

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE AKLI MOUHAND OULHADJ-BOUIRA



Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées
Département : Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude

Présenté par :

DJEMAI Hadjila
TAMSAOUETE Tassadit

En vue de l'obtention du diplôme de **Master 02** en :

Filière : Electronique
Option : Electronique des systèmes embarqués

Thème :
Commande adaptative à modèle interne
Des systèmes d'ordre fractionnaire

Devant le jury composé de :

Mr. MOUDACHE	MAA	UAMOB	Président
Mr. BENSAFIA	MCA	UAMOB	Encadreur
Mr. LADJOUZI	MAA	UAMOB	Examineur
Mr. ASRADJ	MAA	UAMOB	Examineur

Année Universitaire 2018/2019

Remerciement

Tout d'abord, nous remercions le dieu, notre créateur de nous avoir donné la force, la volonté et le courage afin d'accomplir ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer notre grande reconnaissance et profonde

Gratitude à l'égard de :

Notre encadreur Monsieur BENSALIA YASSINE pour son encadrement de haut niveau, ses précieux conseils et ses critiques constructives et pertinentes.

Nous adressons également nos sincères remerciements à Monsieur le Président du jury et l'ensemble des membres du jury, qui ont bien voulu nous honorer de leur présence et assister à la soutenance de notre mémoire afin d'évaluer notre travail.

Nos vifs remerciements vont en particulier à tous enseignants de UAMOB qui nous ont supporté durant toute la durée de nos études et de nous avoir donné cette richesse, le savoir, pour nous assurer une vie meilleure et pour qui ont participé de près ou de loin à nous aider à l'application de nos connaissances acquises durant nos études dans l'élaboration de ce mémoire.

Nous tenons à remercier tous nos amis et collègues trouvent ici le témoignage de notre amitié et de nos reconnaissances.

Enfin, il nous est agréable d'exprimer nos meilleurs sentiments à nos familles qui nous ont accompagnés tout au long de nos études par son amour inconditionnel et son soutien constant.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A la mémoire de mon père, qu'Allah l'accueille dans son vaste paradis

A ma chère mère qui a constamment montré à mon égard une présence indéfectible.

*A mon grand frère Farés qui m'a toujours soutenu et encouragé durant le
Cheminement de mes études et sa femme Kahina.*

A mes chers frères Rafik et sa femme Cylia, Bilal et Walid

À mes sœurs

Hassiba et son Mari Khellaf, à Dahbia et son mari Lotfi et à

Nadia et son mari Hamouche.

A mes neveux Lahlou, Dylan, Sales, Brahim, Massil, Iyad, Adlan, sans

Oublié le petit Aymen.

A mes Nièces Inès, Rima, Imén et la petite Sila.

A mes amis Nesrine, Hafsa, Ibtissam, Yuva, Bina et Sabrina que

J'aime et dont je saurai garder pour Longtemps l'amitié.

A toute personne m'ayant encouragé et souhaité

La réussite dans ma vie.

Et bien sûr à mon binôme Hadjila avec qui j'ai partagé

Mon travail et à sa famille.

*Je le dédie également à tous ceux qui rendent valeur au
savoir, et ayant conscience que c'est le seul moyen pour faire une nation forte et unie.*

Enfin, A tous ceux qui me connaissent de près et de loin.

Que dieu vous bénisse

TASSADIT

Dédicace

*J'ai L'immense l'honneur de dédié ce travail particulièrement mes
chers parents, qui ont consacré leurs existences bâtir.*

*La mienne pour leurs soutiens, patience et soucis de tendresse
Et d'affection pour tout ce qui ils ont fait pour je puisse arrive à ce stade.*

*A ma mère qui m'a encouragé durant toutes mes
Études et qui sans elle, ma réussite n'aura pas eu lieu.*

Qu'elle trouver ici mon amour et mon affection.

*A mon père, qui est toujours disponible pour nous, et prêt à nous aider, je lui confirmer
mon attachement et mon profond respect.*

A ma chère sœur Samira

A mon frère islam à mes grands- parents : Saïd, Saadia et Belkacem, Aldja

A mes tentes et oncles

*A tous mes amis : Abdou, Sara, Massinta, Massinta, Tannina, Anaïs, Firouz, Sara,
Hayet, Samira, Houira, Bina, Amina et Salima, Sabrina.*

Et bien sûr mon binôme Tassadit avec qui j'ai partagé mon travail et sa famille

A tous la promotion ESE 2019.

Enfin, a tous ceux qui ont contribué de près ou de loin a la réalisation de mon travail.

HADJILA

Table des matières

Remerciement	I
Dédicace	II
Dédicace	III
Table des matières	IV
Introduction Générale.....	1

Chapitre I : Généralité sur la commande des systèmes

I.1 Introduction.....	3
I.2 Définition d'un système.....	3
I.3 Notion d'un système asservi	4
I.3.1 Structure d'un système asservi	5
I.3.2Principe de fonctionnement d'un système asservi	6
I.4 Commande des processus	7
I.4.1 Définition	7
I.4.2 Pourquoi commander un système ?.....	7
I.5 Différence entre l'asservissement et la régulation	7
I.6 Qualité désirée d'un système asservi	8
I.7 Notion de bouclage	10
I.8. Conclusion	11

Chapitre II : Système d'ordre fractionnaire

II.1 Introduction	12
II.1.1 Historique.....	12
II.1.2 Modélisation d'ordre fractionnaire	13
II.1.3 Commande d'ordre fractionnaire	14
II.1.4 Domaines d'application des systèmes fractionnaires	14
II .2 Opérateurs d'ordre fractionnaire	15
II.2.1 Définitions fondamentales	16
II.2.1.1 Définition de Riemann-Liouville(RL).....	16

II.2.1.2 Définition de Grünwald-Letnikov (GL)	17
II.2.1.3 Définition de Caputo	18
II.3 Propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire.....	18
II.4 Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire	19
I.4.1 Méthode d'Oustaloup.....	19
II.4.2 Méthode de Charef : fonction de singularité.....	20
II.4.2.1 Système du premier ordre fractionnaire	20
II.4.2.2 Système du second ordre fractionnaire.....	21
II.5 Conclusion.....	24

Chapitre III : Commande adaptative à modèle interne

III.1 Introduction	25
III.2 Commande à modèle interne (CMI)	25
III.2.1 Définition.....	25
III.2.2 Structure de la commande à modèle interne.....	26
III.2.3 Propriétés de la commande à modèle interne	27
III.2.4 Stabilité de la commande à modèle interne	28
III.2.4.1 Cas de modèle parfait	28
III.2.4.2 Cas de modèle imparfait.....	29
III.2.5 Structure de la commande à modèle interne modifiée	29
III.2.6 Domaines d'application de la commande à modèle interne	30
III.3 Commande adaptative.....	30
III.3.1 Définition.....	30
III.3.2 Principe de la commande adaptative	31
III.3.3 Classification des approches de la commande adaptative	31
III.3.4.1 Commande adaptative indirect.....	31
III. 3.4.2 Commande adaptative direct	32
III.4 Commande adaptative à modèle interne (CAMI)	33
III.4.1 Commande adaptative à modèle interne (le cas d'ordre entier).....	34
III.4.1.1 Structure de la commande à modèle interne pour les processus stables	34
III.4.1.2 Structure de la commande adaptative à modèle interne CAMI (le cas d'ordre entier)	37
III.4.2 Commande adaptative à modèle interne CAMI (Le cas d'ordre fractionnaire)	40

III.5 Conclusion.....	40
-----------------------	----

Chapitre IV : application de la commande adaptative à modèle interne

IV.1 Introduction.....	42
IV.2 Présentation de logiciel utilisé	42
IV.2.1 Qu'est-ce que Matlab ?.....	42
IV.2.2 Ses avantages.....	42
IV.2.3 Ses inconvénients	42
IV.3 Simulation et commentaire	43
IV.3.1 Simulation	43
IV.3.1.1 Cas entier.....	44
IV.3.1.2 Cas du Q(s) fractionnaire premier ordre	47
IV.3.1.3 Comparaison entre le cas entier et le cas fractionnaire, premier ordre :	56
IV.3.2 Interprétation des résultats.....	57
IV.4 Conclusion	58
Conclusion Générale	59
Bibliographie.....	60
Résumé.....	60
Abstract	60
Agzul	60
ملخص.....	60

Table des figures

Chapitre I : Généralité sur la commande des systèmes

Figure (I.1): Schéma illustratif d'un système.....	3
Figure (I.2): Schéma fonctionnel d'un système asservi.....	5
Figure (I.3): Stabilité et instabilité d'un système asservi.....	9
Figure (I.4): Pression d'un système asservi.....	9
Figure (I.5): Rapidité d'un système asservi.....	10
Figure (I.6): Schéma d'une boucle ouverte.....	10
Figure (I.7): Schéma d'une boucle fermée.....	11

Chapitre II : Système d'ordre fractionnaire

Figure (II.1): Diagramme de Bode de $1/[(1+s/p_T)]^\beta$	21
Figure (II.2): Diagramme de Bode de $1/[(s^2/(w_n^2) + 2\xi s/w_n + 1)]^\beta$	22

Chapitre III : Commande adaptative à modèle interne

Figure (III.1) : Structure de base de la CMI.....	27
Figure (III.2) : Structure modifiée de la CMI.....	30
Figure (III.3) : Principe des systèmes de commande adaptative.....	31
Figure (III.4) : Commande adaptative indirecte.....	32
Figure (III.5) : Schéma d'une commande adaptative directe.....	33
Figure (III.6) : Système à feedback unitaire standard.....	34
Figure (III. 7) : Système paramétré par Youla (processus stable).....	36
Figure (III. 8) : Système de feedback unitaire.....	36
Figure (III.9) : Configuration de la commande à modèle interne.....	37
Figure (III.10) : Structure d'une CMI adaptative d'ordre entier.....	39
Figure (III.11) : Structure d'une CMI adaptative d'ordre fractionnaire.....	40

