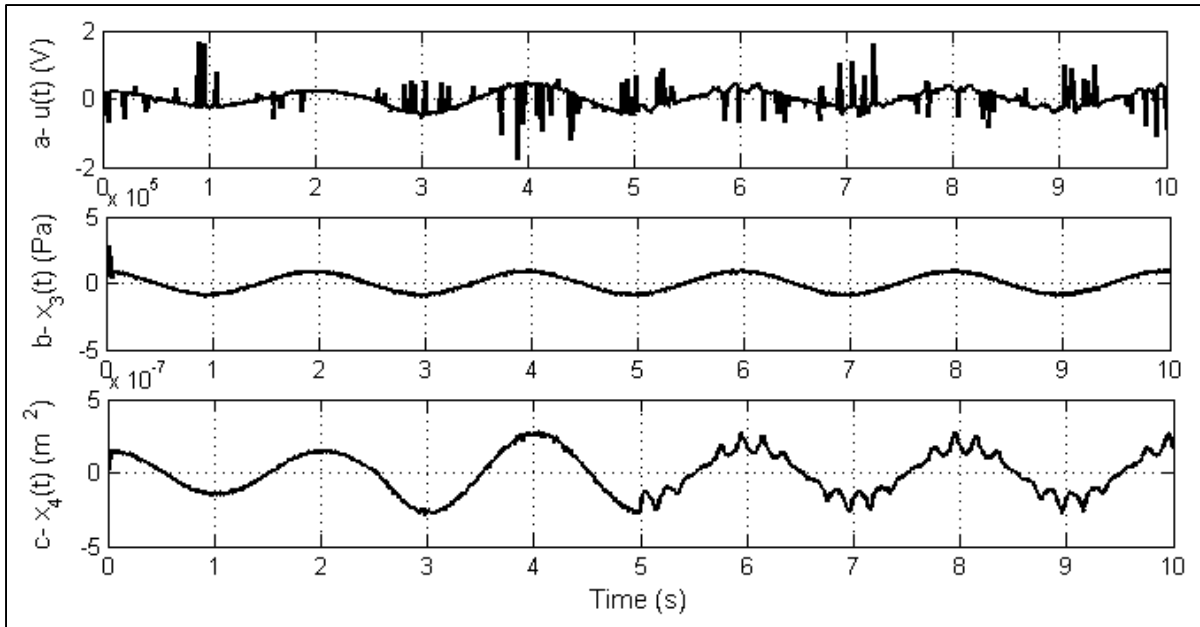


Figure 3.10 Control signal (a), pressure difference due to the load (b) and servovalve opening area (c)

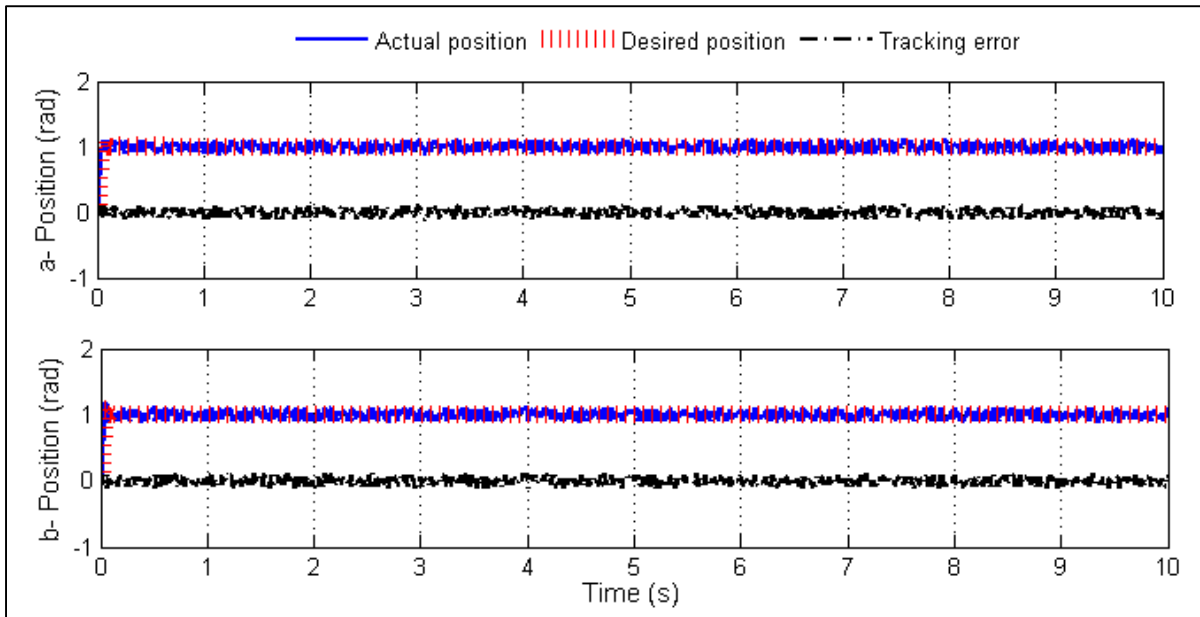


Figure 3.11 Closed-loop system response with varying parameters, friction, valve saturation and 10% measurement noise when using the proposed controller (a) and the standard feedback linearizing controller (b), constant reference signal with amplitude 1 rad



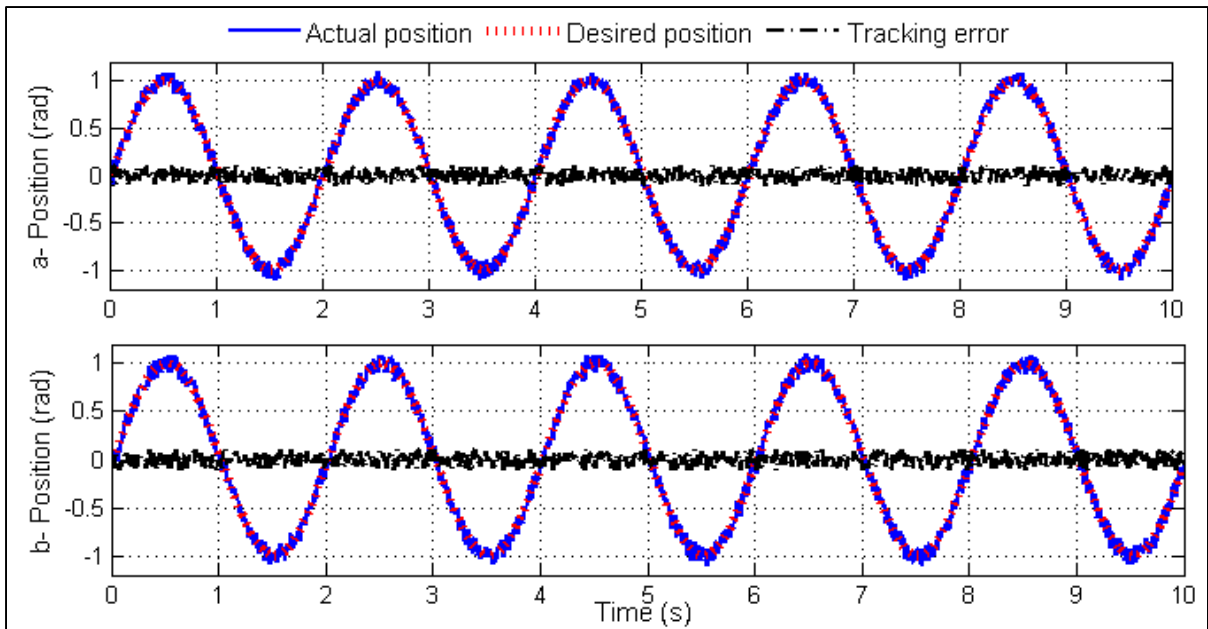


Figure 3.12 Closed-loop system response with varying parameters, friction, valve saturation and 10% measurement noise when using the proposed controller (a) and the standard feedback linearizing controller (b), sinusoidal reference signal with amplitude 1 rad and frequency 0.5 Hz

### 3.5 Conclusion

The work presented here describes a novel switching position controller for electrohydraulic systems, which accounts for supply pressure uncertainty. Based on a nonlinear system model, the technique of feedback linearization is used to establish a controller structure. Next, a switching control law is constructed using a Lyapunov-like approach for a parameter that replaces a function involving the unknown supply pressure. Simulation results show a marked improvement over a classical PID controller and also noticeable improvement over a standard feedback linearizing controller in terms of tracking error in the presence of supply pressure variation. However, the simulation results indicate that the standard feedback linearizing controller is robust to hydraulic parameter variations and can be utilized for all but the most demanding applications. The switching controller and the standard feedback linearizing controller are also shown to be robust to measurement noise and actuator saturation. Thus, these control laws improve on standard PID control in terms of both

tracking performance and robustness. Future work will involve assessing friction and variable torque-load effects.

## CHAPITRE 4

### ADAPTIVE POSITION CONTROL OF AN ELECTROHYDRAULIC SERVO SYSTEM WITH LOAD DISTURBANCE REJECTION AND FRICTION COMPENSATION

Honorine Angue Mintsas<sup>1</sup>, Ravinder Venugopal<sup>2</sup>, Jean-Pierre Kenné<sup>1</sup> et Christian Belleau<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Département de Génie Mécanique, École de technologie supérieure,  
1100 Notre-Dame Ouest, Montréal, Québec, Canada H3C 1K3

<sup>2</sup>Intellicass Inc., 1804 Rue Tupper, Suite 4, Montréal, Québec, Canada H3H 1N4

Article accepté dans la revue « Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control » en décembre 2010.

#### **Abstract**

Electrohydraulic servo systems (EHSS) are used for several engineering applications, and in particular, for efficient handling of heavy loads. These systems are characterized by pronounced nonlinearities and are also subject to parameter variations during operation, friction effects and variable loads. Several studies have addressed the nonlinear nature of EHSS; however, only a few control schemes explicitly address friction and load disturbance effects along with parameter variations. Fuzzy and/or sliding mode versions of feedback-linearizing controllers have been used to compensate for the external loads disturbances in the control of EHSS. However, real-time implementation issues limit the use of these techniques. While adaptive control using a feedback-linearization based controller structure has been shown to be effective in the presence of parameter variations, load and friction effects are typically not considered. In this paper, we present a nonlinear adaptive feedback-linearizing position controller for an EHSS, which is robust to parameter uncertainty while achieving load disturbances rejection / attenuation and friction compensation. The adaptation law is derived using a Lyapunov approach. Simulation results using the proposed controller are compared to those using a non-adaptive feedback-linearizing controller as well as a proportional-integral-derivative (PID) controller, in the presence of torque load disturbance,

friction and uncertainty in the hydraulic parameters. These results show improved tracking performance with the proposed controller. To address implementation concerns, simulation results with noise effects and valve saturation are also presented.

Keywords: Adaptive control, electrohydraulic systems, friction compensation, torque load disturbance rejection, Lyapunov methods, nonlinear control.

#### **4.1 Introduction**

Electrohydraulic servo systems (EHSS) are essential components in a wide range of modern machinery, due to their high power-to-weight ratio, as well as their fast and accurate response. Some commonly encountered industrial applications of EHSS include industrial robots, aerospace flight-control actuators, automobile active suspensions, as well as a variety of automated manufacturing systems. The principal elements of EHSS are a pump, an accumulator, a relief valve, a servovalve and a hydraulic actuator. The accumulator and the relief valve respectively add and remove fluid in the pressure line to maintain the supply pressure of the system. The servovalve controls the motion and the pressure of the hydraulic actuator, based on an electrical input signal. The hydraulic actuator drives the load, transmitting the desired displacement, velocity and/or pressure to the load. The dynamics of EHSS are highly nonlinear and make control design for precise output tracking very challenging. Firstly, the models involve a square-root function and a discontinuous sign function. Secondly, the hydraulic parameters may vary due to temperature changes and effects such as entrapped air in the fluid. Thirdly, external load, friction and noise effects result in unacceptable tracking errors for high-precision applications.

Due to their simplicity, linear controllers are often used for EHSS, despite the nonlinear nature of these systems. Alleyne et Liu (1999) solve position and force tracking problems using proportional-integral derivative controllers. Lim (1997) proposes a control design based on pole placement for an electrohydraulic servomotor. However, with such linear methods, the closed-loop performance cannot usually be maintained when the operating

conditions vary beyond the nominal design range. The nonlinear pressure-flow relationship, changes in hydraulic parameters, external load disturbances and friction can easily drive the EHSS outside the nominal linear region of operation. The performance and closed-loop stability using classical controllers are only guaranteed in a domain close to the nominal operating point.

Feedback-linearizing controllers ensure stability and performance in a global sense. The authors Kwon et al.(2006), Seo, Venugopal et Kenné (2007) and Ayalew et Jablokow (2007) use full-state feedback linearization, input-output feedback linearization and partial input feedback linearization respectively for EHSS control. The nonlinear pressure-flow equation is explicitly addressed by feedback linearization. However, variations in hydraulic parameters, external load disturbances and friction tend to degrade the performance of feedback-linearization based control.

Feedback linearization can be enhanced via adaptation to compensate for uncertainty in hydraulic parameters. The controller parameters are adjusted on-line so that the closed-loop tracking error converges to zero. Adaptive feedback linearizing controllers are used by Garagic et Srinivasan (2004) and Alleyne et Hedrick (1995) to control the velocity and the force of an EHSS system respectively. In Garagic et Srinivasan (2004) , friction is considered and a controller parameter related to friction is adaptively updated. However, the controller only applies to velocity control in a unidirectional sense.

Sliding mode variable structure control is shown to be effective in rejecting disturbances in EHSS (see (Loukianov et al., 2009)). Adaptive sliding mode control is used by Cho et Edge (2000) to deal with modeling error and nonlinear frictional forces but in addition to requiring that the disturbance be matched, sliding mode control results in fast switching on the sliding surface, thus causing chattering which can severely degrade closed-loop performance. Several solutions have been proposed to address this problem ( see (Chen, Hwang et Tomizuka, 2002), (Barambones et Garrido, 2007) and (Radpukdee et Jirawattana, 2009) for example); however, tracking precision is compromised when chattering is suppressed.

Fuzzy control is an alternative approach based on logical intuition. In Zheng, Zhao et Wei (2009) and Bai, Guan et Pan (2009), fuzzy techniques are used to control an electro-hydraulic position servo. The authors show that this intuitive control method provides good tracking performance even when the plant is subjected to external disturbances. Because fuzzy control is intuitive, the model of the system does not need to be sophisticated. The logic rules are functions of the tracking error. Nevertheless, these rules are numerous and require high computational effort that can limit real-time implementation. Chiang, Chen et Kuo (2009) address this issue by combining fuzzy logic and sliding mode control to develop an electro-hydraulic velocity controller that is robust to external load disturbances. However, because the sliding mode approach is employed, chattering may occur.

We note that most tracking controllers applied to EHSS do not separate the friction from the external load disturbance as in Guan et Pan (2008a). Or, in other cases, friction appears as the only disturbance (see, for example, (Garagic et Srinivasan, 2004), (Alleyne et Hedrick, 1995) and (Alleyne et Liu, 2000)). Zeng et Sepehri (2008) propose an adaptive tracking controller for an EHSS where external load disturbances and friction are separately considered. They utilize the LuGre friction model, which captures stick-slip motion (Canudas de Wit et al., 1995). A complex observer is proposed based on the LuGre model to account for the friction, while load disturbance rejection is achieved via a relatively simple adaptive law. However, it has been shown (see, for example (Swevers et al., 2000) and (Yanada et Furuta, 2007)) that the LuGre model has some limitations, leading to inaccurate results.

In this paper, we develop an adaptive feedback linearizing controller for position control which considers the external load disturbances and friction effects separately for a bidirectional hydraulic motor. In contrast to Zeng et Sepehri (2008) who use a nonlinear observer to estimate the friction, we use an adaptation law to directly compensate for friction. Specifically, the key contribution of this work is the development of a direct adaptive position control algorithm that simultaneously and explicitly accounts for friction, load disturbance and variation of multiple hydraulic parameters. The objective is to provide

practitioners with an algorithm that provides a high level of tracking performance while being robust to variations commonly found in practical applications.

The paper is organized as follows. Section 4.2 describes the mathematical model of the EHSS under study. Section 4.3 shows the derivation of the adaptive position controller. Section 4.4 presents simulation results, including comparisons with non-adaptive feedback linearizing control and PID control, and also simulations that demonstrate that the control law is robust to measurement noise and actuator saturation. Finally, a conclusion is presented in the Section 4.5.

## 4.2 System modeling

Figure 4.1 shows a schematic of the EHSS that is considered. It is the same system that was utilized for experimental studies of Seo, Venugopal et Kenné (2007) and Canudas de Wit et al.(1995). The pump feeds the system with oil stored in the tank. The relief valve and the accumulator are intended to keep the supply pressure  $P_s$  constant. The electrical control input acts on the electrohydraulic servovalve to move its spool. The spool motion controls the oil flow from the pump through the hydraulic motor. Depending on the desired control objectives, the load is driven appropriately by the bidirectional hydraulic motor. Appropriate transducers are used to provide full-state feedback for the system.

**Servovalve dynamics.** The electrohydraulic servovalve dynamics are approximated, as in Kaddissi, Kenné et Saad (2007), by a first-order transfer function with a time constant  $\tau$  and amplifier gain  $K$ , that is,

$$\tau \dot{A}(t) + A(t) = Ku(t) \quad (4.1)$$

where  $u(t)$  and  $A(t)$  are the control current input and the servovalve opening area respectively.

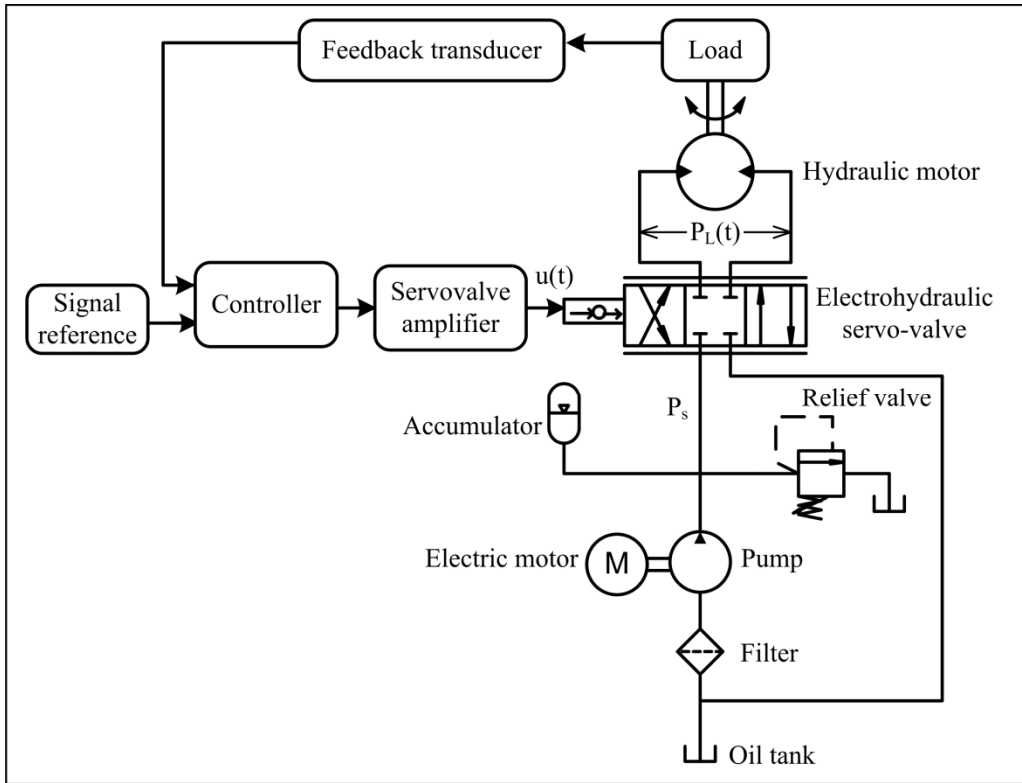


Figure 4.1 Electrohydraulic system

The servovalve orifices are assumed to be matched and symmetric. The flow rate from the servovalve  $Q_1(t)$  and to the servovalve  $Q_2(t)$ , assuming small leakage, is given by

$$Q_1(t) = Q_2(t) = C_d A(t) \sqrt{\frac{P_s - \text{sign}(A(t)) P_L(t)}{\rho}} \quad (4.2)$$

where,  $P_L(t)$  is the motor pressure difference due to the load,  $P_s$  is the supply pressure source,  $C_d$  is the flow discharge coefficient and  $\rho$  is the fluid mass density. For modeling purposes, the servovalve opening area  $A(t)$  may have a positive or negative sign depending on flow direction across the hydraulic motor. If  $P_1(t)$  and  $P_2(t)$  respectively denote the pressure in each of the two chambers of the motor, with  $P_L(t) = P_1(t) - P_2(t)$ , the servovalve configuration is parallel and the direction of the motor motion is positive; while with  $P_L(t) = P_2(t) - P_1(t)$ , the servovalve configuration is cross-ways and the direction of



the motor motion of the motor is negative. The sign function in (4.2) accounts for the change in the direction of fluid flow through the servovalve.