Chapitre IV : application de la commande adaptative à modèle interne

Figure (IV.1): Sortie de l’CAMI, dans le cas entier, premier ordre.....	45
Figure (IV.2): Signal de commande u, cas entier (premier ordre).....	45
Figure (IV. 3) : Vecteur des Paramètres estimés, cas entier (premier ordre).....	46
Figure (IV.4) : Sortie de La CAMI, dans le cas entier, deuxième ordre.....	47
Figure (IV.5) : Signal de commande u, cas entier (deuxième ordre).....	47
Figure (IV.6) : Vecteur des paramètres estimés, cas entier (deuxième ordre).....	48
Figure (IV.7) : Diagramme de Bode.....	49
Figure (IV.8) : Sortie de l’CAMI, cas fractionnaire ($\beta=0.2$).....	50
Figure (IV.9) : Signal de commande u, cas fractionnaire ($\beta=0.2$).....	50
Figure (IV.10) : Vecteur des paramètres estimés, cas fractionnaire($\beta=0.2$).....	51
Figure (IV.11) : Diagramme de Bode.....	52
Figure (IV.12) : Sortie de la CAMI, cas fractionnaire ($\beta = 0.4$).....	52
Figure (IV.13) : le signal de commande u, cas fractionnaire ($\beta = 0.4$).....	53
Figure (IV.14) : Vecteur des paramètres estimés, cas fractionnaire ($\beta = 0.4$).....	53
Figure (IV.15) : Diagramme de Bode.....	54
Figure (IV.16) : Sortie de la CAMI, cas fractionnaire ($\beta=0.7$).....	55
Figure (IV.17) : Signal de commande u, cas fractionnaire ($\beta=0.7$).....	55
Figure (IV.18) : Vecteur des paramètres estimés, cas fractionnaire ($\beta=0.7$).....	56
Figure (IV.19) : Sortie de la CAMI premier ordre, cas entier et fractionnaire.....	57

Introduction Générale

Introduction Générale

Durant ces dernières décennies, le problème des systèmes de commande a attiré beaucoup de chercheurs, d'où l'évolution technologique incessante nous montre que La rapidité, la précision et la stabilité considérés comme des objectifs principaux lors de la conception de ses systèmes, mais les variations des paramètres et les perturbations représentent toujours un inconvénient majeur, dans la plupart des systèmes classique qui n'atteignent pas de hautes performances de contrôle. Pour cela les chercheurs sont obligés d'utiliser des méthodes et des techniques modernes de commande [1] .

La plupart des techniques actuelles de conception des systèmes de commande, qui connaissent une grande efficacité d'améliorer les performances des systèmes commandés se base sur une bonne compréhension du système étudié et de son environnement.

Dans ce travail nous intéressons à l'étude et l'application de la commande adaptative a modèle interne. C'est est une combinaison entre deux commandes principales : la première s'appelle commande à modèle interne, qui est présentée dans la littérature comme une structure de commande robuste, d'où son utilisation très répandue en milieu industriel [2] , et la deuxième est la commande adaptative, elle joue un rôle très important dans les applications industrielles, qui est comme son nom l'indique, consiste à adapter le régulateur en ligne aux variations du processus régulé pour assurer une qualité constante des performances.

L'une des théories qui peut être considéré aussi bien ancienne que nouvelle et qui connait actuellement une grande popularité chez les chercheurs, dans les sciences fondamentales et l'ingénierie est le calcul fractionnaire [1]. Dernièrement, il a été vraiment développé par les scientifiques et les chercheurs. En conséquence, l'application du calcul fractionnaire est de plus en plus répandue dans les problèmes d'ingénierie et le champ de la théorie du contrôle. On peut définir les systèmes plus précisément à l'aide d'opérateurs intégrro-différentiel non entiers.

De nos jours, le calcul fractionnaire joue un rôle très important dans les bases de la théorie du contrôle telle que la modélisation des systèmes, l'analyse et le design. Par conséquent, les commandes d'ordre fractionnaire sont accordées et mises en œuvre pour des applications de commande pratiques.

L'objectif de ce mémoire est la présentation et l'application de commande adaptative à modèle interne sur quelques exemples de simulation avec une comparaison entre le cas d'ordre entier avec celui d'ordre fractionnaire.

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail s'articule autour de quatre chapitres suivant :

- Le premier chapitre introduit les définitions principales et les notions nécessaires à l'étude des systèmes asservis. Nous illustrons la différence entre le fonctionnement en régulation et le fonctionnement en asservissement. Nous établirons aussi la différence entre la boucle ouverte et la boucle fermée.
- Le deuxième chapitre, est un rappel sur quelques notions de base de calcul d'ordre fractionnaire, quelques propriétés principales et nous allons présenter quelques méthodes d'approximation des opérateurs et des systèmes d'ordre fractionnaire.
- Le troisième chapitre, est consacré à la présentation de la commande adaptative à modèle interne.
- Le quatrième chapitre est dédié à l'application de la commande adaptative à modèle interne des systèmes d'ordre fractionnaire avec des exemples de simulations.

Nous terminerons ce mémoire par une conclusion générale qui résume les résultats obtenue dans ce travail et suggérer les perspectives futures pour la suite de ce travail de mémoire de fin d'étude.

Chapitre I

Généralité sur la commande des systèmes

I.1 Introduction

Les avancées technologiques de la fin du 20^{ème} siècle, ont attiré l'attention de nombreux chercheurs de mathématique et d'ingénierie. Par conséquent, ils ont consacré leur concentration sur la théorie de commande. Cette dernière a comme objet, l'étude du comportement des systèmes dynamiques en fonction de leurs paramètres qui vise à garantir les performances des systèmes dynamiques (la stabilité, la précision et la rapidité) pour assurer les propriétés souhaitées d'une application ou d'un dispositif.

Dans ce premier chapitre, nous allons présenter les concepts généraux de la commande des systèmes en illustrant quelques notions de base et d'avoir faire la différence entre les systèmes d'asservissement et les systèmes de régulation.

I.2 Définition d'un système

Un système est un ensemble d'éléments interagissant entre eux selon certains principes ou règles. D'autre manière on peut dire :

Un système est un ensemble de processus physique, chimique ou physique-chimique en évolution [3]. Il est représenté par un schéma bloc fonctionnel, contenant le nom du système, des actions (les entrées) qui sont effectuées sur le système dans le but d'obtenir des objectifs donnés (les sorties).

Le schéma ci-dessous illustre un système à une entrée de commande, une entrée de perturbation et une sortie :

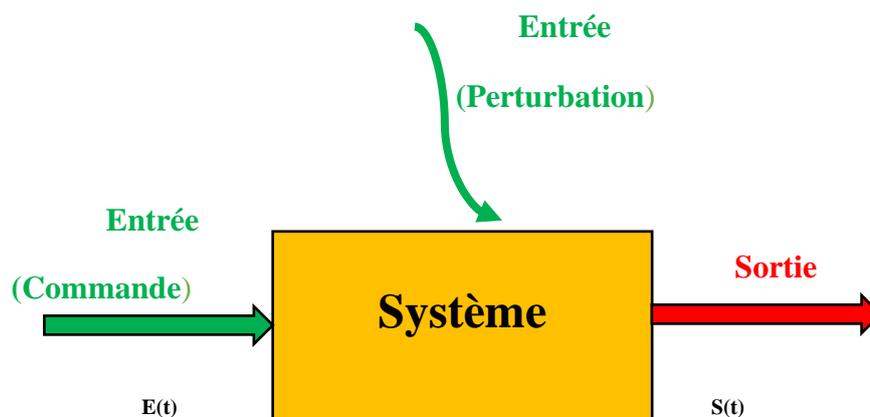


Figure (I.1): Schéma illustratif d'un système .

Les signaux relatifs à un système sont de deux type :

- ❖ **Signaux d'entrées** : ils sont indépendants du système et peuvent être commandés (consignes) ou non commandés (perturbations).
- ❖ **Signaux de sortie** : ils sont dépendants du système et du signal d'entrée. Pour évaluer les objectifs, ces signaux doivent être observables par l'utilisation de capteur.

Un système est déterminé par [4] :

- ❖ Sa frontière, c'est à dire le critère d'appartenance au système (déterminant si une entité appartient au système ou fait au contraire partie de son environnement).
- ❖ Sa mission (ses objectifs et sa raison d'être).
- ❖ Ses interactions avec son environnement.
- ❖ Ses fonctions (qui définissent ce qu'ont le droit de faire ou non, les entités faisant partie du système, leur organisation et leurs interactions).
- ❖ Ses ressources, qui peuvent être de nature différentes (humaine, naturelle, matérielle, etc.), leur organisation et leurs interactions.

I.3 Notion d'un système asservi

Un système est dit asservi, lorsqu'une grandeur de sortie suit la grandeur d'entrée (consigne) quelque soient les effets perturbateurs extérieurs [5].

- Lorsque la consigne d'un système asservi est indépendante du temps, on parle de régulation.
- Lorsque la consigne d'un système asservi dépend du temps, on parle d'asservissement.

Le système asservi le plus simple correspond au schéma de la figure I.2. Cette structure fait intervenir deux chaînes, une chaîne d'action et une chaîne de retour, ce type de système est appelé aussi un système bouclé ou un système en boucle fermée (BF). Dans le cas contraire, il a aucune rétroaction de la sortie du système sur son entrée, on parle d'un système non bouclé ou un système en boucle ouverte (BO).

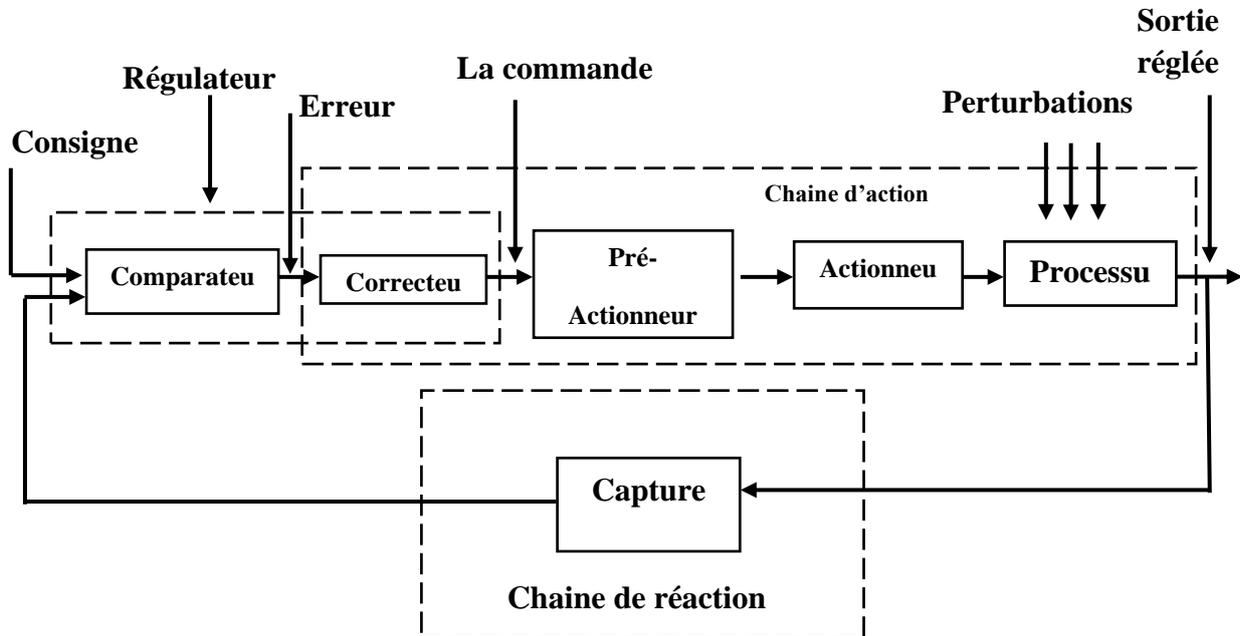


Figure (I.2): Schéma fonctionnel d'un système asservi .

I.3.1 Structure d'un système asservi

Le principe de base d'un système asservi est de mesurer l'écart entre la valeur réelle et la valeur cible de la grandeur asservie, et de piloter les actionneurs agissant sur cette grandeur pour réduire cet écart [3].

- **Schéma fonctionnel** : c'est une représentation graphique abrégée des entités d'entrée et de sortie d'un système physique.
- **Consigne** : c'est ce que je veux, ce que je désire obtenir, exemple je veux 20 centigrades dans mon salon.
- **Mesure** : la mesure est la grandeur physique, que doit atteindre le système à réguler. Elle est exprimée en unité physique (unités de pression, de niveau de débit, la température etc.)

- **Régulateur** : un dispositif dont le but d'agir sur le monde réel de manière à lui imposer un certain état. Il calcule la commande de façon à ce que le système atteigne l'objectif fixé, pour permettre dans notre exemple de modifier la température.
- **Organe correcteur (actionneur)** : l'organe correcteur est le dispositif permettant de doser la grandeur réglant dans une boucle de régulation, d'autre manière c'est l'organe d'action qui apporte l'énergie au système pour produire l'effet souhaité. Il est en générale associé à un pré-actionneur qui permet d'adapter l'ordre (basse puissance) et l'énergie.
- **Grandeur réglante** : c'est la sortie du régulateur, soit la grandeur physique qui agit sur l'organe correcteur.
- **Grandeur réglée** : c'est la grandeur mesurée (ce que j'ai réellement), par exemple j'ai 18 degré centigrades dans ma pièce alors que j'en veux 20 degré centigrades.
- **Perturbations** : ce sont les phénomènes qui peuvent modifier la bonne stabilité d'une boucle de régulation (ex : ouverture d'une fenêtre dans le cas d'une régulation de température d'un local domestique).
- **Comparateur** : compare en permanence la consigne et la grandeur réglée, et donne le résultat de cette comparaison au régulateur.
- **Capteur** : le capteur prélève sur le système la grandeur réglée (information physique) qui va passer sur un transmetteur pour transformer en un signal compréhensible par le régulateur. La précision et la rapidité sont deux caractéristiques importantes du capteur.
- **Transmetteur de mesure** : un transmetteur de mesure est l'instrument qui traduit l'information d'un capteur pour la transformer en un signal transportable et utilisable par le système de régulation.
- **Erreur (ϵ)** : est la grandeur du comparateur, on appelle écart ou erreur, la différence entre la consigne et la sortie. Cette mesure ne peut être réalisée que sur des grandeurs Comparables, on la réalisera donc par la mesure de la différence entre la sortie souhaitée (la consigne) et la sortie réelle.

I.3.2 Principe de fonctionnement d'un système asservi

- ✓ Observation de l'état du système : utilisation de capteur.
- ✓ Comparaison-Réflexion : l'état mesuré est comparé à l'état souhaité et la modification éventuelle de la commande est déterminée. L'organe qui réalise ces deux fonctions est appelé une régulation. Il compose d'un comparateur ou soustracteur et d'un correcteur.
- ✓ Action : l'actionneur apporte la puissance nécessaire à la réalisation de la tâche [4].

I.4 Commande des processus

I.4.1 Définition

Commander un processus ; c'est déterminer les commandes à lui appliquer, de manière à assurer les variables d'état ou les sorties qui nous intéressent et un comportement précis par un cahier de charge. Ces commandes sont délivrées par organe de commande ; le processus et son organe de commande constituent le système commandé [6].

I.4.2 Pourquoi commander un système ?

La conception de la commande est effectuée en fonction du modèle de processus mis au point et du cahier de charge qui spécifie les performances désirées pour le système commandé. Le but de commande est fait pour organiser le fonctionnement de système, afin d'assurer une régularité des tâches pénibles, répétitives ou ennuyeux avec une précision et une rapidité sans oublier de garantir la stabilité de système.

I.5 Différence entre l'asservissement et la régulation

Attention à ne pas confondre [4] :

- **Asservissement** : poursuite par la sortie d'une consigne variable dans le temps.
- **Régulation** : la consigne est constante, le système compense les perturbations.

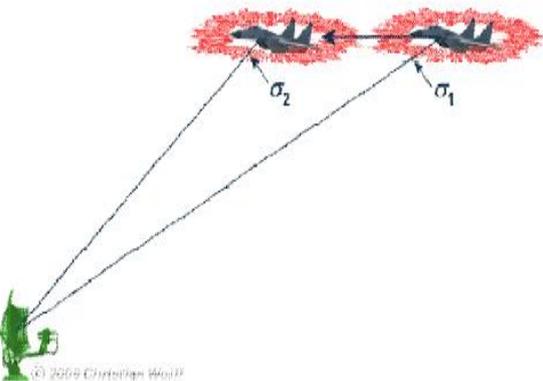
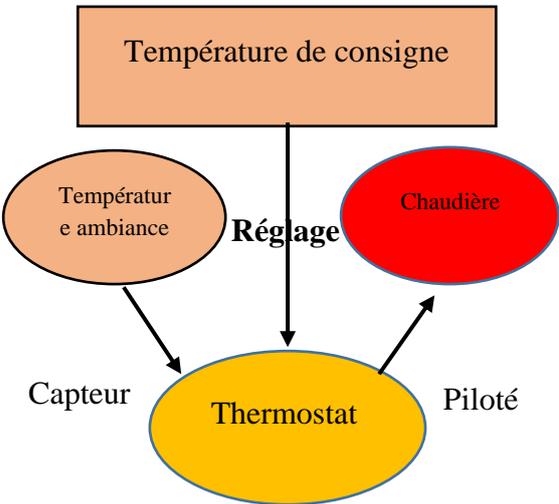
Les systèmes suiveurs	Les systèmes de régulateurs
<p>Dans les systèmes suiveurs, la consigne d'entrée varie en permanence. L'objectif de ce système est d'ajuster en permanence le signal d'entrée.</p> <p>Exemple : radar de poursuite</p> 	<p>Dans les systèmes de régulation, la consigne d'entrée est fixe. Ces systèmes sont destinés à maintenir la sortie la plus constante possible quelles que soient les perturbations.</p> <p>Exemple : thermostat d'ambiance</p> 

Tableau (I.1) : Différence entre les systèmes suiveurs et les systèmes régulateurs

I.6 Qualité désirée d'un système asservi

Tous les systèmes asservis ont pour but d'assurer l'égalité entre la consigne et la sortie (ou au moins la plus petite erreur). Le cahier des charges de tous les systèmes bouclés s'énonce au moins en 3 points :

➤ **Stabilité**

Un système est dit stable, si à une variation bornée de signal d'entrée correspond une variation bornée du signal de sortie. Une variation d'un signal est dite bornée lorsqu'elle est

constante en régime permanent, c'est-à-dire la grandeur de sortie doit converger vers une valeur finie si le signal d'entrée est aussi limité [7].

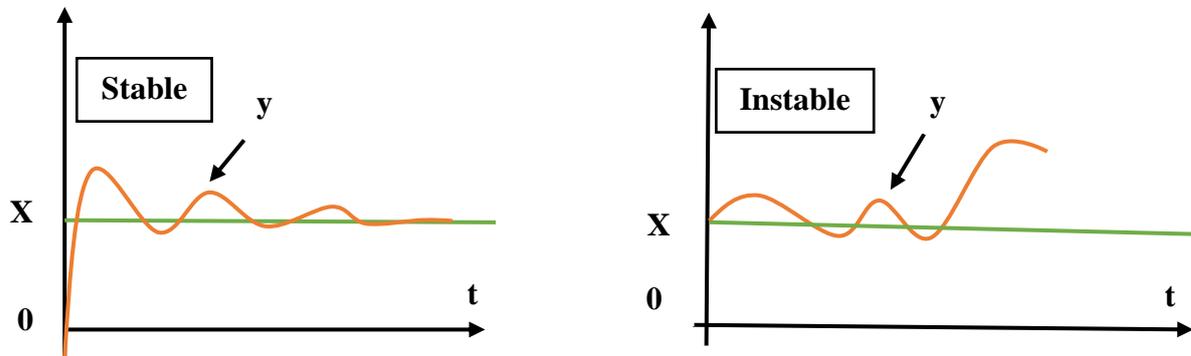


Figure (I.3): Stabilité et instabilité d'un système asservi.

➤ Précision

La précision d'un système asservi est définie à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et de sortie. C'est-à-dire l'erreur entre la mesure et la valeur désirée doit être la plus petite possible. Il existe deux types de précision [7] :

- Précision statique : qui caractérise le régime permanent.
- Précision dynamique : est liée au régime transitoire.