**Continuity equation in the hydraulic motor.** The fluid dynamic equation of the motor, considering internal and external leakages and flow compressibility, is given as

$$\frac{V_m}{4\beta} \dot{P}_L(t) = A(t)C_d \sqrt{\frac{P_s - \text{sign}(A(t))P_L(t)}{\rho}} - D_m \dot{\theta}(t) - C_{sm}P_L(t) \quad (4.3)$$

The parameters  $V_m, \beta, D_m, C_{sm}, \theta(t)$  are the total oil volume in the two chambers of the actuator, the fluid bulk-modulus, the volumetric displacement of the motor, the leakage coefficient and the angular displacement, respectively.

**Torque motion equation at the load.** Using Newton's second law for rotational motion and considering friction, the torque-acceleration equation of the load is given by

$$J\ddot{\theta}(t) = D_m P_L(t) - B\dot{\theta}(t) - T_F \text{sign}(\dot{\theta}(t)) - T_L \quad (4.4)$$

The parameters  $J, B, T_F, T_L$  are the total inertia of the motor and the load, the viscous damping coefficient, the Coulomb friction coefficient and the load torque respectively.

**Sigmoid function.** In order to satisfy the Lipschitz condition to guarantee the existence and uniqueness of the solution to equations (4.3) and (4.4) for all initial conditions, the non-differentiable sign function is approximated by the continuously differentiable sigmoid function defined as

$$\text{sign}(x(t)) \approx \text{sigm}(x(t)) = \frac{1 - e^{-\delta x(t)}}{1 + e^{-\delta x(t)}}; \quad \delta > 0 \quad (4.5)$$

with

$$\begin{aligned} \frac{d \operatorname{sigm}(x(t))}{dt} &= \frac{2\delta e^{-\delta x(t)}}{(1 + e^{-\delta x(t)})^2} \dot{x}(t) \\ \lim_{\delta \rightarrow \infty} \frac{2\delta e^{-\delta x(t)}}{(1 + e^{-\delta x(t)})^2} &= 0 \end{aligned} \quad (4.6)$$

Furthermore, the use of the sigmoid function is required to ensure that the feedback linearization conditions on the Lie derivatives of the system dynamics are satisfied by Khalil(2002). When  $\delta \gg 1$ , the sigmoid function behaves like the sign function and the model best approximates the real electrohydraulic system.

**Electrohydraulic system state-space model.** The state variables are chosen to be  $x_1(t) = \theta(t)$ ,  $x_2(t) = \dot{\theta}(t)$ ,  $x_3(t) = P_L(t)$  and  $x_4(t) = A(t)$ . Then, the electrohydraulic system is described by the following fourth order nonlinear state-space model where the output,  $y(t)$ , is the angular displacement:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= \frac{1}{J}(D_m x_3(t) - B x_2(t) - T_F \operatorname{sigm}(x_2(t)) - T_L) \\ \dot{x}_3(t) &= \frac{4\beta C_d}{V_m \sqrt{\rho}} x_4(t) \sqrt{P_s - \operatorname{sigm}(x_4(t)) x_3(t)} - \frac{4\beta D_m}{V_m} x_2(t) - \frac{4\beta C_{sm}}{V_m} x_3(t) \\ \dot{x}_4(t) &= \frac{1}{\tau}(K u(t) - x_4(t)) \\ y(t) &= x_1(t) \end{aligned} \quad (4.7)$$

It is noted that the model in (4.7) is an extension of the model proposed by Seo, Venugopal et Kenné (2007) and Kaddissi, Kenné et Saad (2007), with the external load torque disturbance and the Coulomb-friction torque added. In the next section, an adaptive controller which considers the external load disturbance and friction torque as adjustable parameters is proposed.

### 4.3 Adaptive controller design

The proposed control law is a derivation of the model reference adaptive control law developed by Slotine et Li (1991, p. 351). As the first step of the design of this controller, the fourth order nonlinear system (4.7) is rewritten in the companion form (i.e., as an input-output relationship) and the reference model is built in the form of a desired input-output differential equation. As the second step, the controller structure based on the feedback linearization approach is formulated. In the third step, we derive an adaption law to account for parameter uncertainty.

**Internal dynamics and reference model.** In order to apply the technique of input-output feedback linearization, the system has to be minimum-phase (Isidori et Benedetto, 1996). This means that the internal states (i.e. unobservable states for the controller) have to remain bounded. In other words, the internal or zero dynamics representing this unobservable part of the EHSS dynamics must be stable. As in the work of Seo, Venugopal et Kenné (2007), to ensure that we satisfy this condition, we start by differentiating the output  $y(t)$  four times, and considering the limiting case where  $\delta \rightarrow \infty$  for the time-derivative of the sigmoid function (4.6), we obtain an expression in which the input  $u(t)$  explicitly appears. We then reorganize the input-output relation in the following form

$$\ddot{y}(t) = \frac{a_0}{b(x,t)} \left[ u(t) + \frac{a_1}{a_0} f_1(x,t) + \frac{b(x,t)}{a_0} \sum_{i=2}^6 a_i f_i(x,t) + \frac{b^2(x,t)}{a_0} \sum_{i=7}^8 a_i f_i(x,t) \right] \quad (4.8)$$

where

$$\begin{aligned}
a_0 &= \frac{4\beta D_m C_d K}{J\tau V_m \sqrt{\rho}} \\
a_1 &= \frac{-4\beta B D_m V_m C_d \tau - 16\beta^2 D_m C_{sm} J C_d \tau - 4\beta D_m C_d J V_m}{J^2 V_m^2 \tau \sqrt{\rho}} \\
a_2 &= \frac{-B^3 V_m^2 + 8\beta J B D_m^2 V_m + 16\beta^2 D_m^2 J^2 C_{sm}}{J^3 V_m^2} \\
a_3 &= \frac{B^2 V_m^2 D_m - 4\beta J V_m D_m^3 + 4\beta J B V_m D_m C_{sm} + 16\beta^2 D_m J^2 C_{sm}^2}{J^3 V_m^2} \\
a_4 &= -\frac{8\beta^2 C_d^2 D_m}{J V_m^2 \rho} \quad a_5 = \frac{4\beta J D_m^2 - B^2 V_m}{J^3 V_m} T_F \\
a_6 &= -\left( \frac{B^2 V - 4\beta J D_m^2}{J^3 V_m} \right) T_L \\
a_7 &= \frac{8\beta^2 D_m^2 C_d}{J V_m^2 \sqrt{\rho}} \quad a_8 = \frac{8\beta^2 D_m C_d C_{sm}}{J V_m^2 \sqrt{\rho}}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b(x,t) &= \frac{1}{\sqrt{P_s - \text{sgm}(x_4(t))x_3(t)}} \\
f_1(x,t) &= x_4(t) \quad f_2(x,t) = x_2(t) \quad f_3(x,t) = x_3(t) \\
f_4(x,t) &= x_4(t)x_4(t)\text{sgm}(x_4(t)) \\
f_5(x,t) &= \text{sgm}(x_2(t)) \quad f_6(x,t) = 1 \\
f_7(x,t) &= x_2(t)x_4(t)\text{sgm}(x_4(t)) \\
f_8(x,t) &= x_3(t)x_4(t)\text{sgm}(x_4(t))
\end{aligned}$$

Based on standard sizing of the EHSS, it is assumed that  $P_L(t) = x_3(t) < \frac{2}{3}P_s$  as per Garagic et Srinivasan (2004) and Merritt (1967). Thus,  $b(x,t) \neq 0$  for all  $t$ . The control input appears first in the fourth-order derivative of the output, while all order lower derivatives of the output  $y(t)$  have a zero coefficient for the input  $u(t)$ , and thus, the relative degree of the system is four. As the system order is four, the system has no zero dynamics and is minimum-phase, and is thus feedback linearizable (Seo, Venugopal et Kenné, 2007).

We choose a fourth-order reference model with the objective of ensuring that the EHSS output asymptotically tracks the output of the reference model. The reference model dynamics are given by

$$r(t) = \alpha_4 \ddot{\ddot{y}}_{des}(t) + \alpha_3 \ddot{\ddot{y}}_{des}(t) + \alpha_2 \ddot{\ddot{y}}_{des}(t) + \alpha_1 \dot{y}_{des}(t) + \alpha_0 y_{des}(t) \quad (4.9)$$

where  $y_{des}(t)$  and  $r(t)$  are the desired output and the model input signal respectively. The polynomial obtained by applying the Laplace transform on (4.9) is Hurwitz (i.e. all the roots have a strictly negative real part). The coefficients denoted by  $\alpha_i$  are chosen to obtain desirable transient characteristics. We assume that  $y_{des}(t)$  and its derivatives up to the fourth order are bounded for all  $t \geq 0$ .

**Controller design.** In this subsection, a controller for the EHSS characterized by equation (4.7) which considers hydraulic parameter uncertainty, the external load disturbance and friction, is developed. As the first step, this servo problem is solved by a control law guarantying zero tracking error asymptotically as well as closed-loop stability when all parameters are perfectly known. Then, considering the uncertainty of all parameters except the supply pressure, an adaption scheme is derived based on the tracking error dynamics. Considering the input-output feedback linearizing solution for (4.8) as in Slotine et Li (1991), the non-adaptive control law is given by

$$u(t) = \frac{b(x,t)}{a_0} \left[ v(t) - \sum_{i=2}^6 a_i f_i(x,t) - b(x,t) \sum_{i=7}^8 a_i f_i(x,t) - \frac{a_1 f_1(x,t)}{b(x,t)} \right] \quad (4.10)$$

where the kinematic control signal  $v(t)$  is defined as

$$v(t) = \ddot{\ddot{y}}_{des}(t) - \lambda_2 \ddot{\ddot{y}}(t) - \lambda_1 \ddot{\ddot{y}}(t) - \lambda_0 \dot{y}(t) - ks(t) \quad (4.11)$$

with the tracking error defined as  $e(t) = y(t) - y_{des}(t)$  and the combined tracking error measure  $s(t)$  defined as

$$s(t) = \ddot{\ddot{y}}(t) + \lambda_2 \ddot{\ddot{y}}(t) + \lambda_1 \dot{y}(t) + \lambda_0 e(t) \quad (4.12)$$

Without any uncertainties in the system, the control law (4.10) linearizes the EHSS and the tracking error dynamics are given by

$$\dot{s}(t) + ks(t) = 0 \quad (4.13)$$

The gains  $\lambda_2$ ,  $\lambda_1$  and  $\lambda_0$  are chosen so that the Laplace transform of the combined error  $s(t)$  is a Hurwitz polynomial. If the gain  $k$  is positive and real, equation (4.13) implies that the tracking error and its time derivatives up to order 3 go to zero as time goes to infinity.

Now, the control law (4.10) is modified to an adaptive form to account for uncertainty in hydraulic and mechanical parameters. In the adaptive control laws proposed in the literature, the torque load disturbance is not considered by the update scheme. In this paper, the friction and the torque load are rejected by updating its coefficient in the controller. Replacing the true value of  $a_i$  by its estimate  $\hat{a}_i$ , the non-adaptive control law (4.10) can be rewritten as an adaptive one in the form

$$u(t) = b(x,t) \left[ \frac{v(t)}{\hat{a}_0} - \sum_{i=2}^6 \frac{\hat{a}_i}{\hat{a}_0} f_i(x,t) - b(x,t) \sum_{i=7}^8 \frac{\hat{a}_i}{\hat{a}_0} f_i(x,t) - \frac{\hat{a}_1 f_1(x,t)}{\hat{a}_0 b(x,t)} \right] \quad (4.14)$$

Using the control law (4.13), the tracking error dynamics are given by

$$\frac{1}{a_0} (\dot{s}(t) + ks(t)) = \sum_{i=0}^8 \Phi_i(x,t) W_i(t) \quad (4.15)$$

where

$$\begin{aligned} \Phi_0 &= \frac{1}{\hat{a}_0} - \frac{1}{a_0} & W_1(t) &= -\frac{f_1(x,t)}{b(x,t)} \\ \Phi_{1 \leq i \leq 8} &= \frac{\hat{a}_i}{\hat{a}_0} - \frac{a_i}{a_0} & W_{2 \leq i \leq 6}(t) &= -f_i(x,t) \\ W_0(t) &= v(t) & W_{7 \leq i \leq 8}(t) &= -b(x,t) f_i(x,t) \end{aligned}$$

### 4.3.1 Adaptation law design

The candidate Lyapunov function  $V$  is defined as

$$V = \frac{s^2(t)}{2a_0} + \sum_{i=0}^8 \frac{\Phi_i^2}{2\zeta_i} \quad (4.16)$$

where  $\zeta_i > 0$  is the adaption gain. The time derivative of the function  $V$  is given by

$$\dot{V} = -\frac{k}{a_0}s^2(t) + \sum_{i=0}^8 \Phi_i W_i(t)s(t) + \sum_{i=0}^8 \frac{\dot{\Phi}_i \Phi_i}{\zeta_i} \quad (4.17)$$

If the parameters are updated in the following form

$$\dot{\Phi}_0 = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\hat{a}_0} \right) = -\zeta_0 s(t) W_0(t) \quad (4.18)$$

$$\dot{\Phi}_i = \frac{d}{dt} \left( \frac{\hat{a}_i}{\hat{a}_0} \right) = -\zeta_i s(t) W_i(t) \quad (4.19)$$

Then, the time derivative of the Lyapunov-function becomes

$$\dot{V} = -\frac{k}{a_0}s^2(t) \quad (4.20)$$

Next, it is shown that the combined tracking error  $s(t)$  asymptotically converges to zero. Considering the function  $V$  as defined in (4.16), we have  $V(t=0) > 0$ . Since  $\dot{V} \leq 0$ , this implies that  $0 \leq V(t=\infty) \leq V(t=0)$ , and thus, the function  $V$  is upper bounded. Therefore, the combined error  $s(t)$  and the estimated parameters  $\Phi_i$  are bounded. Now, if differentiate  $\dot{V}$ , we obtain

$$\ddot{V} = -\frac{2k}{a_0}s(t)\dot{s}(t) \quad (4.21)$$

Noting that  $s(t)$  and  $\Phi_i$  are bounded using the update laws (4.18) and (4.19) as per the argument above, it follows that  $W_i(t)$ ,  $i=0, 1, 8$ , are bounded, implying that  $\dot{s}(t)$  is bounded

from (4.15), and thus,  $\ddot{V}$  is bounded. Thus, the real function  $\dot{V}$  is uniformly continuous. We now recall Barbalat's lemma which states that:

*If  $g$  is a real function of a real variable  $t$ , defined and uniformly continuous for  $t \geq 0$ , and if the limit of the integral  $\int_0^t g(s)ds$  as  $t$  tends to infinity exists and is a finite number, then*

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

Based on the above lemma, from (4.21),  $-\frac{k}{a_0}s^2(t)$  goes to zero as  $t$  tends to infinity. This implies that the tracking error  $e(t)$  and its time derivatives up to order 3 go to zero as time goes to infinity since the Laplace transform of  $s(t)$  in (4.12) is Hurwitz.

**Output time-derivatives.** We assume that all states are available for feedback, that is, displacement, velocity, differential pressure and valve spool displacement sensors are present on the system. However, the second and the third derivatives of the output are not directly available as measurements. To address this implementation issue, we create the estimate of the second and the third derivatives of the output by using the following differentiating filters written in the Laplace transform

$$\frac{Y_2(p)}{Y_1(p)} = \frac{Y_3(p)}{Y_2(p)} = \frac{p}{10^{-4}p+1} \quad (4.22)$$

where  $p$ ,  $Y_3$ ,  $Y_2$  and  $Y_1$  are respectively the Laplace operator and the Laplace transform of the third, second and the first derivatives of the output.

#### 4.4 Simulation results

In this section, the performance of the controller derived in Section 4.3 is illustrated using simulation results. The simulations are carried out in Matlab/Simulink environment using the nonlinear model developed in Section 4.2. Both constant and sinusoidal reference signals are



used. The amplitude of the reference signal is 1 rad and the frequency of the sinusoid is 0.5 Hz. We chose to compare the proposed controller to the non-adaptive feedback linearizing controller and a PID controller. The non-adaptive controller is obtained from (4.10) (i.e. assuming the function  $b(x,t)$  is known). The PID control law, obtained using the Ziegler-Nichols tuning rule, is described by Seo, Venugopal et Kenné (2007).

In order to evaluate the transient response and the tracking performance of the closed-loop system with adaptation, the value of external load, friction and fluid bulk modulus are varied.

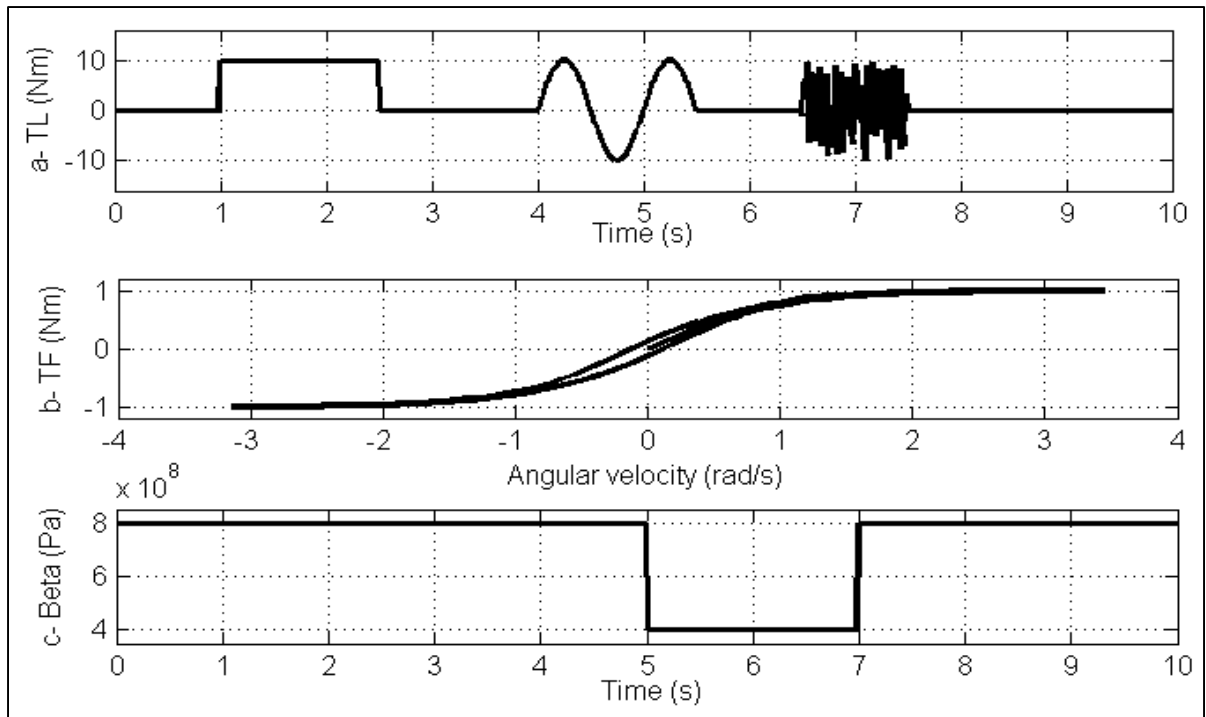


Figure 4.2 Simulation of uncertainty in the load disturbance (a), friction (b) and fluid bulk modulus (c)

First, the torque load disturbance  $T_L$  of amplitude 10 Nm has a step shape between  $t = 1s$  and  $t = 2.5s$ , a sinusoidal shape of frequency 10 Hz between  $t = 4s$  and  $t = 5.5s$ , then a random profile between  $t = 7s$  and  $t = 8.5s$ , as shown in Figure 4.2(a). Next, velocity-dependent Coulomb friction of magnitude 1 N-m is also introduced, the profile of which is shown in Figure 4.2(b). Finally, to demonstrate the robustness of the controller to other variations, we decrease the value of the fluid bulk-modulus  $\beta$  by 50% after  $t = 5s$ . The

adaptation gains are set to  $\zeta_i = 10$  for  $i = 0, 1, 2, 3, 6, 8$  and  $\zeta_4 = 10^{20}$ ,  $\zeta_5 = 1$  and  $\zeta_7 = 10^{10}$ . The numerical values used for simulation are tabulated in Annexe II, Tableau-A II-1. Figure 4.3 shows the output of the closed-loop system with each controller, with the constant reference command overlaid, and it can be seen that the proposed controller has the best tracking performance. In this figure, we see that there are very small transients with the proposed controller, even when the load changes. In contrast, we see the effects of the external load disturbance with the others controllers. Figure 4.4 shows a comparison of the tracking errors with the three controllers. It is clearly shown that the proposed controller has the smallest tracking error.

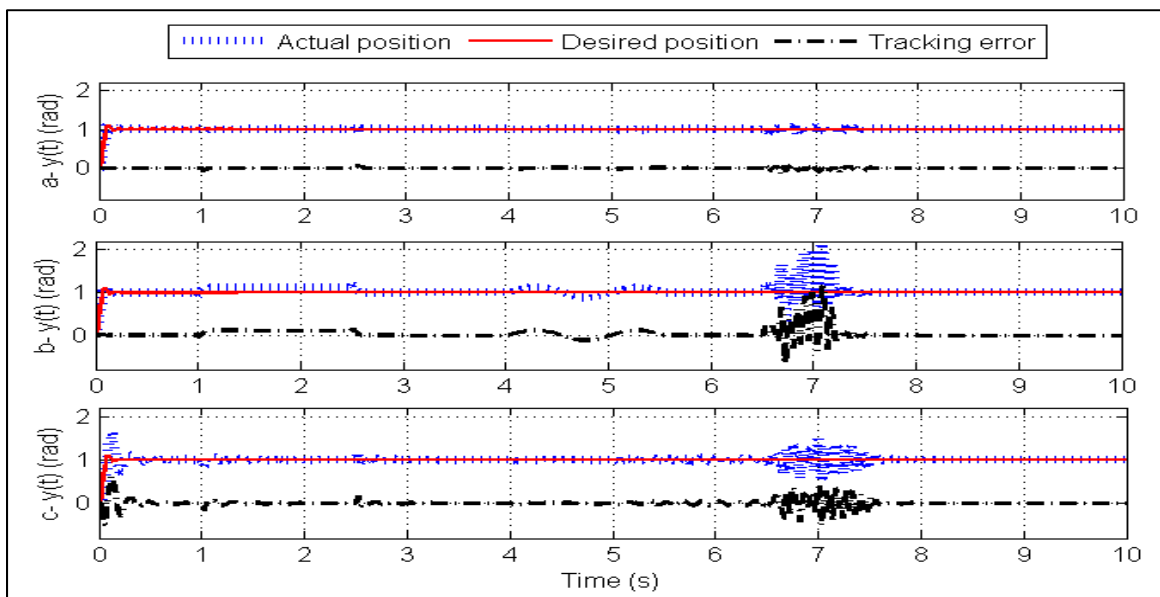


Figure 4.3 System response when using the proposed control law (a), the non-adaptive feedback linearizing controller (b) and the PID controller (c), constant reference signal

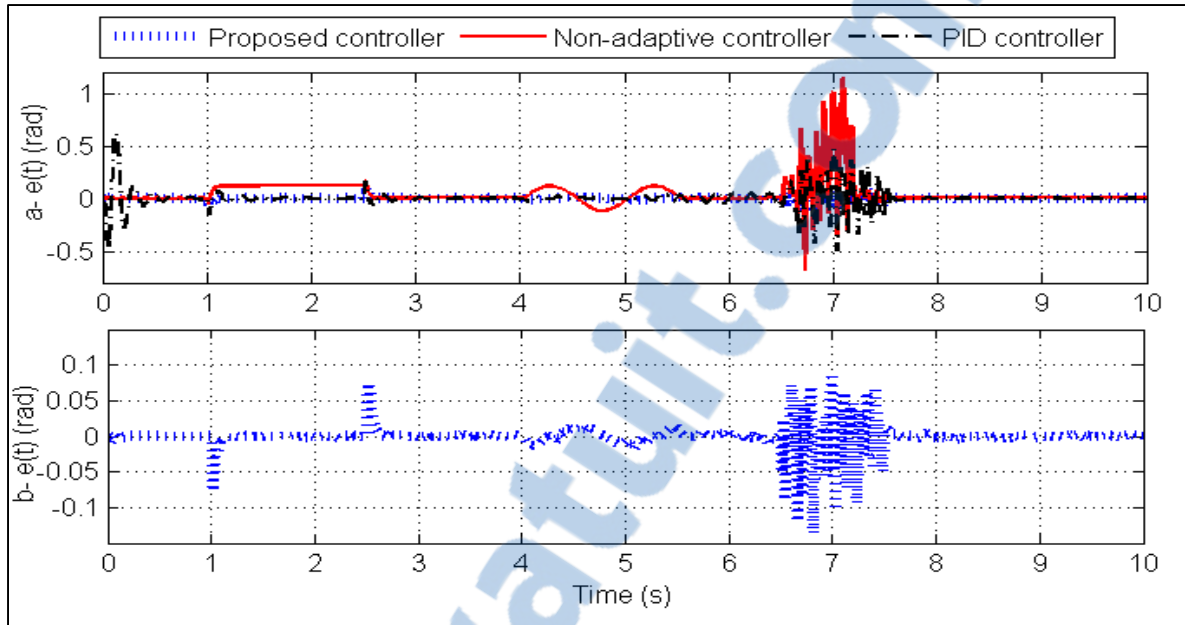


Figure 4.4 Tracking error when using the proposed controller, the non-adaptive feedback linearizing controller and the PID controller (a), magnified plot of tracking error for proposed controller (b), constant reference signal

The PID controller shows a large initial transient exceeding 50% (Figure 4.4 (a)). At  $t=1$ s and  $t=2.5$ s, the overshoot exceeds 10% and the tracking error is 45% between  $t=6.5$ s and  $t=7$ s. The non-adaptive controller has the worst performance. It is noticeably affected by all the disturbances, showing a tracking error of 10% during the step and the sinusoidal disturbance. Its error exceeds 100% when the random disturbance occurs. Thus, the simple feedback-linearizing controller does not attenuate the effect of external load disturbances. On the other hand, the proposed controller totally rejects the step disturbance and significantly attenuates the effects of sinusoidal and the random disturbances, showing an improvement of about 80% over the PID controller and over 90% over the non-adaptive feedback-linearizing controller in terms of maximum tracking error amplitude.

In the following plots, we present the results obtained when the reference signal is sinusoidal (see Figure 4.5). The PID and the feedback linearizing controllers show the largest tracking errors. Clear overshoots appear during the random disturbance (Figure 4.5(b) and (c)). Moreover, the feedback linearizing controller has a large error in the presence of the constant and sinusoidal load disturbances, (Figure 4.5(b)) while the proposed controller maintains a

small tracking error at these times (Figure 4.5(a)). Figure 4.6 presents the amplitude of the controllers' tracking error. The PID and the non-adaptive controllers have error larger than 10% when the step and the sinusoidal disturbances occur. Their error exceeds 60% when the system is randomly disturbed (Figure 4.6(a)). The proposed controller shows transient overshoots smaller than 8% when the step and the sinusoidal disturbances occur. When the random disturbance appears, the tracking error reaches 12% as seen in Figure 4.6(b). The behaviour of the combined error and the identified parameters are also presented in Figure 4.7 and Figure 4.8 for the sinusoidal reference. As per the theory, the combined error converges to zero as time goes to infinity. Relatively small transients occur at  $t=1s$ ,  $2.5s$  before converging again to zero. The amplitude of the combined error increases when the sinusoidal and the random disturbances occur; however, it is noted that the derivation of the algorithm assumes a constant load disturbance and not a time-varying one.

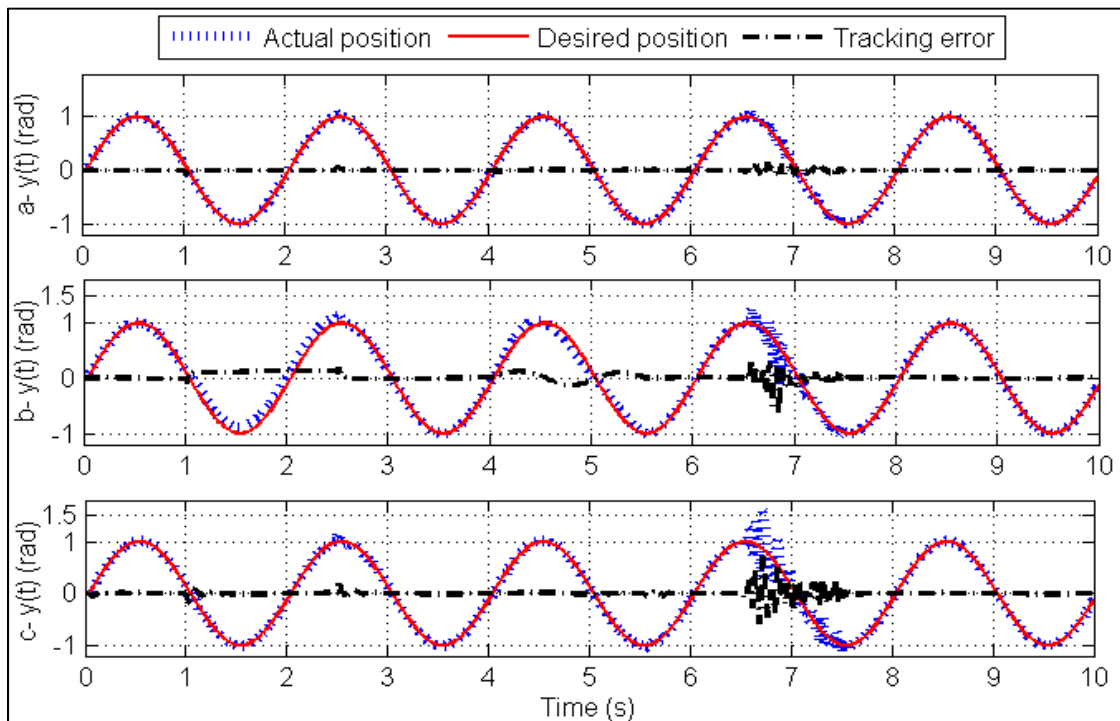


Figure 4.5 System response when using the proposed control law (a), the non-adaptive controller (b) and the PID controller (c), sinusoidal reference signal

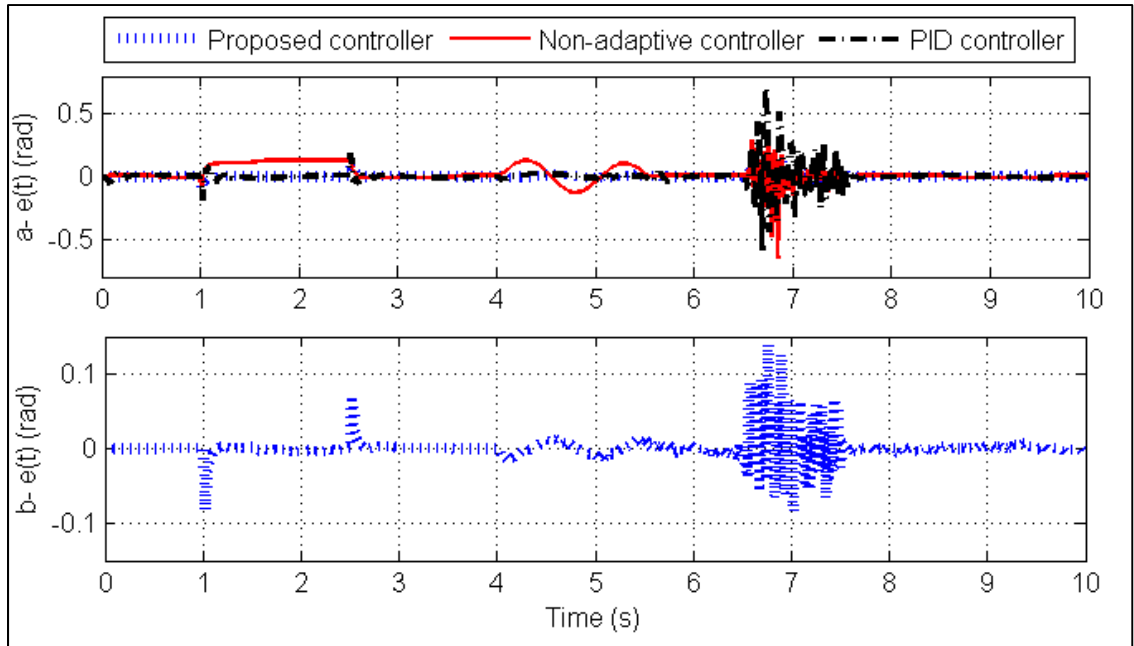


Figure 4.6 Tracking error when using the proposed control law, the non-adaptive controller and the PID controller, sinusoidal reference signal

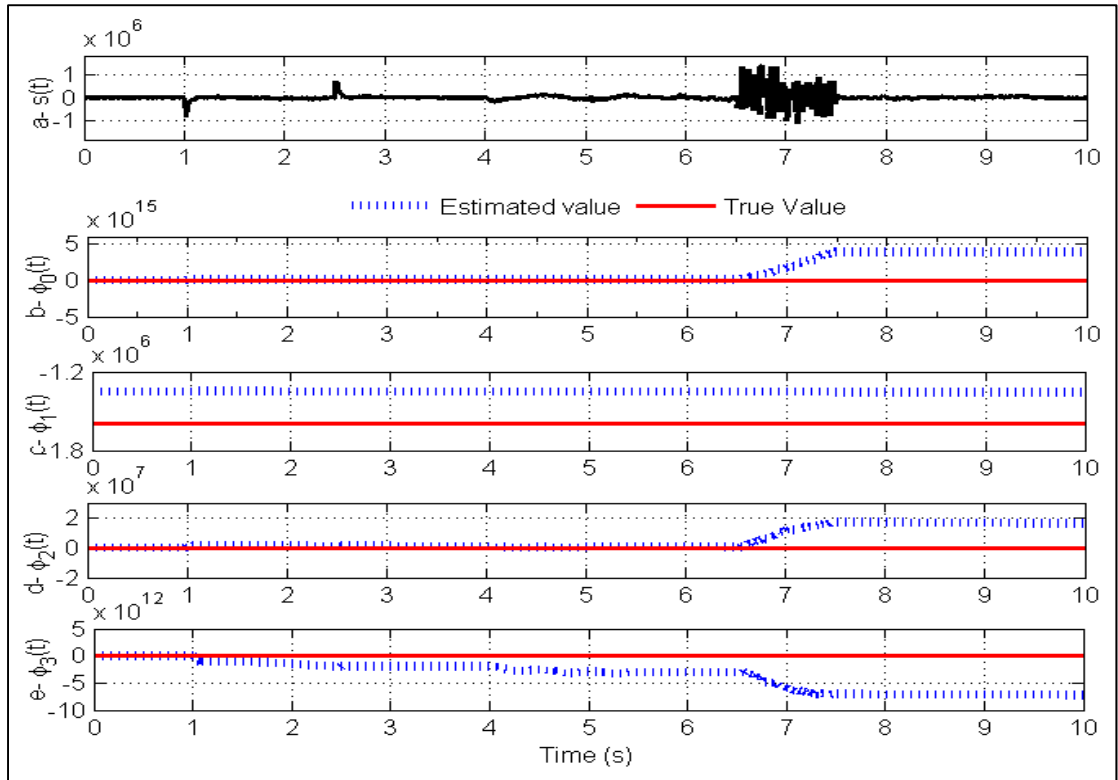


Figure 4.7 Estimated and true parameters value, sinusoidal reference signal

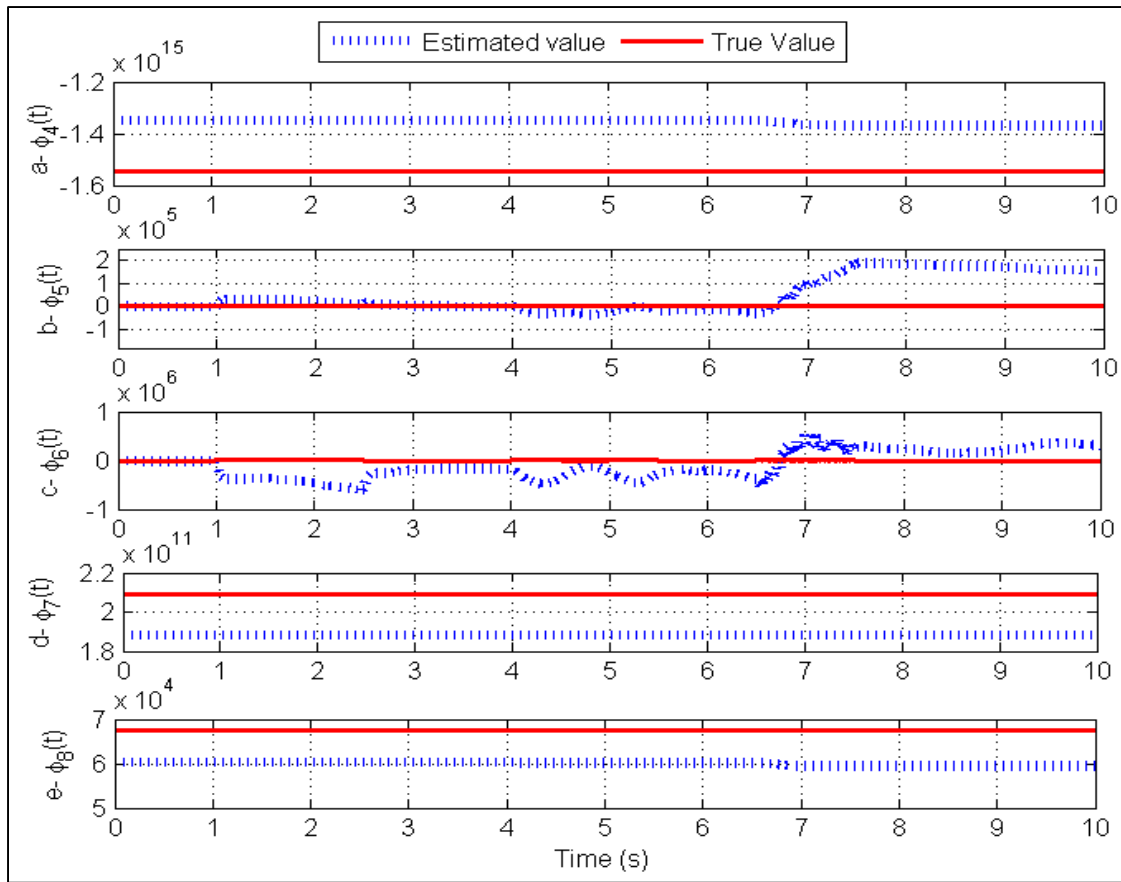


Figure 4.8 Estimated and true parameters value, sinusoidal reference signal

Figure 4.8 shows that the estimated parameters do not converge to their true value. Once again, this deviation is to be expected as the derivation in Section 4.3 only guarantees convergence of the tracking error to zero and boundedness of all adaptation parameters.