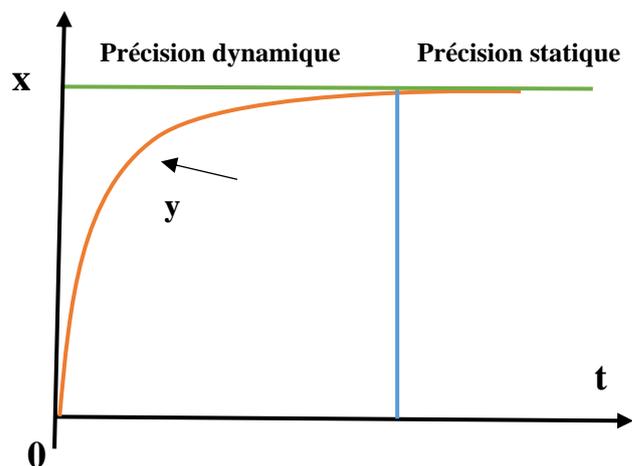


Figure (I.4): Précision d'un système asservi.

➤ Rapidité

La rapidité caractérise le temps de réaction d'un système à une variation de la consigne, alors le système doit répondre rapidement à une excitation. Elle peut se mesurer par le temps

de réponse, a un pourcentage donné par rapport une entrée en échelon. On utilise généralement le temps de réponse à 5%, C'est-à-dire le temps à partir duquel la réponse est comprise entre 95% et 105% de sa valeur finale [7].

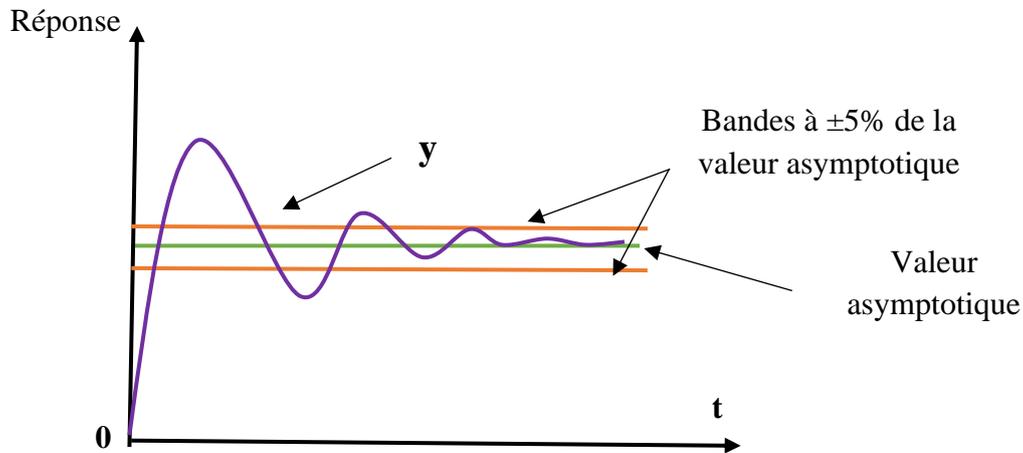


Figure (I.5): Rapidité d'un système asservi.

I.7 Notion de bouclage

On distingue en générale deux structures de commande :

- ✓ Commande en boucle ouverte.
- ✓ Commande en boucle fermée.

✚ Boucle ouverte

Un système de commande est dit en boucle ouverte, également appelé système sans rétroaction si le signal de commande est indépendant du signal de sortie. Dans ce type de systèmes, les perturbations influencent grandement sur la sortie, dans ce cas l'asservissement de la sortie vis-à-vis de l'entrée n'est pas assuré [8].



Figure (I.6): Schéma d'une boucle ouverte.

✚ Boucle fermée

Un système est dit en boucle fermée ou commande avec rétroaction, lorsqu'on prend en compte en permanence l'état réel du système observé à sa sortie, dans lequel cette dernière a une influence ou effet sur l'action de commande du signal d'entrée. En d'autres termes, dans

un système de contrôle en boucle fermée, la sortie est mesurée et renvoyée pour la comparaison avec l'entrée [8].

La boucle fermée est capable de :

- ✓ Stabiliser un système instable en BO.
- ✓ Compenser les perturbations externes.
- ✓ Compenser les incertitudes internes au processus lui-même.

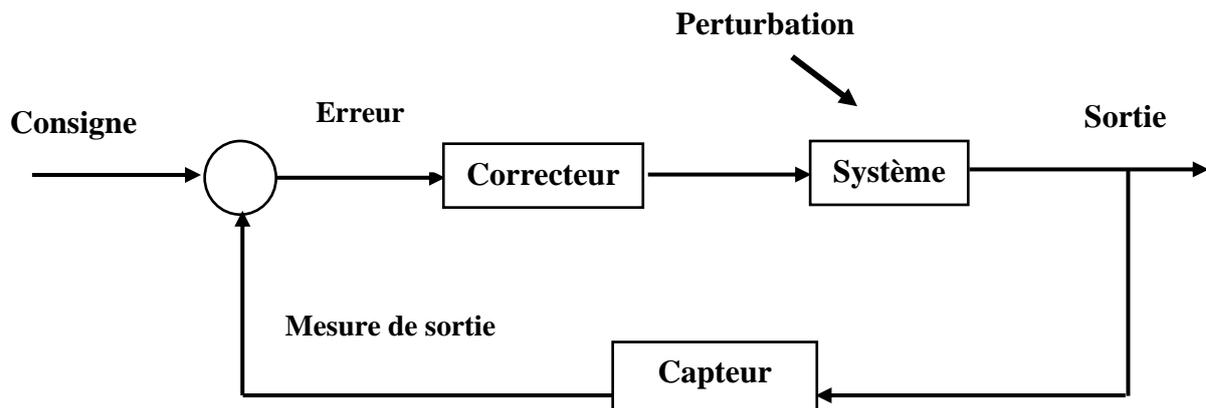


Figure (I.7): Schéma d'une boucle fermée.

I.8. Conclusion

Ce chapitre introduit les principales définitions et notions nécessaires à l'étude des systèmes asservis. Nous établirons la distinction entre le fonctionnement en régulation et le fonctionnement en asservissement, avec les trois concepts importants d'un système asservi ; la stabilité, la précision et la rapidité. Nous illustrons aussi la différence entre la notion de commande en boucle ouverte et de commande en boucle fermée.

Le deuxième chapitre va nous faire connaître les systèmes d'ordre fractionnaire.

Chapitre II

Systeme d'ordre fractionnaire

II.1 Introduction

Les systèmes d'ordre fractionnaire sont des systèmes décrits et modélisés par des équations différentielles d'ordre fractionnaire. Dans le domaine fréquentiel, ils sont représentés par des fonctions de transfert irrationnelles. A cause de ces fonctions irrationnelles, les systèmes d'ordre fractionnaire ont été marginalement étudiés. Comme ils n'ont pas de solutions analytiques exactes, les techniques d'approximation sont largement utilisées pour leur résolution, analyse et implémentation [9].

Récemment l'avancement des recherches dans le domaine de contrôle avancé est conduit vers l'utilisation des systèmes fractionnaires, afin d'améliorer les performances de la boucle de commande, ce dernier donne lieu à la naissance des contrôleurs non entier plus robuste l'un que les autres. Les systèmes d'ordre fractionnaire sont utiles pour étudier le comportement anormal des systèmes dynamiques en physique, en électrochimie et en biologie...etc [10].

Dans cette première partie nous allons présenter un aperçu historique sur le calcul fractionnaire, puis les définitions de base et les principales propriétés des opérateurs fractionnaires. Ainsi nous allons discuter de l'obstacle d'implémentation des opérateurs d'ordre non entier, en s'appuyant sur l'approximation des opérateurs fractionnaire par des fonctions rationnelles.

II.1.1 Historique

Le calcul d'ordre fractionnaire est le domaine des mathématiques qui traite l'étude et l'application des intégrales et dérivées d'ordre arbitraire. Il est considéré comme un ancien concept [11], puisque l'histoire de calcul fractionnaire commença en 1695 quand Leibniz à interroger l'Hôpital dans une lettre sur la possibilité d'avoir n dans Q , il demande si $n = 1/2$? Les graines du calcul d'ordre fractionnaire ont été plantées il y a 300 années [1].

De nombreux mathématiciens comme, G.W. Leibniz (1695 -1695), L. Euler (1730), Fourier, K (1822), A.V. Letnikov (1832-1873), A. K. Grünwald (1867-1872), H. Weyl (1917) et d'autres ont contribué à ce développement jusqu'à la moitié du siècle passe. Cependant, on peut considérer le calcul d'ordre fractionnaire comme un nouvel axe de recherche, puisque ce n'est que depuis un peu plus d'une vingtaine d'années qu'il fait l'objet de beaucoup de travaux. Le premier livre dédié au calcul d'ordre fractionnaire qui a été publié en 1974, il revient à K.B. Oldham et Spanier, après un travail de collaboration entame en 1968. Sur le plan mathématique, il faut citer l'ouvrage russe de Samko, Kilbas et Marichev paru en 1993, qui regroupe un

ensemble de définitions et de théories importantes sur le calcul d'ordre fractionnaire. L'intérêt du calcul d'ordre fractionnaire et ces applications ne cesse de grandir, dans plusieurs domaines. A partir de 2004, un workshop, qui se déroule tous les deux ans, spécialement dédié aux applications appuyant sur le calcul fractionnaire [9].

Aujourd'hui, on trouve un progrès signifiant de travaux théoriques qui peuvent servir comme fondation pour un nombre d'applications dans ces domaines. Donc, un grand effort a été fait pour essayer de mettre en pratique les résultats déjà établis, et un travail de recherche intensif est encore en cours dans plusieurs domaines d'ingénierie pour l'application de ces concepts d'ordre fractionnaire.

II.1.2 Modélisation d'ordre fractionnaire

La modélisation permet en effet de formaliser le comportement des processus étudié à l'aide d'une représentation appelée « modèle ». Les modèles basés sur des opérateurs d'ordre fractionnaire sont souvent plus adéquats que les modèles d'ordre entier utiliser précédemment, ceci a été démontré notamment par Caputo [12] Nonnenmacher et Glöckle [13], Friedrich [14] et Westerlund [15]. La théorie physique en faveur de l'utilisation des modèles basés sur des intégrales et des dérivées d'ordre non entier, par ce qu'offrant en plus un puissant instrument pour la description des effets héréditaires de diverses substances. Ceci l'avantage le plus significatif des modèles d'ordre fractionnaire en comparaison avec les modèles d'ordre entier [16].

Le formalisme mathématique des opérateurs d'ordre non entier associe au développement des outils informatiques, a permis d'appliqué l'approche fractionnaire pour la modélisation des dispositifs électriques pour la modélisation des conséquences des catastrophes naturelles ou pour la synthèse de la commande. La modélisation d'ordre fractionnaire est aussi présente dans le domaine des sciences biologiques (les modèles des parties du corps humain) ou même des sciences humaines et sociales (la modélisation des comportements des marchés) [17].

II.1.3 Commande d'ordre fractionnaire

La commande d'ordre fractionnaire est une généralisation de la théorie de la commande d'ordre entier classique. Son intérêt majeur est d'améliorer les performances des systèmes de commande en utilisant les opérateurs d'ordre non entier et des systèmes d'ordre fractionnaire [18-19]. Les systèmes dynamiques et les contrôleurs d'ordre fractionnaire qui sont basés sur le calcul fractionnaire, ont attiré l'attention de plusieurs chercheurs. Les structures des commandes d'ordre fractionnaire les plus connues sont :

- ❖ La commande CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) était proposée par Oustaloup [20].
- ❖ Les contrôleurs PI et PID d'ordre fractionnaire [21].
- ❖ Commande intelligentes au cas fractionnaire (commande adaptative floue, commande par mode glissant) [22].
- ❖ La commande adaptative d'ordre fractionnaire a connu ses premières publications au début des années 2000 avec les travaux de Ladaci et Charef [23], et Vinagre et al. [24]. Depuis plusieurs dizaines de travaux sur les approches de commande adaptative d'ordre fractionnaire sont publiés annuellement [25].

II.1.4 Domaines d'application des systèmes fractionnaires

- **Électricité**

En 1971, Schmidt et Drumheller ont basé dans leur travail sur des données expérimentales, ils ont montré que le courant qui traverse un condensateur est proportionnel à la dérivée non entière de la tension appliquée aux bornes de ce condensateur. Dans leur résultats une impédance sous forme de puissance $\frac{1}{2}$ de la variable de Laplace a été identifiée et appelée "Fractor" ou condensateur fractionnaire [26].

- **Thermique**

L'identification d'un système de diffusion de chaleur a montré que l'équation de la chaleur est modélisée en utilisant une dérivée d'ordre $\frac{1}{2}$ [27].

- **Mécanique des milieux continus**

Certains matériaux comme les polymères (gommes, caoutchouc), présentent un comportement intermédiaire entre caractéristique visqueux et élastiques, qualifié de viscoélastique. De tels systèmes peuvent être modélisés à l'aide des équations différentielles d'ordre fractionnaire [27].

- **Automatique**

La première idée a été introduite par Bode qui a proposé un asservissement avec une fonction de transfert en boucle ouverte sous la forme d'un intégrateur d'ordre fractionnaire [28]. Oustaloup a aussi introduit le contrôleur CRONE (commande robuste d'ordre non entier) [29]. En 1999 Podlubny a proposé la régulateur $PI^\lambda D^\mu$ qui est une généralisation du PID classique pour la commande des systèmes d'ordre fractionnaire [30].

- **Traitement d'image**

Le traitement d'image en utilisant des dérivées d'ordre fractionnaire a fait l'objet d'un travail de Matieu et al. En 2003 [31], et de Cooper et al en 2003 [32], dans le domaine de géophysique, ainsi que Gracia-Fiñana et al. En 2000 [33] dans le domaine de la biomédecine. Ce dernier domaine a connu plusieurs applications notamment celle de Fardi et al. Sur l'ECG [34-35-36]. Tajahuerce et al. Ont présenté en 2000 une application dans le domaine d'optique.

Ces applications sont données à titre d'exemples et leur liste est loin d'être terminée.

II.2 Opérateurs d'ordre fractionnaire

Le calcul fractionnaire (intégration et différentiation d'ordre fractionnaire) est un vieux concept qui date de l'époque de Cauchy, Riemann Liouville et Letnikov au 19eme siècle. Il a été utilisé en mécanique depuis les années 1930 et en électrochimie depuis les années 1960. Dans le domaine de la commande, des travaux intéressants ont été réalisés par I. A. Brin [22], et plus tard plusieurs mathématiciens et physiciens ont étudiés les opérateurs différentiels et les systèmes d'ordre fractionnaire [23-24].

L'opérateur intégro-différentiel est défini comme suit :s

$$D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d}{dt}^\alpha & \text{si } \operatorname{Re}(\alpha) > 0 \\ \mathbf{1} & \text{si } \operatorname{Re}(\alpha) = 0 \\ \int_s^t (d\tau)^\alpha & \text{si } \operatorname{Re}(\alpha) < 0 \end{cases} \quad \text{II.1}$$

Où :

- α : est l'ordre de l'opérateur, il peut être un nombre complexe.
- S, t : sont des limites inférieure et supérieure de l'opérateur.
- $\operatorname{Re}(\alpha)$: est la partie réelle de α .

II.2.1 Définitions fondamentales

Il existe plusieurs définitions mathématiques pour l'intégration et la dérivation d'ordre fractionnaire. Ces définitions ne mènent pas toujours à des résultats identiques mais sont équivalentes pour un large panel de fonction [1].

II.2.1.1 Définition de Riemann-Liouville(RL)

Une des définitions les plus fréquemment utilisée de la dérivé d'ordre fractionnaire est appelée Définition de Riemann-Liouville(RL). Inspirée de la formule de Cauchy.

L'intégrale dite de Riemann- Liouville est définie ainsi [1] :

Définition 1

Soit :

- Cet \mathfrak{R} : l'ensemble des nombres complexes et réels respectivement.
- $\Re(.)$: Symbolise la partie réelle d'un nombre complexe.

Soit aussi :

- $\lambda \in \mathbb{C}$
- $\Re(\alpha) < 0$
- $t_0 \in \mathfrak{R}$
- f :une fonction localement intégrable définie sur $[t_0, +\infty[$.

L'intégrale d'ordre α de f de borne inférieure t_0 est définie par :

$$I_{t_0}^{\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_{t_0}^t (t - \tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad \text{II.2}$$

Avec $t \geq t_0$ et Γ est la fonction gamma d'Euler définie par :

$$\Gamma(\alpha) = \int_0^{+\infty} t^{\alpha-1} e^{-t} dt \quad \text{II.3}$$

Définition 2

Soient $\alpha \in \mathbb{C}$ avec $\Re(\alpha) > 0$,

- n : est un entier positif.
- $t_0 \in \mathfrak{R}$
- f :une fonction localement intégrable définie sur $[t_0, +\infty[$.

La dérivé d'ordre α de f , de borne inférieure t_0 est défini par [1] :

$$D_{t_0}^{\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{n-\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad \text{II.4}$$

Où :

Le nombre n : est un entier.

Tel que :

$$(n-1) < \alpha < n$$

Remarque

Pour simplifier l'écriture, on notera dans la suite I^{α} pour $I_{t_0}^{\alpha}$ et D^{α} pour $D_{t_0}^{\alpha}$.

II.2.1.2 Définition de Grünwald-Letnikov (GL)

La définition de Grünwald-Letnikov est une autre définition parmi les plus connues et répandues de la dérive d'ordre fractionnaire. Cette définition est basée sur la définition usuelle de la différentiation entière [1].

Elle est donnée par :

$$D^{\alpha} f(t) = \frac{d^{\alpha}}{dt^{\alpha}} f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^k (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(kh - jh) \quad \text{II.5}$$

Où :

h : la période d'échantillonnage, et les coefficients :

$$\omega_j^{(\alpha)} = \binom{\alpha}{j} = \frac{\Gamma(\alpha+1)}{\Gamma(j+1)\Gamma(\alpha-j+1)}$$

Avec $\omega_0^{(\alpha)} = \binom{\alpha}{0} = 1$ sont les coefficients du binôme suivant :

$$(1 - Z)^{\alpha} = \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j \binom{\alpha}{j} Z^j = \sum_{j=0}^{\infty} \omega_j^{(\alpha)} Z^j \quad \text{II.6}$$

La définition de Grünwald-Letnikov de l'intégrale d'ordre fractionnaire est formulée

Comme suit :

$$I^{\alpha} f(t) = D^{-\alpha} f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{\alpha} \sum_{j=0}^k (-1)^j \binom{-\alpha}{j} f(kh - jh) \quad \text{II.7}$$

Où :

h : est la période d'échantillonnage,

Les coefficients $\omega_j^{(-\alpha)}$ avec $\omega_0^{(-\alpha)} \binom{-\alpha}{j} = 1$, sont les Coefficients du binôme suivant

$$(1 - Z)^{-\alpha} = \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j \binom{-\alpha}{j} Z^j = \sum_{j=0}^{\infty} \omega_j^{(-\alpha)} Z^j \quad \text{II.8}$$

II.2.1.3 Définition de Caputo

A la fin des années 60, Caputo a introduit une autre définition de la dérivation d'ordre fractionnaire [25].

Le dérivé d'une fonction au sens de Caputo est défini par la relation suivante :

$$D^\alpha f(t) = I^{n-\alpha} D^n f(t) = \frac{1}{\Gamma(r-\alpha)} \int_0^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad \text{II.9}$$

Avec

n : est un entier positif.