Finally, implementation issues in the form of saturation in the servovalve and sensor noise are considered. In addition to the mechanical and hydraulic parameter variations shown in Figure 4.2, we introduce 10% of random noise in the measurements. The valve opening area is saturated at the maximum value of  $x_{A_{max}}(t) = 7.94 \times 10^{-6} m^2$ . Figures 4.9 -4.12 present the simulation results obtained when using a sinusoidal and a constant reference signals, respectively. The proposed controller again shows the best performance in the presence of noise in measurements. There is an imperceptible transient in the response of the proposed controller, while the other controllers have large overshoots (Figure 4.9 and Figure 4.11).

Figure 4.10 and Figure 4.12 show that the tracking error of the proposed controller is largely due to noise and reaches 20% when random disturbance occurs. In contrast, for the non-adaptive controller, the maximum overshoot exceeds 150% when the random disturbance occurs. On the other side, the tracking performance of the PID shows large overshoots exceeding 50%. Figure 4.13 shows the estimates of the second and third derivatives of the output. It is noted that the second and the third derivatives are affected by measurement noise and load disturbances; despite this, the tracking performance of the proposed controller is superior to the others.

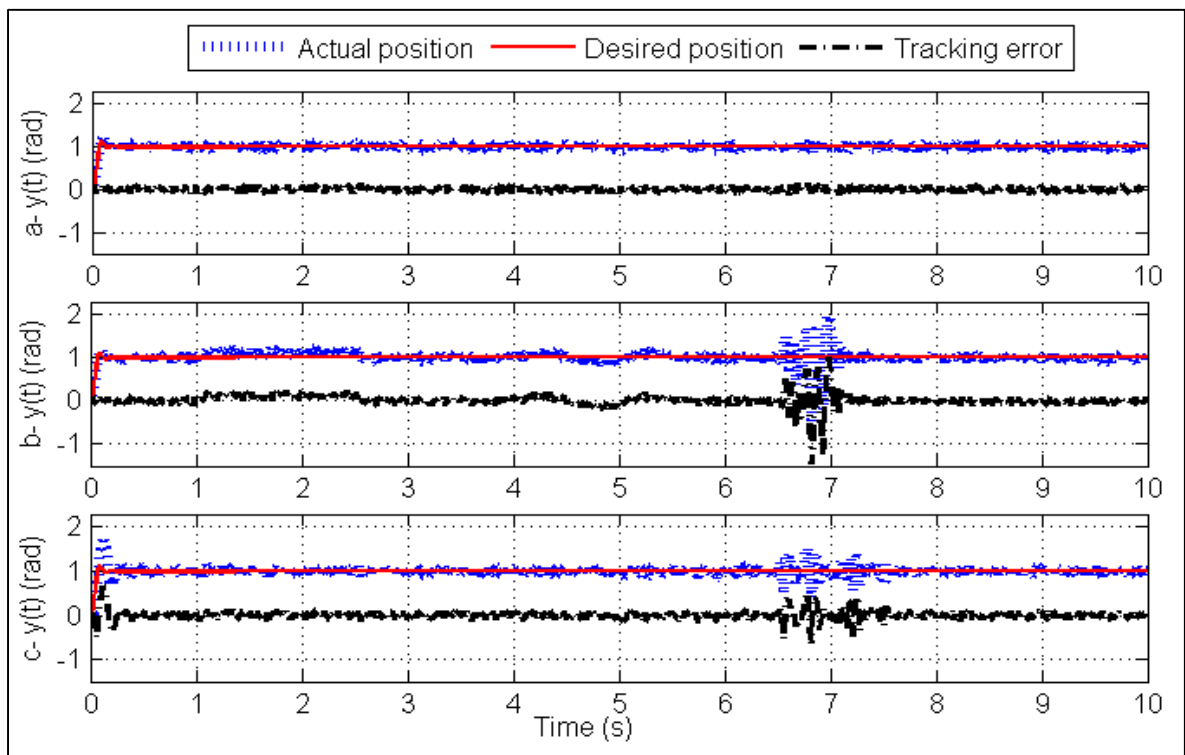


Figure 4.9 Closed-loop system response with external load disturbance, friction, varying parameters, valve saturation and 10% measurement noise when using the proposed control law (a), the non-adaptive controller (b) and the PID controller (c), constant reference signal

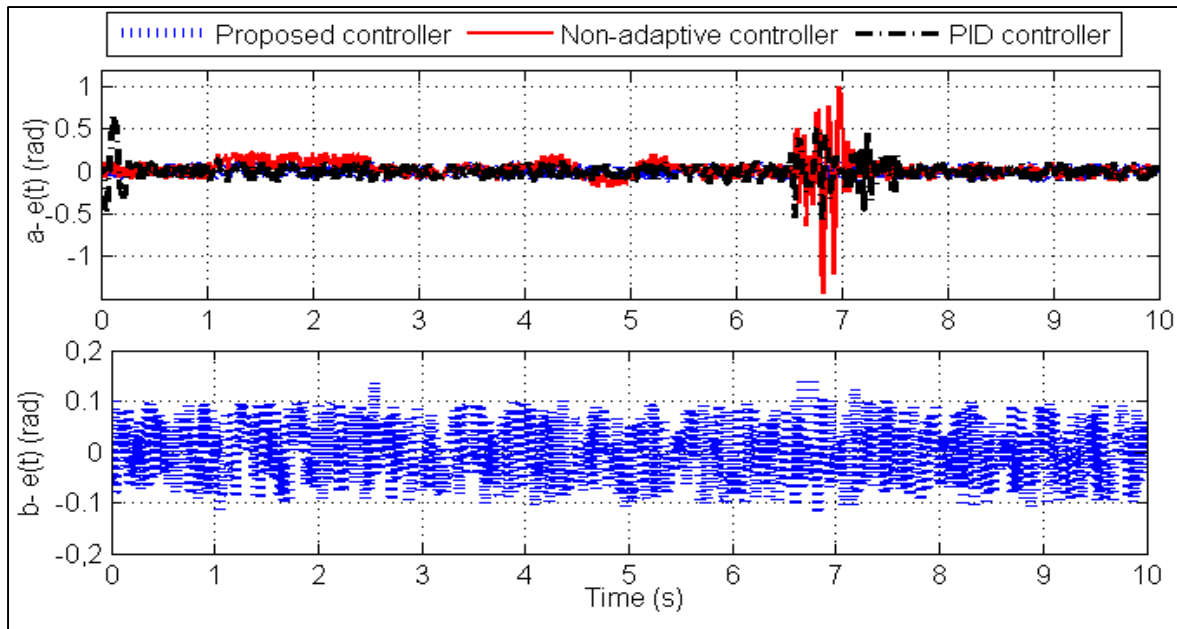


Figure 4.10 Tracking error with external load disturbance, friction, varying parameters, valve saturation and 10% measurement noise when using the PID controller, the non-adaptive controller and the proposed control law, constant reference signal

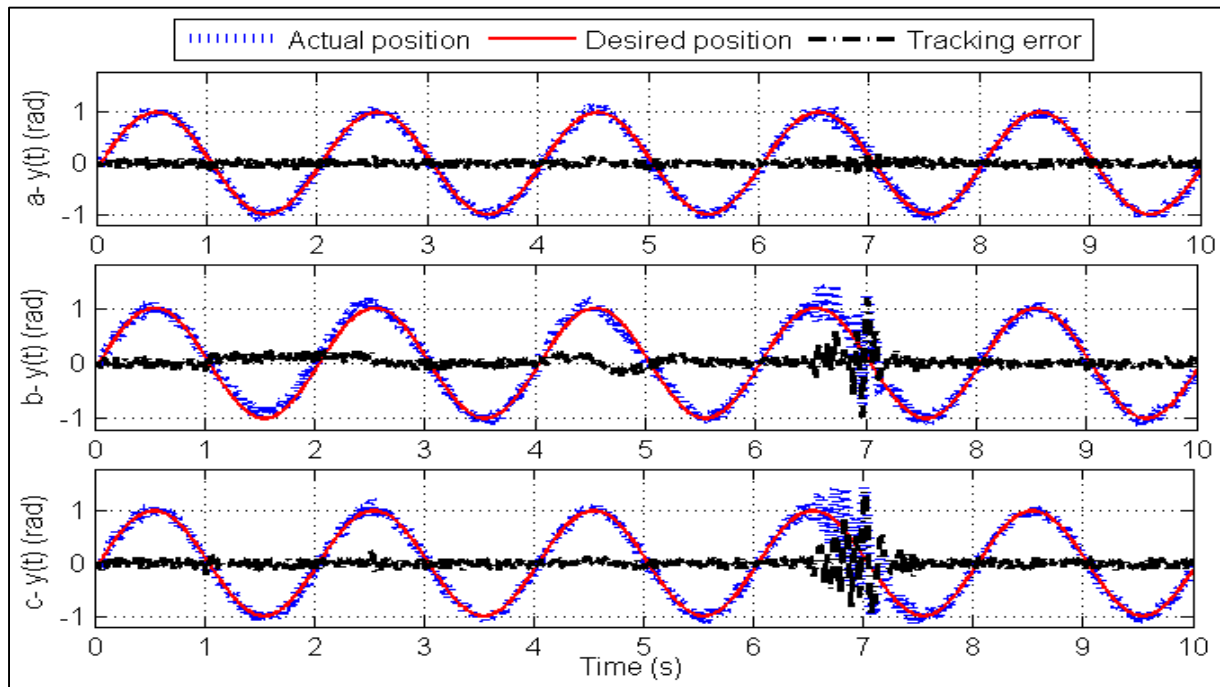


Figure 4.11 Closed-loop system response with external load disturbance, friction, varying parameters, valve saturation and 10% measurement noise when using the proposed control law (a), the non-adaptive controller (b) and the PID controller (c), sinusoidal reference signal



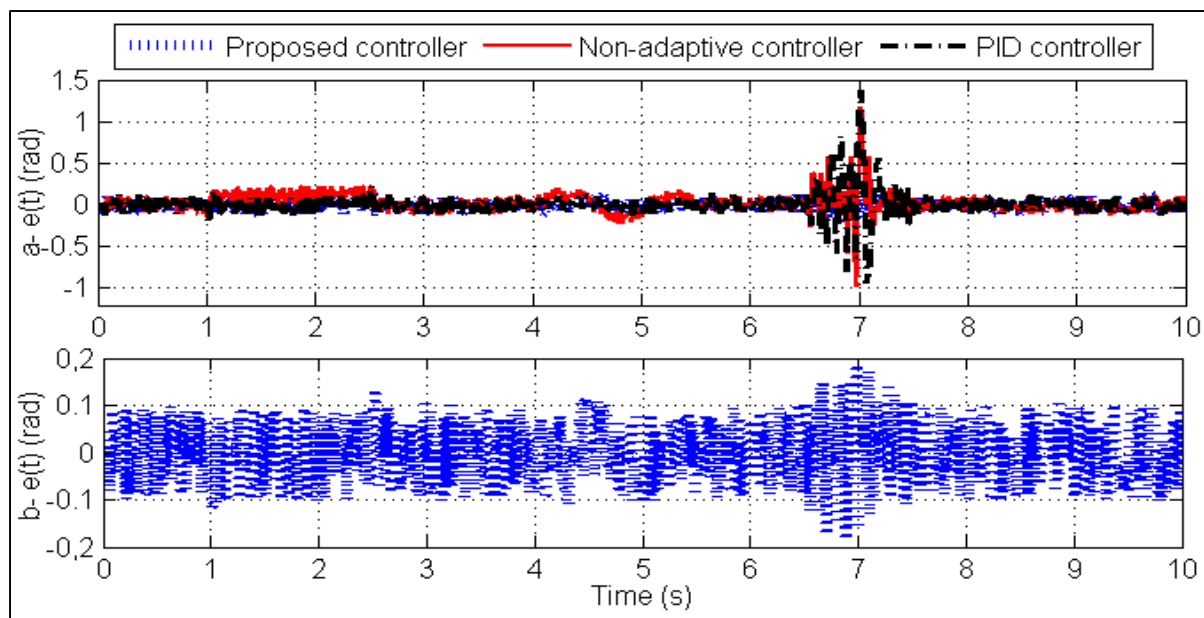


Figure 4.12 Tracking error with external load disturbance, friction, varying parameters, valve saturation and 10% measurement noise when using the PID controller (a), the non-adaptive controller (b) and the proposed control law (c), sinusoidal reference signal

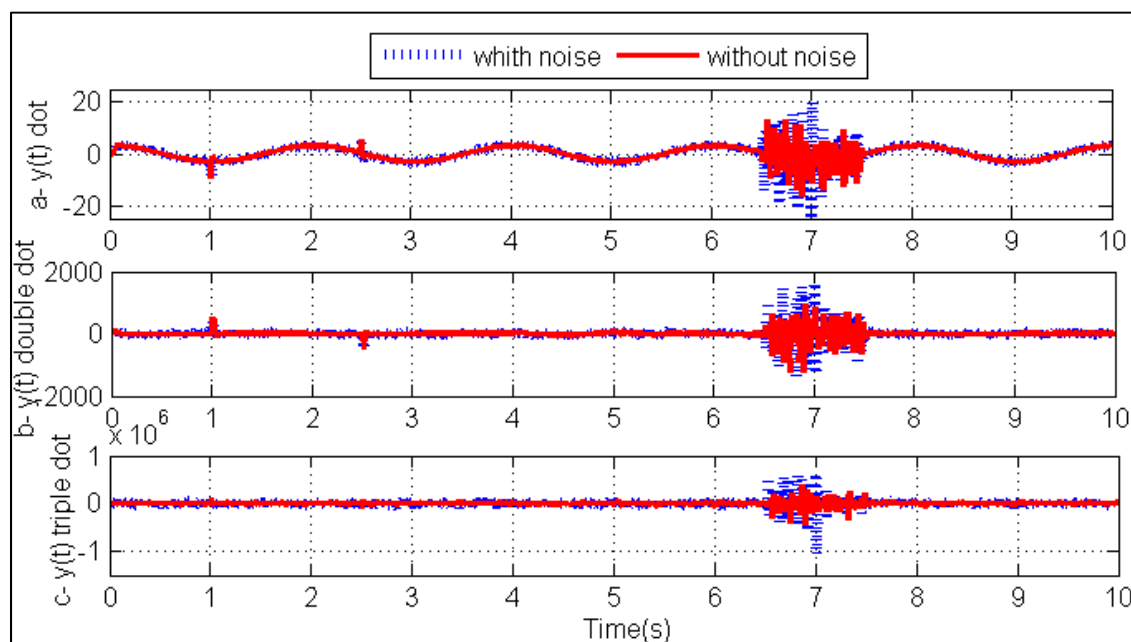


Figure 4.13 Output derivative estimation, sinusoidal reference signal

## 4.5 Conclusion

The work presented here describes an adaptive position controller for electrohydraulic systems which accounts for external load variation and friction effects. Based on a nonlinear system model which includes a constant external load disturbance and Coulomb friction, the technique of feedback the torque load disturbance and friction, is constructed using a Lyapunov approach. Simulation results show a marked improvement over a simple feedback linearizing controller and a classical PID controller in terms of tracking error in the presence of external loading, friction and significant fluid bulk modulus variation. It is noted that while the controller is designed to reject constant load disturbances, it also effectively attenuates both sinusoidal and random load disturbances. Finally, with implementation issues in mind, it is also shown that the controller is robust to measurement noise and actuator saturation effects, even though numerical differentiation is used to estimate the higher order derivatives required to implement the algorithm.

## CHAPITRE 5

### EXPERIMENTAL ROBUSTNESS STUDY OF NONLINEAR ELECTROHYDRAULIC CONTROLLER

Honorine Angue Mintsu<sup>1</sup>, Ravinder Venugopal<sup>2</sup>, Jean-Pierre Kenné<sup>1</sup> et Christian Belleau<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Département de Génie Mécanique, École de Technologie Supérieure,  
1100 Notre-Dame Ouest, Montréal, Québec, Canada H3C 1K3

<sup>2</sup>Intellicass Inc., 1804 Rue Tupper, Suite 4, Montréal, Québec, Canada H3H 1N4

Article soumis à la revue « Control Engineering Practice » en juin 2011.

#### **Abstract**

This paper presents an experimental investigation of a nonlinear adaptive controller designed to account for friction and unknown loads, while not requiring prior knowledge of almost all hydraulic parameters; however, higher-order derivatives of the measurement, which are numerically calculated, are required for implementation. The objective is to experimentally show that this controller can be implemented in the presence of noise and can compensate for real-world friction effects, actuator saturation and load variations. The experimental results are compared to those obtained with a proportional-integral-derivative controller, and it is observed that the proposed controller provides significantly improved tracking performance and transient behaviour.

*Keywords* : Electro-hydraulic systems, feedback linearization, Lyapunov methods, nonlinear control.

#### **5.1 Introduction**

Electrohydraulic servo systems (EHSS) are widely used for handling large loads at very high speeds. Apart from their fast response and high force capabilities, these systems have several

advantages such as high stiffness, high force-to-weight ratio, self-lubricating properties and low cost. Some commonly encountered industrial applications of EHSS include robotic manipulators, aerospace and aircraft flight-control actuators, active automobile suspensions, as well as a variety of automated manufacturing systems. The principal elements of EHSS are a pump, a relief valve, a servo-valve and a hydraulic actuator. The pump delivers a flow of fluid in the system. The relief valve removes an amount of flow in the pressure line to limit the supply pressure of the system. Based on an electrical input signal, the servo-valve controls the motion and the pressure of the hydraulic actuator. The hydraulic actuator drives the load, transmitting the desired displacement, velocity and/or pressure to the load. The dynamics of EHSS are highly nonlinear and make control design for high performance very challenging (Merritt, 1967). In particular, mathematical models of EHSS involve a square-root function and a discontinuous sign function. Furthermore, the hydraulic parameters may vary due to temperature changes and effects such as the entrapped air in the fluid. Finally, leakages, external load, friction and noise effects result in challenges to ensure precise control of EHSS.