Où :

$$(n-1) < \alpha < n$$

Cette définition peut être formulée également en fonction de la définition de Riemann – Liouville comme suite :

$$D^\alpha f(t) = D^\alpha f(t) + \sum_{k=0}^{n-1} \frac{t^{k-\alpha}}{\Gamma(k-\alpha+1)} f^{(k)}(0^+) \quad \text{II.10}$$

Ce qui peut être décrit autrement par :

$$D^\alpha f(t) = D^\alpha (f(t) - \sum_{k=0}^{n-1} f^{(k)}(0^+) \frac{t^k}{k!}) \quad \text{II.11}$$

II.3 Propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire

Les principales propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire sont les suivantes [10] :

- Si $f(t)$ est une fonction analytique de t , alors sa dérivée d'ordre fractionnaire $D^\alpha f(t)$, est une fonction analytique de t et α .
- Pour $\alpha = n$, où n est un entier, l'opération $D^\alpha f(t)$ donne le même résultat que la différentiation classique d'ordre entier n .
- Pour $\alpha = 0$, l'opération $D^\alpha f(t)$ est l'opérateur identité : $D^0 f(z) = f(z)$.
- La différentiation et l'intégration d'ordres fractionnaire sont des opérations linéaires : $D^\alpha a f(t) + D^\alpha b g(t) = a D^\alpha f(t) + b D^\alpha g(t)$
- La loi additive : les opérateurs d'intégration d'ordre fractionnaire vérifient (la propriété de semi-groupe) : $D^\alpha D^\beta f(t) = D^\beta D^\alpha f(t) = D^{\alpha+\beta} f(t)$

II.4 Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire

D'habitude les simulations sont effectuées avec logiciel préparé pour traiter seulement les puissances d'ordre entier. Alors, il est très important d'effectuer des approximations pour les fonctions de transfert irrationnelles par les fonctions rationnelles dans une bande fréquentielle choisie, puisque les fonctions de transfert irrationnelles sont physiquement irréalisables, même leurs implémentations pour une analyse ou une simulation est très difficile. [37] Autrement dit lorsque les simulations doivent être exécutées des fonctions de transfert d'ordre fractionnaire sont remplacées par des fonctions de transfert d'ordre entier. Avec un comportement assez identique à celles, mais beaucoup plus facile à manipuler.

Dans la section suivante on va présenter quelques méthodes d'approximations de l'opérateur d'ordre fractionnaire. Parmi ces méthodes on peut citer les méthodes suivantes :

- la méthode de l'expansion par fractions continues EFC (Expansion Fractionnaire Continue).
- la méthode de Carlson.
- la méthode de Charef.
- la méthode de Matsuda.
- la méthode d'Oustaloup.

Les méthodes de Charef et Oustaloup sont les plus utilisées dans la littérature. La méthode de Charef dite méthode de la fonction de singularité est plus utile et plus pratique pour les approximations des fonctions de transferts d'ordre fractionnaire, c'est pourquoi on va l'utiliser pour l'implantation dans le dernier chapitre.

I.4.1 Méthode d'Oustaloup

L'approximation d'Oustaloup d'un dérivateur généralisé, dont l'action différentielle couvre tout l'espace des fréquences, elle repose sur une distribution récursive d'une infinité de zéros et de pôles réels négatifs. Dans le cadre d'une synthèse réaliste(pratique) fondée sur un nombre fini de zéros et de pôles, il convient de réduire le comportement différentiel généralisé sur un intervalle fréquentiel borné, choisi selon les besoins de l'application [29].

Ainsi, l'approximation de l'opérateur $s^\alpha, \alpha \in \mathcal{R}^+$, dans une bande de fréquence $[w_b, w_h]$ est donnée par une fonction rationnelle [1] :

$$\hat{G}(s) = C \prod_{k=0}^{N-1} \frac{1+s/w_k}{1+s/w'_k} \quad \text{II.12}$$

En utilisant l'ensemble des formules de synthèse suivantes :

$$w'_0 = \alpha^{0.5} \cdot w_u ; w_0 = \alpha^{0.5} w_u ; \frac{w'_{k+1}}{w'_k} = \frac{w_{k+1}}{w_k} = \alpha \cdot \eta > 1 \quad \text{II.13}$$

$$\frac{w'_{k+1}}{w_k} = \eta > 1 ; \frac{w_k}{w'_k} = \alpha > 0 ; N = \frac{\log(w_N/w_0)}{\log(\alpha \cdot \eta)} ; \mu = \frac{\log \alpha}{\log(\alpha \cdot \eta)} \quad \text{II.14}$$

Où :

w_u : Est la fréquence de gain unité et la fréquence centrale d'une bande de fréquence distribuée géométriquement autour.

Soit :

$$w_u = \sqrt{w_h \cdot w_b} w_h$$

Avec :

$w_h \cdot w_b$: sont la haute et la basse fréquence respectivement.

II.4.2 Méthode de Charef : fonction de singularité

Dans le but d'implémenter des modèles d'ordre fractionnaire dans les schémas présentés dans ce travail, nous utiliserons la méthode appelée « méthode de la fonction de singularité » développée par Charef et al. La méthode d'approximation sera différente selon que le transfert d'ordre fractionnaire à approximer soit de premier ou du second ordre [11].

II.4.2.1 Système du premier ordre fractionnaire

Pour un système d'ordre fractionnaire du premier ordre [11] :

$$G(s) = \frac{1}{(1+\frac{s}{p_T})^\beta} \quad \text{II.15}$$

On peut réécrire cette fonction comme suit :

$$G(s) = \frac{1}{(1+\frac{s}{p_T})^\beta} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\prod_{i=0}^{N-1} (1+\frac{s}{z_i})}{\prod_{i=0}^N (1+\frac{s}{p_i})} \quad \text{II.16}$$

Où :

- (N+1) : est le nombre total des singularités qui peut être déterminé par la bande de fréquence du système.
- L'équation (II.16) peut être tronquée à un nombre fini N, et l'approximation devienne :

$$G(s) = \frac{1}{(1+\frac{s}{P_T})^\beta} \approx \frac{\prod_{i=0}^{N-1}(1+\frac{s}{Z_i})}{\prod_{i=0}^N(1+\frac{s}{P_i})} \quad \text{II.17}$$

Les pôles et les zéros de la fonction de singularité peuvent être obtenus comme suit

$$\bullet \quad p_i = (ab)^i p_0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad \text{II.18}$$

$$\bullet \quad p_i = (ab)^i a p_0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, N - 1 \quad \text{II.19}$$

Avec :

$$\bullet \quad p_0 = P_T 10^{\frac{\epsilon p}{20\beta}} \quad \text{II.20a}$$

$$\bullet \quad a = 10^{\frac{\epsilon p}{10(1-\beta)}} \quad \text{II.20b}$$

$$\bullet \quad b = 10^{\frac{\epsilon p}{10\beta}} \quad \text{II.20c}$$

Et :

ϵp : est l'erreur tolérée en dB

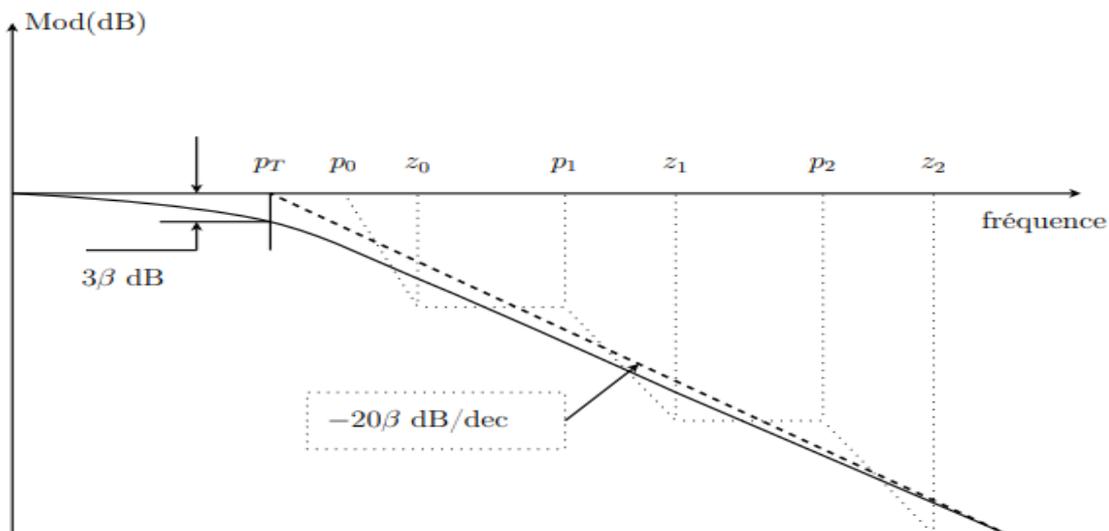


Figure (II.1) : Diagramme de Bode de $1/[(1+s/P_T)]^\beta$

Avec une pente de **-20dB/dc** et son approximation par des lignes droites en zig-zig avec des pentes individuelles de **-20dB/dc** et **0dB/dc**.

II.4.2.2 Système du second ordre fractionnaire

Pour un système de second ordre décrit par l'équation suivante [11] :

$$G(s) = \frac{1}{(\frac{s^2}{w_n^2} + 2\xi\frac{s}{w_n} + 1)^\beta} \quad \text{II.21}$$

Avec :

β : un nombre réel positif

Tel que :

$0 < \beta < 1$

On peut distinguer deux cas :

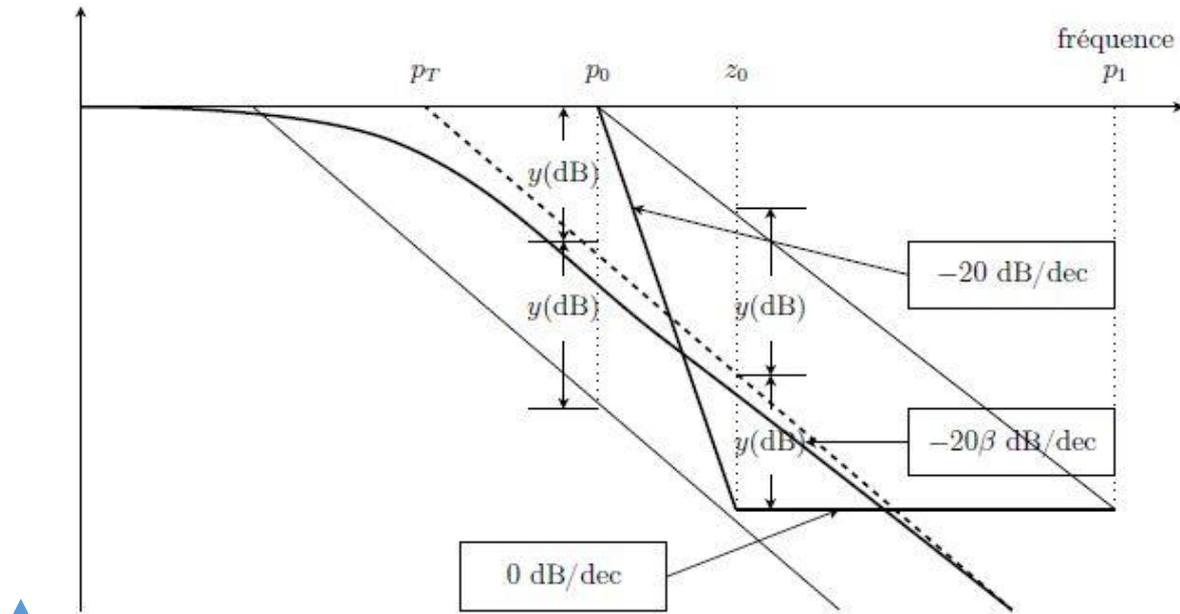


Figure (II.2): Diagramme de Bode de $1/[(s^2/(w_n^2) + 2\xi s/w_n + 1)]^\beta$

La figure (II.2) montre comment choisir les singularités pour l'approximation en maintenant un écart constant entre la ligne a -20dB/de et les lignes droites en zig-zag

- **Cas où :** $0 < \beta < 0.5$

On peut exprimer la fonction **II.21** comme suit :

$$G_e(s) = \frac{(\frac{s}{w_n} + 1)(\frac{s}{w_n + 1})^\eta}{(\frac{s^2}{w_n^2} + 2\alpha\frac{s}{w_n} + 1)} \tag{II.22}$$

Avec : $\alpha = \xi^\beta$ et $\eta = 1 - 2\beta$, ce qui peut aussi être approximé par la fonction :

$$G_e(s) \approx \frac{(\frac{s}{w_n} + 1) \prod_{i=0}^{N-1} (1 + \frac{s}{z_i})}{(\frac{s^2}{w_n^2} + 2\alpha\frac{s}{w_n} + 1) \prod_{i=0}^N (1 + \frac{s}{p_i})} \tag{II.23}$$

Les singularités (pôles P_i et zéros Z_i) sont données par les formules suivantes :

$$\bullet \quad p_i = (ab)^{i-1} z_1 \quad i = 1, 2, 3 \dots, N \quad \text{II.24}$$

$$\bullet \quad z_i = (ab)^{i-1} z_1 \quad i = 2, 3 \dots, N - 1 \quad \text{II.25}$$

Avec :

$$\bullet \quad Z_1 = w_n \sqrt{b} \quad \text{II.26a}$$

$$\bullet \quad \alpha = 10^{\frac{\epsilon p}{10(1-\eta)}} \quad \text{II.26b}$$

$$\bullet \quad b = 10^{\frac{\epsilon p}{10\eta}} \quad \text{II.26c}$$

$$\bullet \quad \eta = \frac{\log(a)}{\log(ab)} \quad \text{II.26d}$$

Où :

- ϵp : Est l'erreur tolérée en dB.
- L'ordre d'approximation N est calculé en fixant la bande de fréquence de travail, spécifiée par w_{max}

Tel que :

$P_{N-1} < w_{max} < P_N$, ce qui mène à la valeur suivante :

$$\bullet \quad N = \text{partie entière de} \left[\frac{\log\left(\frac{w_{max}}{P_1}\right)}{\log(ab)} + 1 \right] + 1$$

- $G_e(s)$: Peut alors être écrite sous la forme d'une fonction paramétrique d'ordre $N+2$.

$$G_e(s) = \frac{b_{m0}s^N + b_{m1}s^{N-1} + \dots + b_{mN}}{s^{N+2} + a_{m1}s^{N+1} + \dots + a_{mN}} \quad \text{II.27}$$

- Les coefficients a_{mi} et b_{mi} : sont calculés à partir des singularités P_i, Z_i ainsi que α et w_n

❖ **Cas où** : $0.5 < \beta < 1$

La fonction d'approximation est donnée comme suit :

$$G_e(s) = \frac{\left(\frac{s}{w_n} + 1\right)}{\left(\frac{s^2}{w_n^2} + 2\alpha \frac{s}{w_n} + 1\right) \left(\frac{s}{w_{n+1}}\right)^\eta} \quad \text{II.28}$$

Où :

$\alpha = \xi^\beta$ et $n = 1 - 2\beta$, qui est développée comme précédemment avec les valeurs singulières suivante :

$$\bullet P_i = (ab)^{i-1}p_1 \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad \text{II.29}$$

$$\bullet Z_i = (ab)^{i-1}ap_1 \quad i = 2, 3, \dots, N - 1 \quad \text{II.30}$$

Avec :

$$\bullet Z_1 = w_n \sqrt{b} \quad \text{II.31a}$$

$$\bullet \alpha = 10^{\frac{\epsilon p}{10(1-\eta)}} \quad \text{II.31b}$$

$$\bullet b = 10^{\frac{\epsilon p}{10\eta}} \quad \text{II.31c}$$

$$\bullet \eta = \frac{\log(a)}{\log(ab)} \quad \text{II.31d}$$

ϵp : est l'erreur tolérée en dB.

$G_e(s)$: peut alors être écrite sous la forme de la fonction paramétrique **II.28**.

II.5 Conclusion

Au début de ce chapitre nous avons donné quelques rappels historiques et des notions essentielles pour la compréhension de notre travail sur les systèmes de commande et les domaines d'application des systèmes d'ordre non entier. Ensuite nous avons présenté les différentes définitions de base du calcul d'ordre fractionnaire avec les approches de Caputo, Riemann-Liouville et de Grünwald-Letnikov et ses propriétés.

Finalement, nous avons présenté la méthode d'approximations de Charef sur laquelle notre travail est basé.

La commande adaptative a modèle interne avec ses lois de commande et sa structure de régulation. Sera présentée dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande adaptative à modèle interne

III.1 Introduction

Les objectifs principaux considérés lors de la conception d'un système de commande sont la précision, la rapidité de réponse et la stabilité ou un critère de performance incorporant, et la robustesse ou l'insensibilité face au variation des paramètres et aux perturbations qui est un objectif très important. Les variations paramétriques d'un processus réel dans le temps, suivant les changements de l'environnement influents sur la régulation des systèmes bouclés avec des contrôleurs à paramètres fixes et rendent le système très difficile à commander [38]. Dans telles circonstances il peut être nécessaire de réajuster les paramètres de contrôle ou même de redéfinir les stratégies de contrôle.

Il existe plusieurs techniques qui sont disponibles pour la commande des systèmes, dans ce travail nous avons intéressé sur deux commandes ; l'une est une commande adaptative, l'autre est la commande à modèle interne.

La commande adaptative est une technique qui remonte aux années 1950 lorsque les automaticiens se sont aperçus qu'un contrôleur à paramètres fixes n'est pas toujours capable d'assurer les performances souhaitées dans le cas où les caractéristiques du système variaient au cours du temps. L'idée de cette commande consiste à ajuster en permanence les paramètres du contrôleur afin de faire tendre l'erreur de poursuite de la trajectoire vers zéro [39].

D'autre part, le contrôle à modèle interne (CMI) est un contrôle simple et populaire, développée depuis les années quatre-vingt du siècle dernier. Il s'agit d'une nouvelle stratégie de contrôle prédictif avec ses excellentes performances dans de nombreux domaines de contrôle.

III.2 Commande à modèle interne (CMI)

III.2.1 Définition

Une technique originale de synthèse d'une commande performante basée sur la notion de « modèle interne » est appelée La commande à modèle interne, en anglais IMC (Internal model control), est une méthode pour la conception des régulateurs qui été proposée par « **GARCIA** » et « **MORRARI** » au début des années 80, elle repose sur une théorie simple, un réglage intuitif et clair des paramètres, une robustesse parfaite et une bonne capacité de contrôle [40].

La philosophie de la CMI repose sur le principe du modèle international, selon lequel le contrôle n'est réalisable que si une représentation implicite ou explicite du processus décrit le système de contrôle. En particulier, si le schéma de contrôle est basé sur un modèle exact du processus, un contrôle parfait est théoriquement possible [41].

La CMI utilise des fonctions de transfert de Laplace à réponse en boucle ouverte avec gain de processus et constante de temps pour prédire un changement de mesure dû à un changement du point de consigne. La philosophie CMI peut également être utilisée pour générer des paramètres pour les contrôleurs. L'algorithme permet à un modèle de traiter la différence et de biaiser le point de consigne pour supprimer le décalage en régime permanent, ce qui devient une méthode de réglage de rétroaction [42].

Ce mode de commande a rencontré le succès dans de nombreuses applications dans différents secteurs, du fait qu'il est facile à régler en ligne et facile à maintenir, comme il présente une très bonne qualité de robustesse face aux variations de structure ou de paramètre du modèle du système. L'intérêt de la commande CMI est de montrer comment on peut réaliser un compromis de performance et robustesse en fonction de variation et l'incertitude des paramètres de conception.

Toutefois sa mise en œuvre n'est possible que pour des systèmes stables, en revanche, pour les procédés instables ; il est nécessaire d'effectuer, préalablement à l'étude d'un bouclage stabilisant [22].

III.2.2 Structure de la commande à modèle interne

Comme son nom l'indique la commande à modèle interne (CMI), elle incorpore une simulation de processus par le modèle interne $\hat{G}(s)$ dans sa structure de commande.

Le système $G(s)$ muni de la structure CMI est schématisé par la figure (II.1). $C(s)$ et $\hat{G}(s)$ sont respectivement les fonctions de transfert du correcteur et du modèle utilisé. Le système est représenté par le transfert $G(s)$ reliant sa sortie à la commande. P représente une perturbation non mesurée et additive sur la sortie de système.

Dans la structure de base de la CMI, la commande u sortie du correcteur $C(s)$ est appliquée simultanément au système $G(s)$ et à son modèle $\hat{G}(s)$. La CMI exploite alors cet écart de comportement pour corriger l'erreur sur la consigne. Le signal d'erreur comprend l'influence des perturbations extérieures ainsi que les erreurs de modélisation [43].

La figure ci-dessous illustre la structure de base de la CMI.