The literature identifies three basic methodologies to design controllers for EHSS: feedback controllers using approximate linearization; feedback controllers using Lyapunov-redesign and feedback controllers using exact linearization. Feedback control laws using approximate linearization are the simplest and most commonly used in industry, and they are designed by utilizing a linearized model of the nonlinear dynamics. Standard linear control theory is applied. Examples in the literature include proportional-integral-derivative (PID) controllers (Alleyne et Liu, 1999), pole placement controllers (Lim, 1997), state feedback controllers (Halanay et Safta, 2005). Adaptive versions (Zhou et al., 2009), intuitive logic versions (Du et Zhang, 2009) or sliding mode versions are used to improve the performance of these controllers. Although such control laws can be easily implemented, their performance is only guaranteed in the vicinity of the operating point.

Both Lyapunov redesign and feedback exact linearization methodologies ensure performance of the closed-loop system in a global sense. Examples of Lyapunov-based integrator

backstepping position controllers have been described in the literature (Kaddissi, Kenné et Saad, 2007; Kaddissi, Saad et Kenné, 2009). Because it is a recursive design method, backstepping becomes extremely complicated when it comes to high order systems. Adaptive versions (Choux et Hovland, 2010) or sliding mode versions (Choux et al., 2009) of backstepping control tend to increase the complexity of the controller, making tuning non-intuitive. In contrast to the backstepping method, feedback exact linearization is relatively straightforward, even for higher order systems. This methodology consists of applying a state feedback control law that transforms the nonlinear open-loop system into a linear closed-loop system. Full-state feedback linearization, input-output feedback linearization and partial input feedback linearization for EHSS control are respectively used in Kwon et al. (2006), Seo, Venugopal et Kenné (2007) and Ayalew et Jablokow (2007), and have shown improved performance over PID in experimental tests.

Because feedback linearizing controllers are based on the inverse dynamics of the EHSS, their performance decreases when the model does not perfectly describe the actual system dynamics. To overcome this shortcoming, feedback linearizing controllers are enhanced with intuitive logical action (Bessa, Dutra et Kreuzer, 2009) or sliding mode control (Alleyne et Hedrick, 1995). These augmented feedback linearizing controllers show good results in simulation. However, sliding mode control is based on fast switching inputs, and actuator limitations degrade closed-loop performance due to chattering. Meanwhile, the controllers based on numerous logical rules require high computational effort that can limit effective real-time implementation for complex systems.

Adaptive versions of feedback-linearizing control have been proposed to compensate for model inaccuracies by updating controller parameters on-line. However, while hydraulic parameter uncertainties have been considered in adaptive schemes in the literature, mechanical uncertainties require additional compensation. For example, sliding mode action (Guan et Pan, 2008a) or a logical intuitive action (Chiang, 2011) are used to compensate for external disturbances and friction. Alternatively, a complex observer based on the Luge model to account for friction is proposed by Zeng & Sepehri (2008). However, it has been

shown (see, for example Swevers et al. (2000) and Yanada & Furuta (2007) that the simulation of the LuGre model has some limitations, leading to inaccurate results.

The design of the adaptive controller presented in this study is described by the authors in Angue-Mintsa, Venugopal, Kenne, & Belleau (In press). This adaptive feedback-linearizing controller compensates for uncertainty in friction, external disturbances and hydraulic parameters without sliding mode action and intuitive logical action. The adaptive laws are derived using a Lyapunov approach and consider both mechanical and hydraulic parameter uncertainties. The proposed controller requires minimal knowledge of the EHSS. The only measurements required for real-time implementation are the differential pressure of the hydraulic actuator and the angular position. However, the algorithm requires higher-order derivatives of the position measurement, and these derivatives are obtained by numerical differentiation of the measured angular position. In this paper, the objective is the evaluation of the real-time performance of the proposed controller with the numerical differentiations of 4<sup>th</sup> order of the output, in the presence of noise and with real frictions effects. The experimental results are compared to those obtained with the commonly used PID controller. In order to demonstrate the robustness of the proposed controller, we vary the mechanical load on the hydraulic actuator.

The paper is organized as follows: Section 5.2 describes the electro-hydraulic experimental test bench under study and its mathematical model. Section 5.3 presents the outline of the derivation of the proposed controller. Section 5.4 presents experimental results, where the proposed control law is compared to a PID controller. Finally, a conclusion is presented in the Section 5.5.

## **5.2 Electro-hydraulic test bench and modeling**

Figure 5.1 shows the experimental electro-hydraulic test bench used for this study. The test bench is located at the LITP (Laboratoire d'Intégration des Technologies de Production) of the University of Québec École de Technologie Supérieure (ÉTS) in Montréal, Canada. A

symbolic representation of the EHSS under consideration is shown in Figure 5.2. The pump feeds the system with oil stored in the tank. The relief valve limits the maximum supply pressure  $P_s$ . The electrical control input acts on the electro-hydraulic servovalve to move its spool. The spool motion controls the oil flow from the pump through the hydraulic motor. Depending on the desired control objectives, the load is driven appropriately by the bidirectional rotational actuator. The installed sensors are a potentiometer for the angular position and two pressure sensors for the two chambers of the hydraulic actuator.

The real-time control of this test bench is executed on a dedicated real-time PC running The Mathworks' xPC Target software. As is shown in Figure 5.3, the host and the real time target computer communicate via a TCP/IP connection. The controller is modeled in Simulink® and real-time C code is automatically generated from the Simulink® model using Real Time Workshop. Runge-Kutta ode 4 is the numerical method used for solving the differential equations. The control law code is downloaded and run on the real-time target computer. The real-time target computer uses analog-to-digital (A/D) and digital-to-analog (D/A) conversion boards to read sensor signals, and send the input command voltage signal to the servo-valve, respectively. The voltage range of the pressure sensors is 0 to 10V for pressures of 0-20.69 MPa (0 - 3000 psi). The voltage range of the potentiometer is 0 to 5 V for a measurement range of  $-90^\circ + 90^\circ$ . The servo-valve input signal range is -1.8 V to 1.8V. The sample time for the real-time implementation of the controller is 0.1 ms.

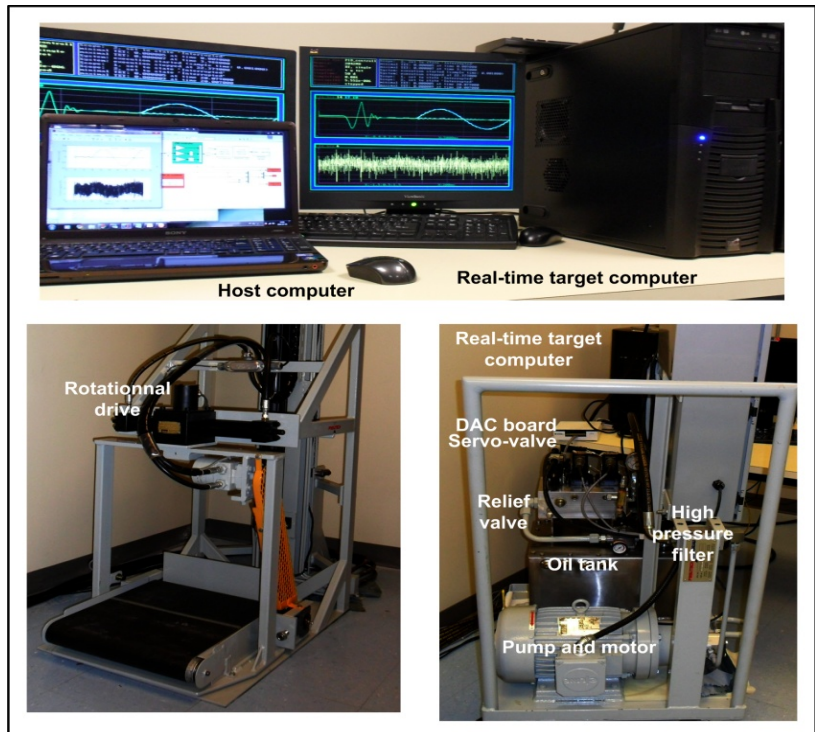


Figure 5.1 Electrohydraulic test bench and xPC target protocol

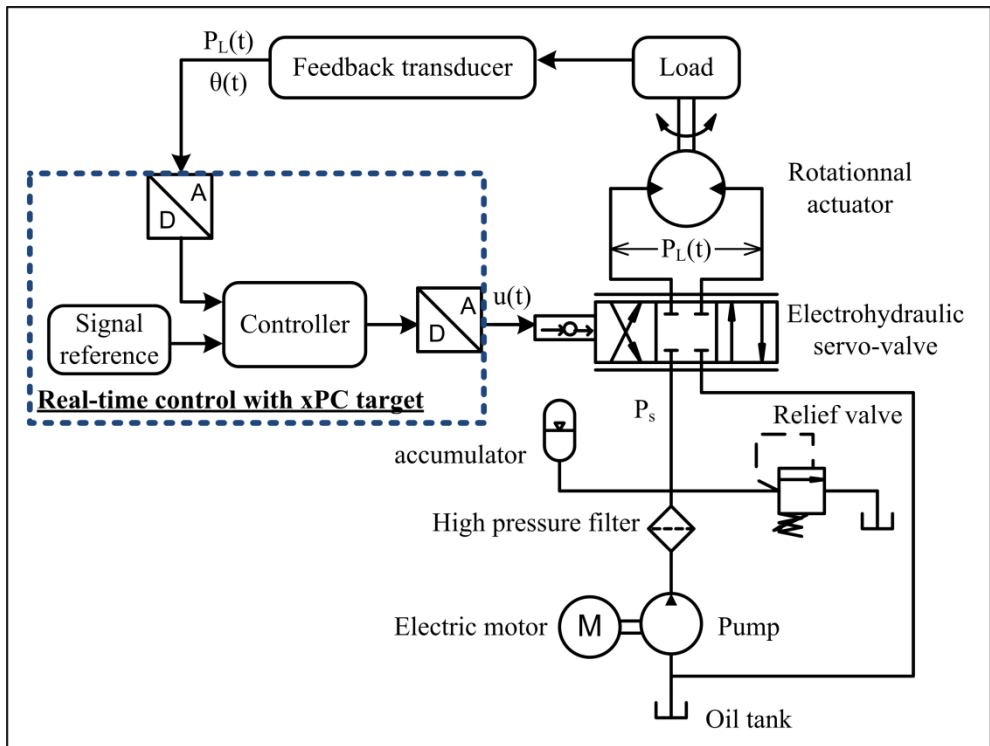


Figure 5.2 Functional diagram of Electro-hydraulic test bench



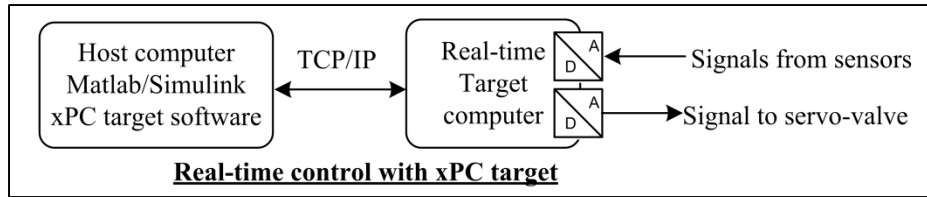


Figure 5.3 xPC target protocol

## Modeling

A state space model of the system described above is now presented. This model is an extension of the one proposed by Seo et al. (2007) and Kaddissi et al. (2007) with bi-directional friction included. Using the modeling methodology described in Merritt (1967), Seo, Venugopal et Kenné (2007) and Kaddissi, Kenné et Saad (2007), the EHSS under consideration is described by the following nonlinear fourth-order state-space model (Angue-Mintsa et al., In press)

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\
 \dot{x}_2(t) &= \frac{1}{J} (D_m x_3(t) - B x_2(t) - T_F \operatorname{sgn}(x_2(t)) - T_L) \\
 \dot{x}_3(t) &= \frac{4\beta}{V_m} \left( \frac{C_d}{\sqrt{\rho}} x_4(t) \frac{1}{b(x,t)} - D_m x_2(t) - C_{sm} x_3(t) \right) \\
 \dot{x}_4(t) &= \frac{1}{\tau} (K u(t) - x_4(t)) \\
 y(t) &= x_1(t)
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

where

$$b(x,t) = \frac{1}{\sqrt{P_s - \operatorname{sgn}(x_4(t))x_3(t)}}$$

$x_1(t)$  is the angular displacement

$x_2(t)$  is the angular velocity

$x_3(t)$  is the motor pressure difference due to the load

$x_4(t)$  is the servovalve opening area

$u(t)$  is the control current input

$y(t)$  is the system output

$J$  is the total inertia of the motor  
 $D_m$  is the volumetric displacement of the motor  
 $B$  is the viscous damping coefficient  
 $T_F$  is the Coulomb friction coefficient  
 $T_L$  is the load torque (assumed to be constant and known)  
 $\beta$  is the fluid bulk-modulus  
 $V_m$  is the total oil volume in the two chambers of the actuator  
 $C_d$  is the flow discharge coefficient  
 $\rho$  is the fluid mass density  
 $C_{sm}$  is the leakage coefficient  
 $P_s$  is the supply pressure  
 $K$  is the servovalve amplifier gain  
 and  $\tau$  is the servovalve time constant.

To address the non-differentiable nature of the sign function in Eq. (5.1), it is approximated by the continuously differentiable sigmoid function defined as

$$\text{sgn}(x(t)) \approx \text{sgm}(x(t)) = \frac{1 - e^{-\delta x(t)}}{1 + e^{-\delta x(t)}}; \quad \delta > 0 \quad (5.2)$$

which implies that

$$\frac{d\text{sgm}(x(t))}{dt} = \frac{2\delta e^{-\delta x(t)}}{\underbrace{(1 + e^{-\delta x(t)})^2}_{\Omega(t)}} \dot{x}(t) \quad \text{and} \quad \lim_{\delta \rightarrow \infty} \Omega(t) = 0 \quad (5.3)$$

By doing so, the system described by Eq. (1) becomes differentiable and allows the use of the feedback linearization approach (Khalil, 2002).

### 5.3 Controller design

In this section, we present an overview of the derivation of the proposed controller. Readers are referred to Angue-Mintsa et al. (In press) for more details. First, the system described by Eq. (5.1) is rewritten as an input-output relationship in the following form

$$\ddot{y}(t) = \frac{a_0}{b(x,t)}u(t) + \sum_{i=1}^4 a_i f_i(x,t) + b(x,t) \sum_{i=5}^6 a_i f_i(x,t) + \frac{a_7}{b(x,t)} f_7(x,t) \quad (5.4)$$

where

$$a_0 = \frac{4\beta D_m C_d K}{J\tau V_m \sqrt{\rho}}$$

$$a_1 = \frac{-B^3 V_m^2 + 8\beta J B D_m^2 V_m + 16\beta^2 D_m^2 J^2 C_{sm}}{J^3 V_m^2}$$

$$a_2 = \frac{B^2 V_m^2 D_m - 4\beta J V_m D_m^3 + 4\beta J B V_m D_m C_{sm} + 16\beta^2 D_m J^2 C_{sm}^2}{J^3 V_m^2}$$

$$a_3 = -\frac{8\beta^2 C_d^2 D_m}{J V_m^2 \rho}$$

$$a_4 = \frac{4\beta J D_m^2 - B^2 V_m T_F}{J^3 V_m}$$

$$a_5 = \frac{8\beta^2 D_m^2 C_d}{J V_m^2 \sqrt{\rho}}$$

$$a_6 = \frac{8\beta^2 D_m C_d C_{sm}}{J V_m^2 \sqrt{\rho}}$$

$$a_7 = \frac{-4\beta B D_m V_m C_d \tau - 16\beta^2 D_m C_{sm} J C_d \tau - 4\beta D_m C_d J V_m}{J^2 V_m^2 \tau \sqrt{\rho}}$$

$$b(x,t) = \frac{1}{\sqrt{P_s - \text{sgm}(x_4(t))x_3(t)}}$$

$$f_1(x,t) = x_2(t)$$

$$f_2(x,t) = x_3(t)$$

$$f_3(x,t) = x_4(t)x_4(t)\text{sgm}(x_4(t))$$

$$f_4(x,t) = \text{sgm}(x_2(t))$$

$$f_5(x,t) = x_2(t)x_4(t)\text{sgm}(x_4(t))$$

$$f_6(x,t) = x_3(t)x_4(t)\text{sgm}(x_4(t))$$

$$f_7(x,t) = x_4(t)$$

We choose a fourth-order reference model with the objective of ensuring that the EHSS output asymptotically tracks the output of the reference model. The reference model dynamics are given by

$$\alpha_0 r(t) = \ddot{\ddot{y}}_{des}(t) + \alpha_3 \ddot{\ddot{y}}_{des}(t) + \alpha_2 \ddot{\ddot{y}}_{des}(t) + \alpha_1 \dot{\ddot{y}}_{des}(t) + \alpha_0 y_{des}(t) \quad (5.5)$$

where  $y_{des}(t)$  and  $r(t)$  are the desired output and the model input signal respectively. Considering the input-output feedback linearizing solution for Eq. (5.4), the standard feedback linearized control law is given by

$$u(t) = \frac{b(x,t)}{a_0} v(t) - b(x,t) \sum_{i=1}^4 \frac{a_i}{a_0} f_i(x,t) - b^2(x,t) \sum_{i=5}^6 \frac{a_i}{a_0} f_i(x,t) - \frac{a_7}{a_0} f_7(x,t) \quad (5.6)$$

Then, replacing the true value of  $a_i$  by its estimate  $\hat{a}_i$ , the adaptive feedback-linearizing control law is

$$u(t) = \frac{b(x,t)}{\hat{a}_0} v(t) - b(x,t) \sum_{i=1}^4 \frac{\hat{a}_i}{\hat{a}_0} f_i(x,t) - b^2(x,t) \sum_{i=5}^6 \frac{\hat{a}_i}{\hat{a}_0} f_i(x,t) - \frac{\hat{a}_7}{\hat{a}_0} f_7(x,t) \quad (5.7)$$

where the kinematic control signal  $v(t)$  is defined as

$$v(t) = \ddot{\ddot{y}}_{des}(t) - \lambda_2 \ddot{\ddot{e}}(t) - \lambda_1 \ddot{\ddot{e}}(t) - \lambda_0 \dot{\ddot{e}}(t) - ks(t) \quad (5.8)$$

with the tracking error defined as  $e(t) = y(t) - y_{des}(t)$  and the combined tracking error measure  $s(t)$  defined as

$$s(t) = \ddot{\ddot{e}}(t) + \lambda_2 \ddot{\ddot{e}}(t) + \lambda_1 \dot{\ddot{e}}(t) + \lambda_0 e(t) \quad (5.9)$$

The tracking error dynamics are given by

$$\frac{1}{a_0} (\dot{s}(t) + ks(t)) = \sum_{i=0}^8 \Phi_i(x,t) W_i(t) \quad (5.10)$$

where

$$\begin{aligned}
\Phi_0 &= \frac{1}{\hat{a}_0} - \frac{1}{a_0} & W_1(t) &= -\frac{f_1(x,t)}{b(x,t)} \\
\Phi_{1 \leq i \leq 8} &= \frac{\hat{a}_i}{\hat{a}_0} - \frac{a_i}{a_0} & W_{2 \leq i \leq 6}(t) &= -f_i(x,t) \\
W_0(t) &= v(t) & W_{7 \leq i \leq 8}(t) &= -b(x,t)f_i(x,t)
\end{aligned}$$

If we choose a candidate Lyapunov function  $V$  described by

$$V = \frac{s^2(t)}{2a_0} + \sum_{i=0}^8 \frac{\Phi_i^2}{2\zeta_i} \quad (5.11)$$

where  $\zeta_i > 0$  are the adaption gains. The time derivative of the function  $V$  is given by

$$\dot{V} = -\frac{k}{a_0}s^2(t) + \sum_{i=0}^8 \Phi_i W_i(t)s(t) + \sum_{i=0}^8 \frac{\dot{\Phi}_i \Phi_i}{\zeta_i} \quad (5.12)$$

If the parameters are updated in the following form

$$\dot{\Phi}_0 = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\hat{a}_0} \right) = -\zeta_0 s(t) W_0(t) \quad (5.13)$$

$$\dot{\Phi}_i = \frac{d}{dt} \left( \frac{\hat{a}_i}{\hat{a}_0} \right) = -\zeta_i s(t) W_i(t) \quad (5.14)$$

then, the time derivative of the Lyapunov-function becomes

$$\dot{V}_1 = -\frac{k}{a_0}s^2(t) \quad (5.15)$$

By construction,  $V(t=0) > 0$ . Since  $\dot{V} \leq 0$ , this implies that  $0 \leq V(t=\infty) \leq V(t=0)$ , and thus, the function  $V$  is upper bounded. Therefore, the combined error  $s(t)$  and the estimated parameters  $\Phi_i$  are bounded. Now, if we differentiate  $\dot{V}$ , we obtain

$$\dot{V} = -\frac{2k}{a_0} s(t)\dot{s}(t) \quad (5.16)$$

Noting that  $s(t)$  and  $\phi_i$  are bounded using the update laws of Eq. (5.13) and Eq. (5.14) as per the argument above, it follows that  $W_i(t)$ ,  $i=0, 1, 8$ , are bounded, implying that  $\dot{s}(t)$  is bounded from Eq. (5.10), and thus,  $\dot{V}$  is bounded. Thus, the real function  $\dot{V}$  is uniformly continuous. Based on Barbalat's Lemma, from Eq. (5.16),  $-k/a_0 s^2(t)$  goes to zero as  $t$  tends to infinity. This implies that the tracking error  $e(t)$  and its time derivatives up to order 3 go to zero as time goes to infinity since the Laplace transform of  $s(t)$  is Hurwitz.

#### 5.4 Real-time results

In this section, the performance of the controller derived in Section 5.3 is illustrated based on the results of real-time experimentation. Both constant and sinusoidal reference signals are used. The amplitude of the reference signal is 0.5 rad and the frequency of the sinusoidal reference is 0.3 Hz. Noting that  $\dot{y}(t)$ ,  $\ddot{y}(t)$  and  $\dddot{y}(t)$  are not available as measurements, these signals are estimated using a filter of the form

$$\frac{Y_1(p)}{Y_0(p)} = \frac{Y_2(p)}{Y_1(p)} = \frac{Y_3(p)}{Y_2(p)} = \frac{p}{10^{-4}p+1} \quad (5.17)$$

where  $p$ ,  $Y_3$ ,  $Y_2$ ,  $Y_1$  and  $Y_0$  are respectively the Laplace operator and the Laplace transform of the third, second, first derivatives of the output  $Y_0$ .

The objective of this study is to establish that this adaptive controller can be implemented on an actual hydraulic system and that it is robust to noise-effects, parameter variations, saturation effects and uncertainty, in addition to providing superior tracking performance as compared to a PID controller. The PID position control law used for comparison is obtained using the experimental Ziegler-Nichols tuning rules based on a linearized model of the EHSS. The values of the PID gains are given in Annexe III, Tableau-A III-3. The first set of

real-time experimental results compares the tracking performance of the two controllers when the reference signal is a constant. For each controller, the output of the closed-loop system with the reference command overlaid is shown in Figure 5.4. It is seen that the adaptive controller has the best transient and steady state behaviour. In Figure 5.5, the tracking error of both controllers is presented. The PID controller has a response with an overshoot exceeding 60%. In comparison, the adaptive feedback linearized controller has no overshoot. Figure 5.6 shows the control signal of the controllers. It is noted that the control signal for both controllers are saturated in software to meet the voltage input limits for the servo-valve. The adaptive controller generates a high-amplitude signal during the initial transient period; however, the closed-loop overshoot is virtually zero.

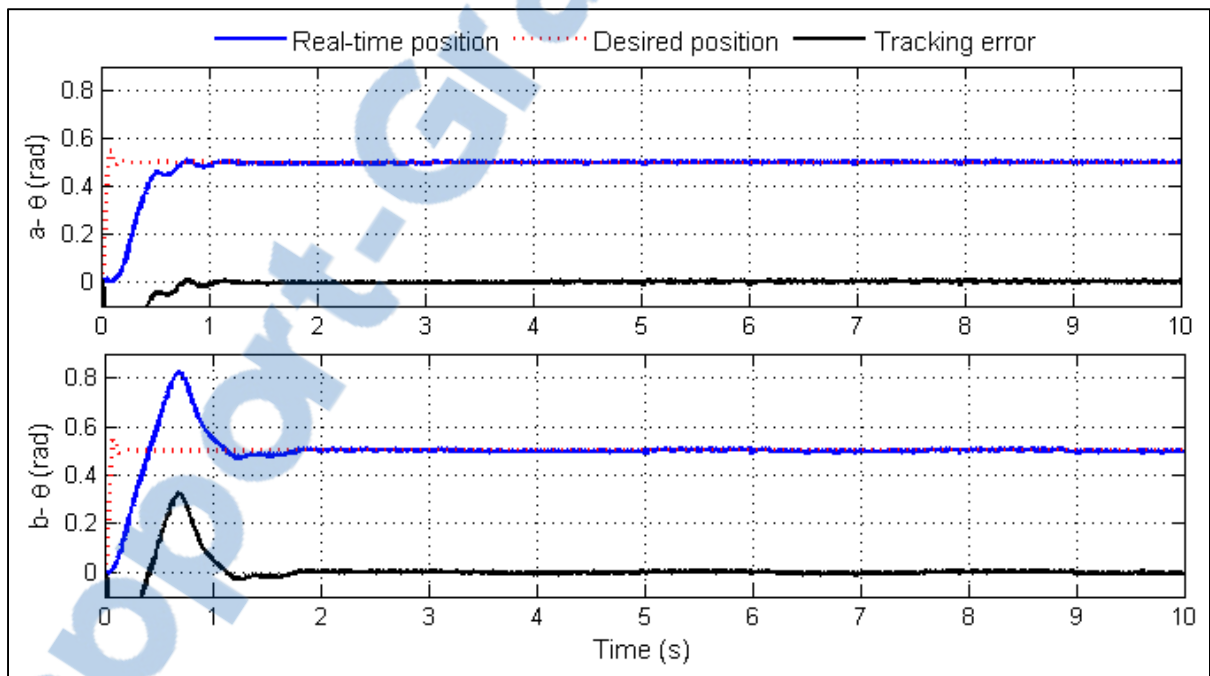


Figure 5.4 System response when using the adaptive control law (a) and the PID controller (b), constant reference signal with amplitude 0.5 rad

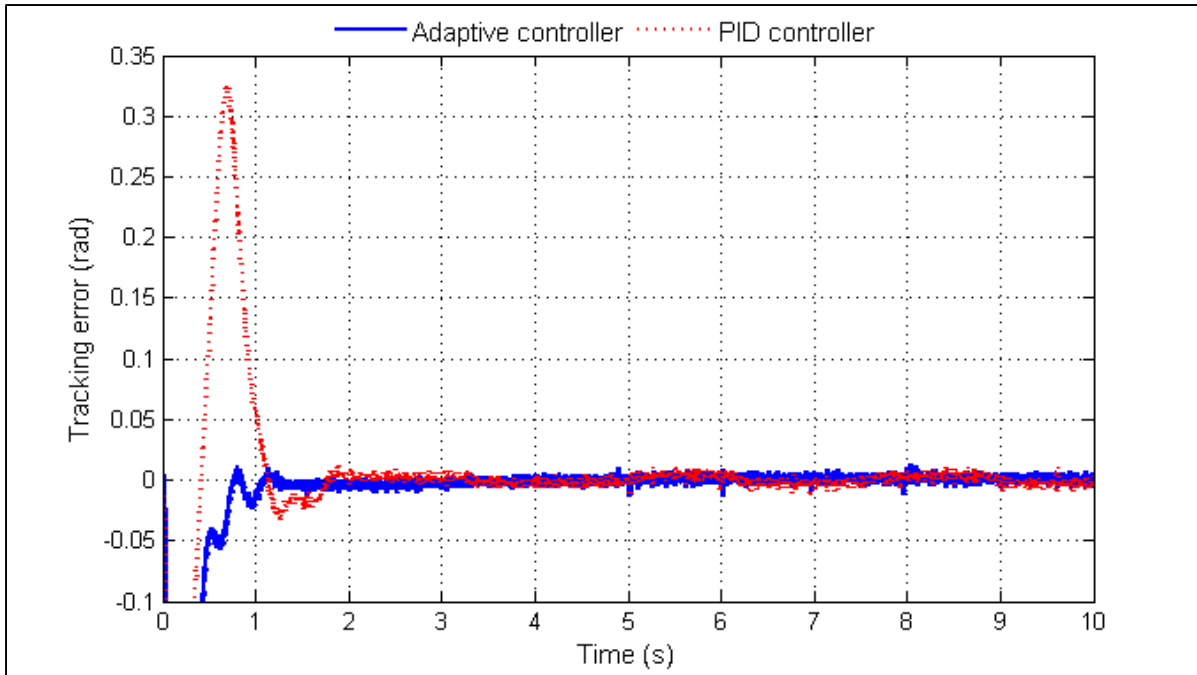


Figure 5.5 Tracking error when using the adaptive controller and the PID controller, constant reference signal with amplitude 0.5 rad

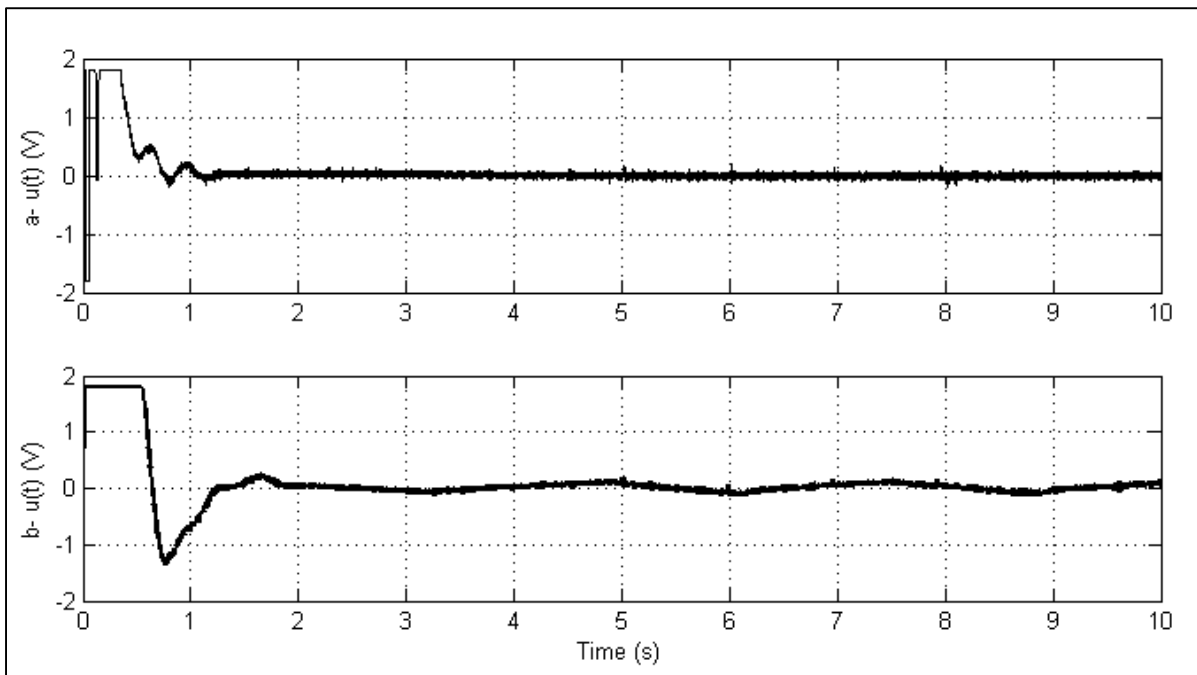


Figure 5.6 Control signal when using the adaptive controller (a) and the PID controller (b), constant reference signal with amplitude 0.5 rad



The next set of real-time results is obtained with a reference signal that is sinusoidal. As seen in Figure 5.7, the adaptive controller clearly provides the best performance. Its tracking error is smaller than 5% when the PID controller has a tracking error reaching 8% (see Figure 5.8). In Figure 5.9, the experimental robustness of the controllers is analyzed by varying the load from 0 to 85 kg. It is shown that the proposed controller maintains its performance while the tracking error of PID controller reaches 10%. Figure 5.10 and Figure 5.11 show the estimated parameters. It is noted that the parameters are bounded and slowly converge.

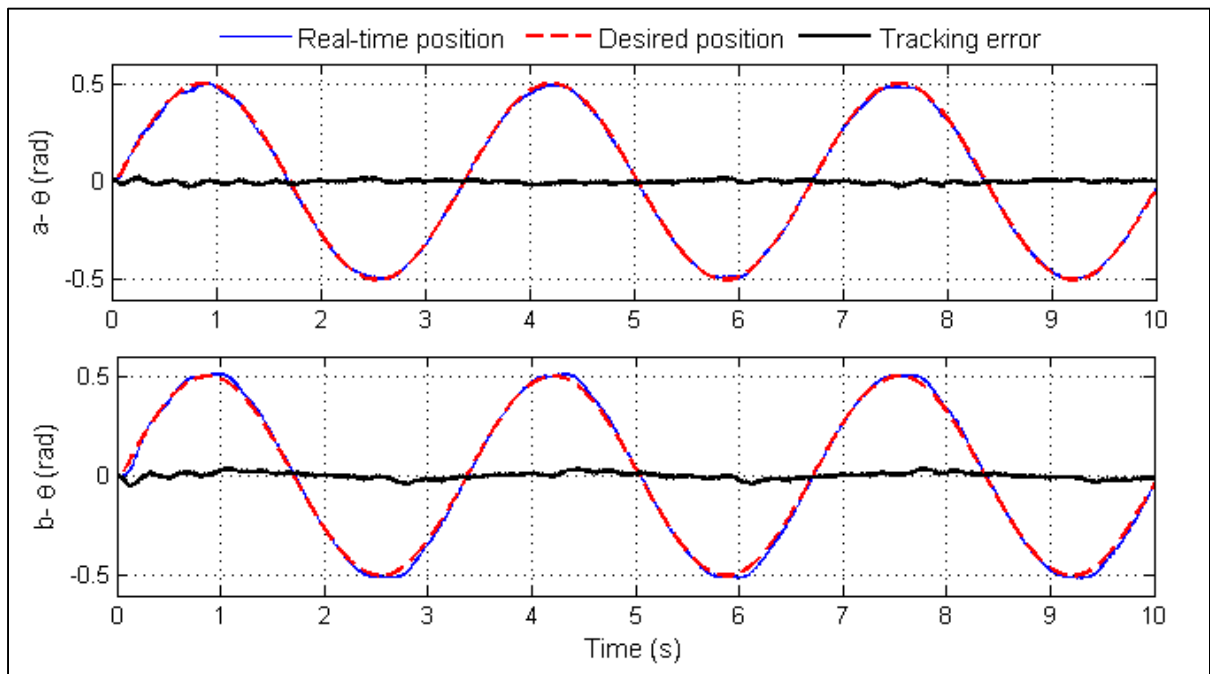


Figure 5.7 System response when using the adaptive controller (a) and the PID controller (b), sinusoidal reference signal with amplitude 0.5 rad and 0.3 Hz

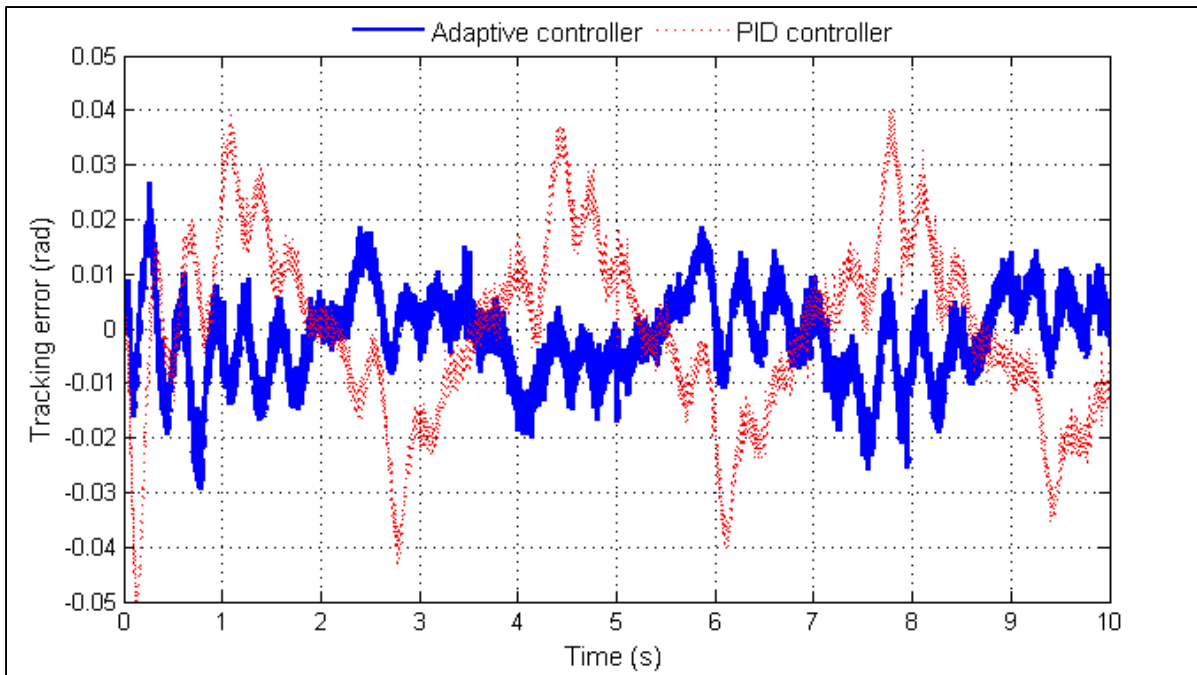


Figure 5.8 Tracking error when using the adaptive controller and the PID controller, sinusoidal reference signal with amplitude 0.5 rad and 0.3 Hz

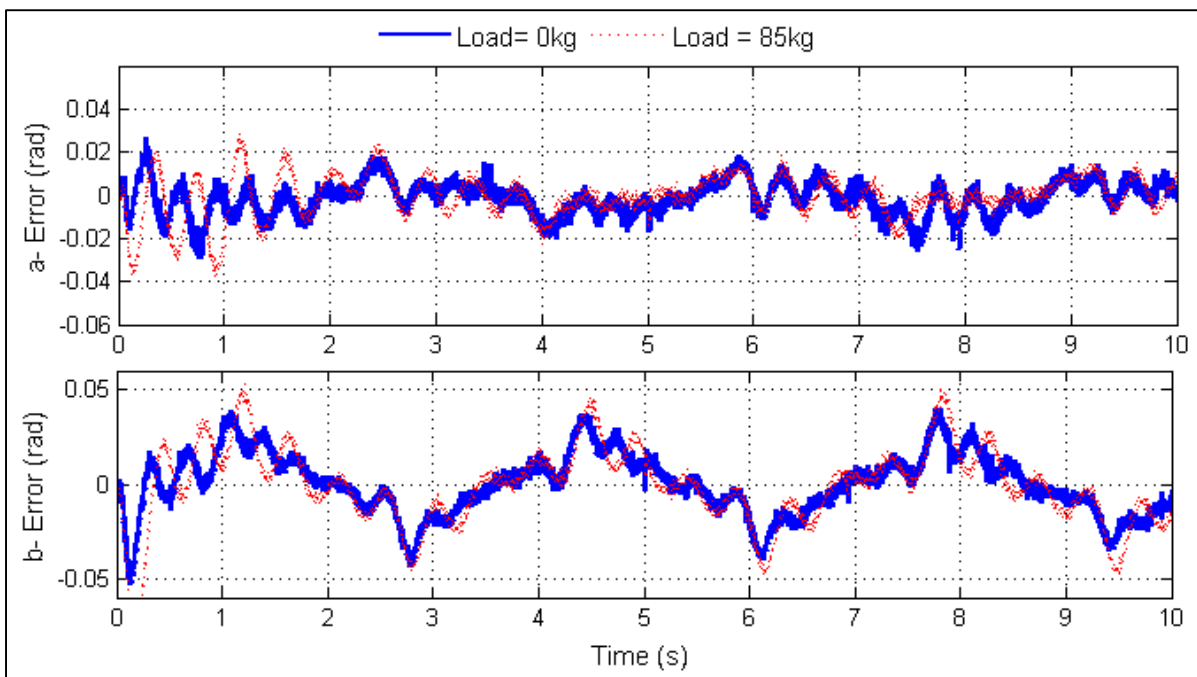


Figure 5.9 Tracking error comparison in presence and in absence of load when using the adaptive controller (a) and the PID controller (b), sinusoidal reference signal with amplitude 0.5 rad and 0.3 Hz

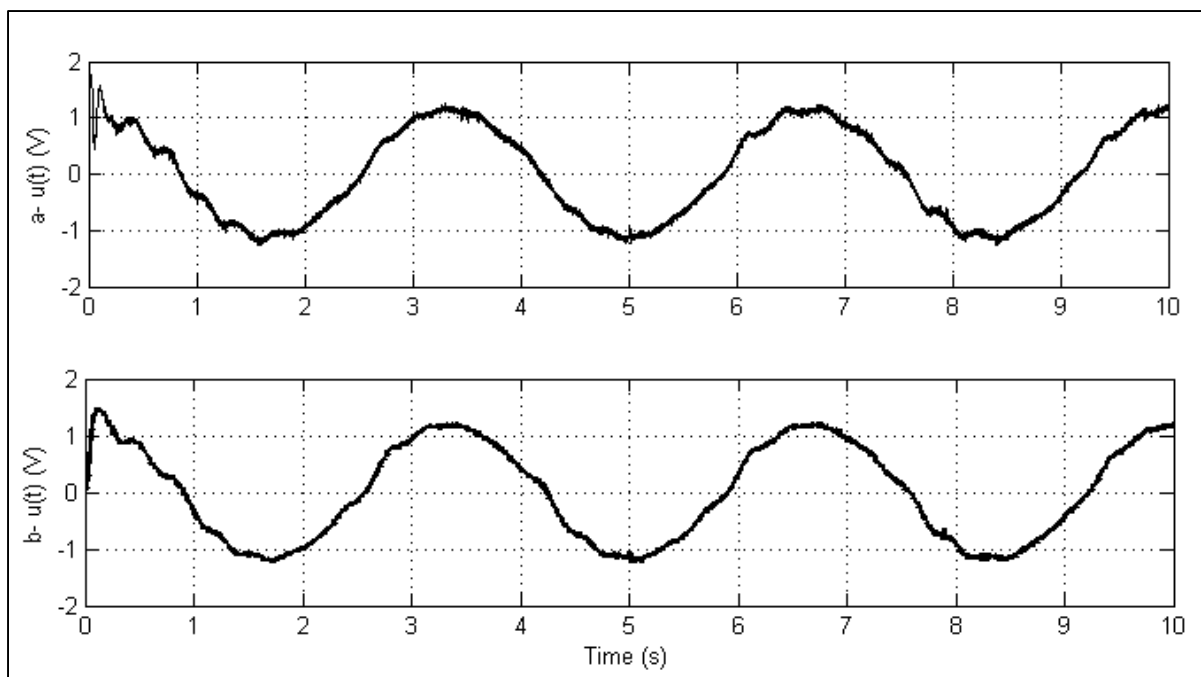


Figure 5.10 Control signal when using the adaptive controller (a) and the PID controller (b), sinusoidal reference signal with amplitude 0.5 rad and 0.3 Hz

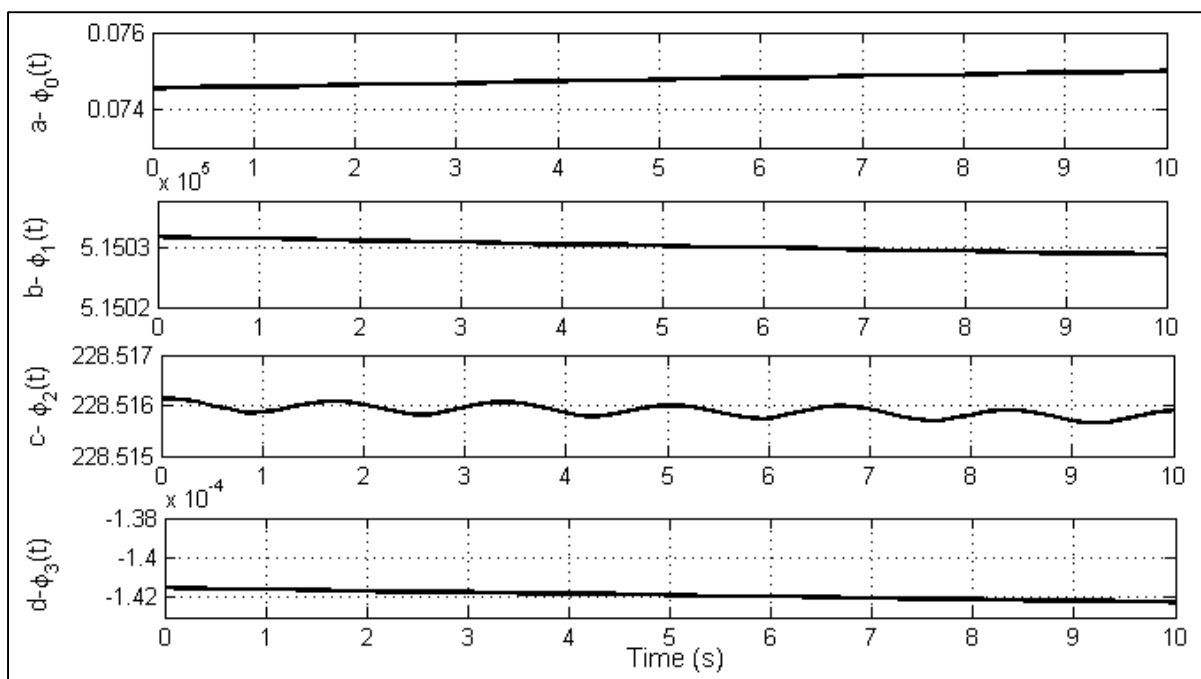


Figure 5.11 Estimated parameters for the adaptive controller  $\Phi_0$  to  $\Phi_3$

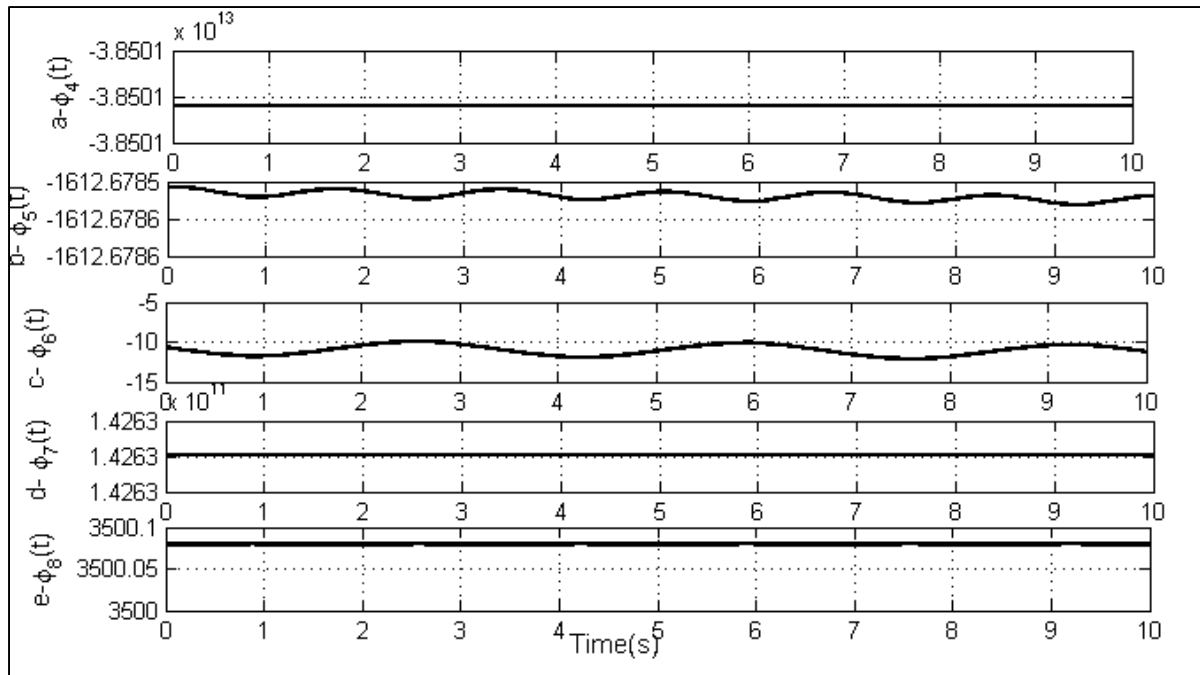


Figure 5.12 Estimated parameters for the adaptive controller  $\Phi_4$  to  $\Phi_8$

## 5.5 Conclusions

This paper presents the results of an experimental evaluation of the performance of an adaptive feedback linearizing position controller for an electro-hydraulic servo-system. The adaptive scheme considers the friction, the torque load disturbance and requires minimal knowledge of the system's hydraulic parameters. Real-time results show that the adaptive controller shows significant improvement over the classical PID controller in terms of tracking performance, even though it utilizes high-order numerical differentiations of the output. Moreover, the adaptive controller is shown to be able to maintain a high level of tracking performance, even with large load variations.

## CONCLUSION

Cette thèse a traité des problèmes de modélisation et de commande liés aux servo-systèmes électro-hydrauliques (SSEH). L'objectif principal de ce travail de recherche a été le développement de lois de commande appropriées afin d'améliorer les performances de ces systèmes en temps réel. Notre étude s'est appliquée sur un actionneur hydraulique en rotation à travers un contrôle de position angulaire. Toutefois, la même procédure est applicable sur un actionneur linéaire pour un contrôle de position, vitesse ou force. La méthodologie de résolution utilisée s'est articulée sur trois étapes.

La première étape a consisté à développer un modèle mathématique représentant la dynamique essentielle du SSEH. Le modèle proposé est une extension du modèle développé par Kaddissi, Kenné et Saad (2007) et Seo, Venugopal et Kenné (2007). Les frictions bidirectionnelles de Coulomb, souvent négligées dans plusieurs travaux de la littérature, sont considérées dans ce travail. Le modèle élaboré possède une structure non-linéaire ainsi qu'une nature continue et dérivable.

Dans la deuxième étape, nous avons développé deux lois de commande adaptées au caractère non-linéaire et variable du SSEH. La première loi de commande est conçue pour compenser les fluctuations présentes dans la ligne de la pression de service. Ce paramètre hydraulique, non-linéaire par rapport au modèle, est considéré constant dans la plupart des lois de commande adaptative proposées dans la littérature. Dans cette thèse, la loi traditionnelle d'adaptation des paramètres a été remplacée par une loi originale de mise à jour de la valeur de la pression de service.

La deuxième loi de commande, proposée dans cette thèse, permet de compenser les incertitudes de modélisation liées aux perturbations externes, frictions bidirectionnelles et aux paramètres hydrauliques. L'emphasis est principalement portée sur le rejet des perturbations externes et des frictions par une action robuste qui ne limite pas l'implantation

en temps réel du contrôleur. Pour ce faire, nous avons amélioré la structure de la loi traditionnelle adaptative par une version plus étendue.

Les simulations numériques effectuées sur le logiciel Matlab/ Simulink ont montré que les performances de nos contrôleurs sont supérieures à celles obtenues avec le contrôleur standard basé sur la linéarisation exacte et le contrôleur PID. De plus, nous montrons également que les lois de commande proposées sont robustes en présence de bruit sur les mesures, de saturation dans la servovalve et de variation dans les paramètres.

La troisième étape s'est consacrée à la partie expérimentale de cette recherche et elle s'est effectuée sur le banc d'essais hydrauliques du Laboratoire d'Intégration des Technologies de Production (LITP). Nous avons implanté en temps-réel une des deux lois de commande développées dans cette thèse et le contrôleur PID. Le premier objectif de cette étape a été de montrer que nos lois de commande peuvent être implantées en utilisant le calcul numérique des dérivées d'ordre élevé des mesures. Le deuxième objectif a été de confirmer la supériorité du contrôleur proposé par rapport au contrôleur PID dans un contexte expérimental. De plus, l'application de diverses charges mécaniques sur le SSEH a permis de montrer la robustesse du contrôleur.

Au terme de cette thèse, nous pouvons désormais améliorer la modélisation mathématique des SSEH, traiter les incertitudes de modélisation liées à la pression de service et rejeter les perturbations externes et frictions sans ajouter une version avec mode de glissement ou logique intuitive. Nous ajoutons à la commande basée sur la linéarisation exacte des actions robustes qui ne limitent pas son implantation en temps réel contrairement aux solutions proposées dans la littérature.

## RECOMMANDATIONS

Au cours de cette étude, nous nous sommes heurtés à quelques difficultés qui ont limité nos résultats expérimentaux. Nous avons dressé une liste de recommandations afin d'améliorer les futurs travaux expérimentaux.

### **Recommandations sur la physique du banc d'essai**

Installer une servovalve avec un capteur de position du tiroir pour une mesure plus précise.

Dans cette thèse, la position du tiroir est déterminée à l'aide de la grille du fabricant (graphique approximatif), de la valeur du débit (approximation du débitmètre), de la masse volumique de l'huile (approximation compte tenu du mélange des impuretés et de l'air) et de la pression de service (approximation du manomètre).

Installer un capteur de vitesse de l'actionneur hydraulique pour une mesure plus précise.

Dans ce travail, la vitesse angulaire est obtenue par dérivation de la mesure de la position. Avec la présence du bruit sur les mesures de position, la valeur de la vitesse manque de précision. De plus, pour l'implantation de nos lois de commande non-linéaire, les mesures bruitées de position nécessitent trois dérivations successives.

### **Recommandations sur l'implantation en temps-réel de la commande non-linéaire**

Choisir les fréquences du système pour une meilleure dynamique en boucle fermée. Pour l'implantation d'une loi de commande avec loi de mise à jour des paramètres, il est important de choisir : une fréquence de la dynamique de l'erreur assez faible pour obtenir un signal de commande doux (sans oscillations à haute fréquence); une fréquence pour le filtre des mesures bruitées appropriée pour éviter les déphasages; et des gains d'adaptation assez forts pour permettre la mise à jour et assez faibles pour ne pas saturer le signal de contrôle.

Implanter en temps réel les lois de commande proposées dans cette thèse sur un système en milieu industriel. Il serait intéressant d'évaluer les performances de nos lois de commande sur un servo-système électro-hydraulique en contexte industriel (Ex.: suspension active automobile; machine-outils).



## ANNEXE I

### DONNÉES DE L'ARTICLE 1

Tableau-A I-1 Valeurs des données pour la simulation

Quantity	Symbol	Value and unit
Sigmoid function constant for $x_4(t)$	$\delta_v$	$3 \times 10^7$
Sigmoid function constant for $x_2(t)$	$\delta_f$	2
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_2$	$2 \times (40 \times 2\pi)$
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_1$	$2 \times (40 \times 2\pi)^2$
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_0$	$(40 \times 2\pi)^3$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_3$	$2.61 \times (20 \times 2\pi)$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_2$	$3.41 \times (20 \times 2\pi)^2$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_1$	$2.61 \times (20 \times 2\pi)^3$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_0$	$(20 \times 2\pi)^4$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_r$	$(20 \times 2\pi)^4$
Coefficient for the combined error dynamics	$k$	$5 \times 2\pi$
Servo-valve time constant	$\tau$	0.01 s
Servo valve amplifier gain	$K$	$7.94 \times 10^{-7} \text{ m}^2 / \text{mA}$
Total oil volume in the two chambers the motor	$V_m$	$2.7 \times 10^{-4} \text{ m}^3$
Fluid bulk modulus	$\beta$	$8 \times 10^8 \text{ N/m}^2$
Flow discharge coefficient	$C_d$	0.61
Supply pressure	$P_s$	$8.73 \times 10^6 \text{ Pa}$

Quantity	Symbol	Value and unit
Leakage coefficient	$C_{sm}$	$9.05 \times 10^{-13} \text{ m}^5/(\text{N}\cdot\text{s})$
Volumetric displacement of the motor	$D_m$	$2.8 \times 10^{-6} \text{ m}^3/\text{rad}$
Fluid mass density	$\rho$	$867 \text{ kg/m}^3$
Viscous damping coefficient	$B$	$0.0766 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$
Total inertia of the motor and the load	$J$	$0.004821 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2$
Coulomb friction coefficient	$T_F$	$0 \text{ N}\cdot\text{m}$
Torque load perturbation	$T_L$	$0 \text{ N}\cdot\text{m}$

## ANNEXE II

### DONNÉES DE L'ARTICLE 2

Tableau-A II-1      Valeurs des données pour la simulation

Quantity	Symbol	Value and unit
Sigmoid function constant for $x_4(t)$	$\delta_v$	$3 \times 10^7$
Sigmoid function constant for $x_2(t)$	$\delta_f$	2
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_2$	$2 \times (35 \times 2\pi)$
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_1$	$2 \times (35 \times 2\pi)^2$
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_0$	$(35 \times 2\pi)^3$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_3$	$2.61 \times (10 \times 2\pi)$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_2$	$3.41 \times (10 \times 2\pi)^2$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_1$	$2.61 \times (10 \times 2\pi)^3$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_0$	$(10 \times 2\pi)^4$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_r$	$(10 \times 2\pi)^4$
Coefficient for the combined error dynamics	$k$	$5 \times 2\pi$
Servo-valve time constant	$\tau$	0.01 s
Servovalve amplifier gain	$K$	$7.94 \times 10^{-7} \text{ m}^2 / \text{mA}$
Total oil volume in the two chambers the motor	$V_m$	$2.7 \times 10^{-4} \text{ m}^3$
Fluid bulk modulus	$\beta$	$8 \times 10^8 \text{ N/m}^2$
Flow discharge coefficient	$C_d$	0.61
Supply pressure	$P_s$	$8.73 \times 10^6 \text{ Pa}$

<b>Quantity</b>	<b>Symbol</b>	<b>Value and unit</b>
Leakage coefficient	$C_{sm}$	$9.05 \times 10^{-13} \text{ m}^5/(\text{N}\cdot\text{s})$
Volumetric displacement of the motor	$D_m$	$2.8 \times 10^{-6} \text{ m}^3/\text{rad}$
Fluid mass density	$\rho$	$867 \text{ kg/m}^3$
Viscous damping coefficient	$B$	$0.0766 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$
Total inertia of the motor and the load	$J$	$0.004821 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2$
Coulomb friction coefficient	$T_F$	$0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$
Torque load perturbation	$T_L$	$10 \text{ N}\cdot\text{m}$

### ANNEXE III

#### DONNÉES DE L'ARTICLE 3

Tableau-A III-1 Valeurs des données pour la simulation

Quantity	Symbol	Value and unit
Sigmoid function constant for $x_4(t)$	$\delta_v$	$10^3$
Sigmoid function constant for $x_2(t)$	$\delta_f$	0.1
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_2$	$2 \times (35 \times 2\pi)$
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_1$	$2 \times (35 \times 2\pi)^2$
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_0$	$(35 \times 2\pi)^3$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_3$	$2.61 \times (10 \times 2\pi)$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_2$	$3.41 \times (10 \times 2\pi)^2$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_1$	$2.61 \times (10 \times 2\pi)^3$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_0$	$(10 \times 2\pi)^4$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_r$	$(10 \times 2\pi)^4$
Coefficient for the combined error dynamics	$k$	$5 \times 2\pi$
Servo-valve time constant	$\tau$	0.0106 s
Servo valve amplifier gain	$K$	$1.54 \times 10^{-6} \text{ m}^2 / \text{mA}$
Total oil volume in the two chambers the motor	$V_m$	$2.7 \times 10^{-4} \text{ m}^3$
parameter	$4\beta/V$	$1.89 \times 10^{13} \text{ Pa/m}^3$
Flow discharge coefficient	$C_d$	0.61
Supply pressure	$P_s$	$3.8 \times 10^6 \text{ Pa}$

Quantity	Symbol	Value and unit
Leakage coefficient	$C_{sm}$	$6.34 \times 10^{-14} \text{ m}^5/(\text{N}\cdot\text{s})$
Volumetric displacement of the motor	$D_m$	$2.59 \times 10^{-6} \text{ m}^3/\text{rad}$
Fluid mass density	$\rho$	$874 \text{ kg/m}^3$
Viscous damping coefficient	$B$	$10.36 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$
Total inertia of the motor and the load	$J$	$1.3 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2$
Coulomb friction coefficient	$T_F$	$322.5 \text{ N}\cdot\text{m}$
Torque load perturbation	$T_L$	$0 \text{ N}\cdot\text{m}$

Tableau-A III-2 Paramètres du contrôleur adaptatif

Quantity	Symbol	Value and unit
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_2$	$2 \times (5 \times 2\pi)$
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_1$	$2 \times (5 \times 2\pi)^2$
Coefficient for the tracking error dynamics	$\lambda_0$	$(5 \times 2\pi)^3$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_3$	$2.61 \times (10 \times 2\pi)$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_2$	$3.41 \times (10 \times 2\pi)^2$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_1$	$2.61 \times (10 \times 2\pi)^3$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_0$	$(10 \times 2\pi)^4$
Coefficient for the reference model dynamics	$\alpha_r$	$(10 \times 2\pi)^4$
Coefficient for the combined error dynamics	$k$	$2 \times 2\pi$
Adaptation gains	$\zeta_i$	$10^{-10}$

Tableau-A III-3 Gains du contrôleur PID

$u_{pid}(t) = 0.6k_{cr}e(t) + 1.2k_{cr}/P_{cr} \int e(t)dt + 0.075k_{cr}P_{cr}\dot{e}(t)$		
Quantity	Symbol	Value and unit
Critical gain	$k_{cr}$	13.5
Critical period	$P_{cr}$	0.44 s

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Alleyne, Andrew, et J. Karl Hedrick. 1995. « Nonlinear adaptive control of active suspensions ». *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 3, n° 1, p. 94-101.
- Alleyne, Andrew, et Rui Liu. 1999. « On the limitations of force tracking control for hydraulic servosystems ». *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Transactions of the ASME*, vol. 121, n° 2, p. 184-190.
- Alleyne, Andrew, et Rui Liu. 2000. « A simplified approach to force control for electrohydraulic systems ». *Control Engineering Practice*, vol. 8, n° 12, p. 1347-56.
- Angue-Mintsa, Honorine, Jean-Pierre Kenné et Ravinder Venugopal. 2009. « Adaptive control of an electrohydraulic position servo system ». In *IEEE Africon Conference* (September 23-25). Nairobi, Kenya.
- Angue-Mintsa, Honorine, Ravinder Venugopal, Jean-Pierre Kenné et Christian Belleau. In press. « Adaptive Position Control of an Electrohydraulic Servo System with Load Disturbance Rejection and Friction Compensation ». *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*.
- Arnautovic, S. 1993. *Electrohydraulic actuator*. Toronto, ON: University of Toronto.
- Ayalew, B. 2007. « Robustness to friction estimation for nonlinear position control of an electrohydraulic actuator ». In *American Control Conference*. p. 100-105. USA.
- Ayalew, B., et K. W. Jablokow. 2007. « Partial feedback linearising force-tracking control: Implementation and testing in electrohydraulic actuation ». *IET Control Theory and Applications*, vol. 1, n° 3, p. 689-698.
- Ayalew, Beshahwired, et Bohdan T. Kulakowski. 2005. « Modeling supply and return line dynamics for an electrohydraulic actuation system ». *ISA Transactions*, vol. 44, n° 3, p. 329-343.
- Bai, Han, Cheng Guan et Shuang-Xia Pan. 2009. « Fuzzy decision based sliding mode robust adaptive control for bulldozer ». *Journal of Zhejiang University (Engineering Science)*, vol. 43, n° 12, p. 2178-2185.
- Barambones, O., et A. J. Garrido. 2007. « Adaptive sensorless robust control of AC drives based on sliding mode control theory ». *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 17, n° 9, p. 862-879.



- Bessa, Wallace M., Max S. Dutra et Edwin Kreuzer. 2009. « Sliding mode control with adaptive fuzzy dead-zone compensation of an electro-hydraulic servo-system ». *Journal of Intelligent Robotic Systems: Theory and Applications*, vol. 58, n° 1, p. 3-16.
- Bessa, Wallace M., Max S. Dutra et Edwin Kreuzer. 2010. « An adaptive fuzzy dead-zone compensation scheme and its application to electro-hydraulic systems ». *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, vol. 32, n° 1, p. 1-7.
- Bilodeau, G., et E. Papadopoulos. 1997. « Modelling, identification and experimental validation of a hydraulic manipulator joint for control ». In *Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robot and Systems*. Vol. 1, p. 331-336. Grenoble, France.
- Canudas de Wit, C., H. Olsson, K. J. Astrom et P. Lischinsky. 1995. « A new model for control of systems with friction ». *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 40, n° 3, p. 419-425.
- Chen, Hong-Ming, Jyh-Chyang Renn et Juhng-Perng Su. 2005. « Sliding mode control with varying boundary layers for an electro-hydraulic position servo system ». *International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 26, n° 1-2, p. 117-123.
- Chen, Min-Shin, Yean-Ren Hwang et Masayoshi Tomizuka. 2002. « A state-dependent boundary layer design for sliding mode control ». *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, n° 10, p. 1677-1681.
- Chiang, Mao-Hsiung 2011. « The velocity control of an electro-hydraulic displacement-controlled system using adaptive fuzzy controller with self-tuning fuzzy sliding mode compensation ». *Asian Journal of Control*, vol. 13, n° 4, p. 1-13.
- Chiang, Mao-Hsiung, Chung-Chieh Chen et Chung-Feng Jeffrey Kuo. 2009. « The high response and high efficiency velocity control of a hydraulic injection molding machine using a variable rotational speed electro-hydraulic pump-controlled system ». *International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 43, n° 9-10, p. 841-851.
- Cho, S. H., et K. A. Edge. 2000. « Adaptive sliding mode tracking control of hydraulic servosystems with unknown non-linear friction and modelling error ». *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 214, n° 4, p. 247-257.
- Choux, M., et G. Hovland. 2010. « Adaptive backstepping control of nonlinear hydraulic-mechanical system including valve dynamics ». *Modeling, Identification and Control*, vol. 31, n° 1, p. 35-44.

- Choux, M., H. R. Karimi, G. Hovland, M. R. Hansen, M. Ottestad et M. Blanke. 2009. « Robust adaptive backstepping control design for a nonlinear hydraulic-mechanical system ». In *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference*. p. 2460-2467. Shanghai, China.
- Dong, Min, Cai Liu et Guoyou Li. 2010. « Robust fault diagnosis based on nonlinear model of hydraulic gauge control system on rolling mill ». *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 18, n° 2, p. 510-515.
- Du, Haiping, et Nong Zhang. 2009. « Fuzzy control for nonlinear uncertain electrohydraulic active suspensions with input constraint ». *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 17, n° 2, p. 343-356.
- Duku, P. M., J. P. Stewart, D. H. Whang et R. Venugopal. 2007. « Digitally controlled simple shear apparatus for dynamic soil testing ». *Geotechnical Testing Journal*, vol. 30, n° 5, p. 368-377.
- Eryilmaz, Bora, et Bruce H. Wilson. 2000. « Combining leakage and orifice flows in a hydraulic servovalve model ». *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME*, vol. 122, n° 3, p. 576-579.
- Fink, Alexander, et Tarunraj Singh. 1997. « Saturating controllers for pressure control with an electrohydraulic servovalve ». In *Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications*. p. 329-334. Hartford, CT, USA.
- Garagic, D., et K. Srinivasan. 2004. « Application of nonlinear adaptive control techniques to an electrohydraulic velocity servomechanism ». *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 12, n° 2, p. 303-14.
- Ghazy, M. A. 2001. « Variable structure control for electrohydraulic position servo system ». In *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (Nov. 29 - Dec. 2). Vol. 1, p. 2194-2198. USA.
- Gordic, Duan, Milun Babic et Neboja Jovicic. 2004. « Modelling of spool position feedback servovalves ». *International Journal of Fluid Power*, vol. 5, n° 1, p. 37-50.
- Gordic, Duan, Milun Babic, Nebojsa Jovicic et Dobrica Milovanovic. 2008. « Effects of the variation of torque motor parameters on servovalve performance ». *Strojniski Vestnik/Journal of Mechanical Engineering*, vol. 54, n° 12, p. 866-873.
- Guan, Cheng, et Shuangxia Pan. 2008a. « Adaptive sliding mode control of electro-hydraulic system with nonlinear unknown parameters ». *Control Engineering Practice*, vol. 16, n° 11, p. 1275-1284.

- Guan, Cheng, et Shuangxia Pan. 2008b. « Nonlinear adaptive robust control of single-rod electro-hydraulic actuator with unknown nonlinear parameters ». *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 16, n° 3, p. 434-445.
- Habibi, S. R., V. Pastrakuljic et A. A. Goldenberg. 2000. « Model identification of a high performance hydrostatic actuation system ». *American Society of Mechanical Engineers, The Fluid Power and Systems Technology Division (Publication) FPST*, vol. 7, p. 113-119.
- Halanay, Andrei, et Carmen Anca Safta. 2005. « Stabilization of some nonlinear controlled electrohydraulic servosystems ». *Applied Mathematics Letters*, vol. 18, n° 8, p. 911-915.
- Ho, Triet Hung, et Kyoung Kwan Ahn. 2010. « Modeling and simulation of hydrostatic transmission system with energy regeneration using hydraulic accumulator ». *Journal of Mechanical Science and Technology*, vol. 24, n° 5, p. 1163-1175.
- Ioannou, Petros A., et Jing Sun. 1995. *Robust Adaptive Control*. Prentice Hall PTR, 848 p.
- Isidori, A., et M. D. Benedetto. 1996. « Feedback linearization of nonlinear systems ». *Control Handbook*, vol. Boca Raton, FL:CRC, p. 909 - 917.
- Kaddissi, Claude, Jean-Pierre Kenné et Maarouf Saad. 2007. « Identification and real-time control of an electrohydraulic servo system based on nonlinear backstepping ». *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 12, n° 1, p. 12-22.
- Kaddissi, Claude, Maarouf Saad et Jean-Pierre Kenné. 2009. « Interlaced backstepping and integrator forwarding for nonlinear control of an electrohydraulic active suspension ». *JVC/Journal of Vibration and Control*, vol. 15, n° 1, p. 101-131.
- Kalyoncu, Mete, et Mustafa Haydim. 2009. « Mathematical modelling and fuzzy logic based position control of an electrohydraulic servosystem with internal leakage ». *Mechatronics*, vol. 19, n° 6, p. 847-858.
- Khalil, Hassan K. 2002. *Nonlinear Systems (3rd Ed.)*. Coll. « Upper saddle River, NJ ». New Jersey: Prentice Hall, 750 p.
- Kwon, Jung-Ho, Tae-Hyeong Kim, Ji-Seong Jang et Ill-Seong Lee. 2006. « Feedback linearization control of a hydraulic servo system ». In *International Joint Conference of SICE-ICASE* (Oct. 18-21). p. 455-460. Busan.
- LeQuoc, S., R. M. H. Cheng et K. H. Leung. 1990. « Tuning an electrohydraulic servovalve to obtain a high amplitude ratio and a low resonance peak ». *Journal of Fluid Control*, vol. 20, n° 3, p. 30-49.

- Li, Perry Y. 2002. « Dynamic redesign of a flow control servovalve using a pressure control pilot ». *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME*, vol. 124, n° 3, p. 428-434.
- Lim, T. J. 1997. « Pole placement control of an electrohydraulic servo motor ». In *Proceeding on the International Conference on Power Electronics and Drive Systems* (May 26-29). Vol. 1, p. 350-356. Singapore.
- Loukianov, Alexander G., Jorge Rivera, Yuri V. Orlov et Edgar Yoshio Morales Teraoka. 2009. « Robust trajectory tracking for an electrohydraulic actuator ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 9, p. 3523-3531.
- Marton, Lrinc, Szabolcs Fodor et Nariman Sepehri. 2010. « A practical method for friction identification in hydraulic actuators ». *Mechatronics*, vol. 21, n° 1, p. 350-356.
- Merritt, H. E. 1967. *Hydraulic Control Systems*. New York: Wiley.
- Mili, Vladimir, Zeljko Situm et Mario Essert. 2010. « Robust H position control synthesis of an electro-hydraulic servo system ». *ISA Transactions*, vol. 49, n° 4, p. 535-542.
- Nakkarat, Prut, et Suwat Kuntanapreeda. 2009. « Observer-based backstepping force control of an electrohydraulic actuator ». *Control Engineering Practice*, vol. 17, n° 8, p. 895-902.
- Nguyen, Q. H., Q. P. Ha, D. C. Rye et H. F. Durrant-Whyte. 2000. « Force/position tracking for electrohydraulic systems of a robotic excavator ». In *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*. Vol. 5, p. 5224-5229. Sydney, NSW, Australia.
- Ogata, Katsuhiko. 1997. *Modern Control Engineering - 3rd ed.* Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 997 p.
- Parker, Hannifin GmbH. 2003. *Servovalves Series BD, PH, SE*. Kaarst, Germany: Hydraulic Controls Division.
- Radpukdee, T., et P. Jirawattana. 2009. « Uncertainty learning and compensation: An application to pressure tracking of an electro-hydraulic proportional relief valve ». *Control Engineering Practice*, vol. 17, n° 2, p. 291-301.
- Seo, Jaho, Ravinder Venugopal et Jean-Pierre Kenné. 2007. « Feedback linearization based control of a rotational hydraulic drive ». *Control Engineering Practice*, vol. 15, n° 12, p. 1495-1507.
- Slotine, J. J. E., et Weiping Li. 1991. *Applied Nonlinear Control*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 461 p.

- Swevers, Jan , Farid Al-Bender, Chris G. Ganseman et Tutuko Prajogo. 2000. « An Integrated Friction Model Structure with Improved Presliding Behavior for Accurate Friction Compensation ». *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, n° 4, p. 675-686.
- Tang, Meng, et Liu Chen. 2004. « The system bandwidth analysis in electro-hydraulic servo system with PDF control ». In *5th Asian Control Conference (July 20-23)*. Vol. 3, p. 1737-1745. Australia: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.
- Tar, Jozsef K., Imre J. Rudas, Agnes Szeghegyi et Krzysztof Kozowski. 2005. « Nonconventional processing of noisy signals in the adaptive control of hydraulic differential servo cylinders ». *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, n° 6, p. 2169-2176.
- Thayer, W. J. 1965. « Transfer Functions for Moog Servovalves ». *Moog Inc. Controls Division, East Aurora, NY 14052*, vol. Technical Bulletin 103.
- Ursu, Felicia, Ioan Ursu et Eliza Munteanu. 2007. « Adaptive backstepping type control for electrohydraulic servos ». In *Mediterranean Conference on Control and Automation, MED (July 27-29)*. USA.
- Yanada, H., et K. Furuta. 2007. « Adaptive control of an electrohydraulic servo system utilizing online estimate of its natural frequency ». *Mechatronics*, vol. 17, n° 6, p. 337-43.
- Yao, Bin, Fanping Bu et George T. C. Chiu. 2001. « Non-linear adaptive robust control of electro-hydraulic systems driven by double-rod actuators ». *International Journal of Control*, vol. 74, n° 8, p. 761-775.
- Yaoxing, Shang, Jiao Zongxia, Wang Xiaodong et Zhao Sijun. 2009. « Study on Friction Torque Loading with an Electro-hydraulic Load Simulator ». *Chinese Journal of Aeronautics*, vol. 22, n° 6, p. 691-699.
- Yu, W. S., et T. S. Kuo. 1996. « Robust indirect adaptive control of the electrohydraulic velocity control systems ». *IEE Proceedings: Control Theory and Applications*, vol. 143, n° 5, p. 448-454.
- Yurkevich, Valery D. 2004. *Design of Nonlinear Control Systems with the highest Derivative in Feedback*, 16. Coll. « Series on Stability, Vibration and Control of Systems, Series A ». Singapore: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 352 p.
- Zehetner, Josef, Johann Reger et Martin Horn. 2007. « A derivative estimation toolbox based on algebraic methods - Theory and practice ». In *Proceedings of the 16th IEEE International Conference on Control Applications*. p. 331-336. Singapore.

- Zeng, Hairong, et Nariman Sepehri. 2008. « Tracking control of hydraulic actuators using a LuGre friction model compensation ». *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Transactions of the ASME*, vol. 130, n° 1, p. 0145021-0145027.
- Zheng, Jian-ming, Sheng-dun Zhao et Shu-guo Wei. 2009. « Application of self-tuning fuzzy PID controller for a SRM direct drive volume control hydraulic press ». *Control Engineering Practice*, vol. 17, n° 12, p. 1398-1404.
- Zhou, Guanxu, Jixiang Wang, Lanjie Ren et Jinwoo Ahn. 2009. « Adaptive PID control for hydraulic pump system based on fuzzy logic ». In *6th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*. p. 2068-2071. Wuhan, China.
- Ziaei, K., et N. Sepehri. 2000. « Modeling and identification of electrohydraulic servos ». *Mechatronics*, vol. 10, n° 7, p. 761-772.