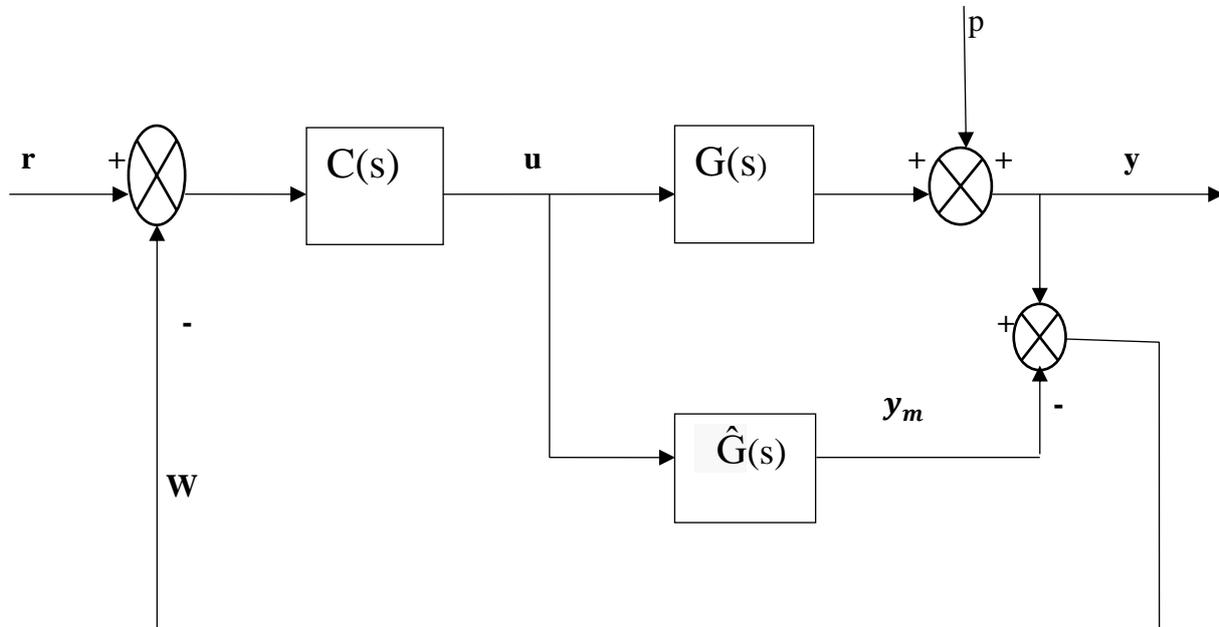


Figure (III.1) : Structure de base de la CMI

D'où :

- $G(s)$: le système.
- y : la sortie de système.
- $\hat{G}(s)$: le modèle de système, obtenu par l'identification de système.
- $C(s)$: le correcteur.
- r : la consigne ou l'excitation.
- p : représente une perturbation.

III.2.3 Propriétés de la commande à modèle interne

D'après l'étude de la structure de la CMI on peut établir l'équation de fonctionnement suivante, liant la sortie y à l'entrée r et à la perturbation p

- Le signal d'écart w entre la sortie perturbée par le signal p du processus et celle du modèle peut être exprimé par [42].

$$u = c(s)(r - w) \quad \text{III.1}$$

$$w = y - y_m \quad \text{III.2}$$

$$y = G(s)u + p \quad \text{III.3}$$

$$y_m = \hat{G}(s)u \quad \text{III.4}$$

$$w = p + u(G(s) - \hat{G}(s)) \quad \text{III.5}$$

- Le signal de commande u peut être décrit en fonction du signal de référence r et du signal de perturbation p par :

$$u = C(s)(r - p) - C(s)(G(s) - \hat{G}(s))u \quad \text{III.6}$$

$$u(1 + C(s)(G(s) - \hat{G}(s))) = C(s)(r - p) \quad \text{III.7}$$

$$u = \frac{C(s)(r-p)}{(1+C(s)(G(s)-\hat{G}(s)))} \quad \text{III.8}$$

- On remplace l'équation (III.8) dans (III.3) :

On obtient :

$$y = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)(G(s)-\hat{G}(s))}r + \frac{1-C(s)G(s)}{1+C(s)(G(s)-\hat{G}(s))}p \quad \text{III.9}$$

III.2.4 Stabilité de la commande à modèle interne

Le choix du modèle est très important pour l'analyse de stabilité de la CMI, cela conduit à deux cas différents [42] :

III.2.4.1 Cas de modèle parfait

Dans le cas de modèle parfait, où le modèle est identique au système, le signal d'écart w entre la sortie y (perturbée) et celle de modèle y_m appliquée au retour, se réduit à la perturbation (p), alors la structure devienne équivalente à une boucle ouverte (BO) et le problème posé à la stabilité disparaît.

Le système présente en boucle fermé (BF) est stable si seulement le système et le correcteur est stable [42].

Dans ce cas, L'équation (III.9) devienne :

$$y = C(s)G(s)r + (1 - C(s)\hat{G}(s))p \quad \text{III.10}$$

Si :

$$C(s) = \hat{G}^{-1}(s)$$

Donc :

$C(s) = G^{-1}(s) \longrightarrow$ modèle parfait

La sortie s'exprime par : $y=r$

Permettant d'avoir une suite parfaite de la sortie y et l'entrée r .

Remarque

Si le système est stable, le régulateur choisi pour la commande à modèle interne est l'inverse du modèle du processus, dans ce cas, l'erreur entre la sortie du procédé et sa référence est asymptotiquement nulle, quel que soit l'erreur de modélisation.

III.2.4.2 Cas de modèle imparfait

Dans le cas où le modèle est imparfait, tel que il présente un écart de comportement dynamique par rapport au système, le signal de retour w est la fonction de la différence entre la sortie du système y et celle du modèle y_m , d'une part, et de la perturbation p , d'autre part, comme indiqué par l'expression (III.9). Ainsi, cet écart de modélisation entre $G(s)$ et $\hat{G}(s)$, peut engendrer des instabilités [43].

III.2.5 Structure de la commande à modèle interne modifiée

La stabilité des systèmes est le rôle de :

- Correcteur $C(s)$.
- Procédé $G(s)$.
- Le modèle $\hat{G}(s)$.
- La valeur des racines de l'équation caractéristique $(1 + C(s)(G(s) - \hat{G}(s))) = 0$.

D'autre terme, elle dépend de la synthèse du correcteur $C(s)$ et de l'écart $(G(s) - \hat{G}(s))$.

Pour régler ce problème de l'instabilité, les chercheurs ont proposés de résoudre le problème de la synthèse de correcteur par un filtre passe-bas, où ce dernier est utilisé pour assurer la robustesse du système de contrôle. La constante de temps du filtre, en tant que seul paramètre de réglage de cette conception, peut être calibrée pour obtenir la largeur de bande souhaitée du système de commande, garantissant ainsi la robustesse. Ce filtre sera placé dans la chaîne ou dans la boucle de retour. Pour cela l'équation caractéristique devienne [43] :

$$(1 + C(s)F(s)(G(s) - \hat{G}(s))) = 0$$

III.11

La structure modifiée de la I peut se schématisée par la figure suivante :

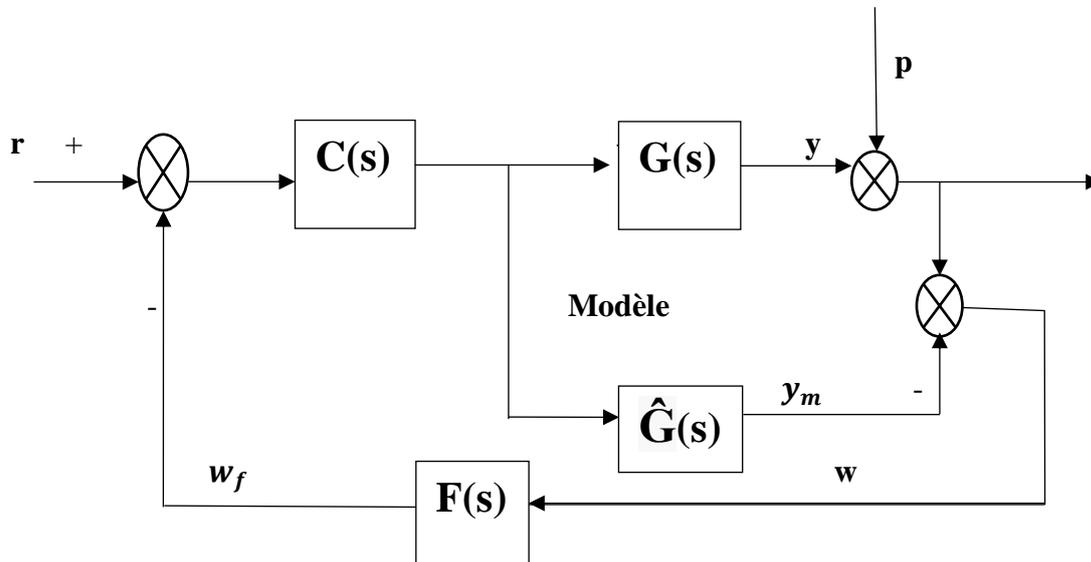


Figure (III.2) : Structure modifiée de la CMI

III.2.6 Domaines d'application de la commande à modèle interne

La CMI a fait ses preuves dans de nombreux domaines de contrôle, telles que [44] :

- Le contrôle de processus.
- Les systèmes d'entraînement électrique.
- Les systèmes d'alimentation.
- Traitement du signal.
- Électronique de puissance.
- Modélisation de procédé de traitement des eaux et reconstruction de grandeurs physico-chimique.

III.3 Commande adaptative

III.3.1 Définition

La commande adaptative est définie comme un ensemble de techniques permettant au régulateur de s'adapter de lui-même aux changements du processus. En conséquence, l'objectif de la commande adaptative est l'ajustement automatique en ligne des régulateurs des boucles

de commande, afin de réaliser ou maintenir de façon identique un certain niveau de performances, quand les paramètres du procédé à commander varient dans le temps [45].

Un système adaptatif peut également s'envisager comme une structure à deux boucles, une boucle principale classique qui prend en compte les variations des signaux d'entrée et de sortie et une boucle secondaire qui réagit aux variations des paramètres du processus : c'est elle qui rend le système adaptatif. Les différentes méthodes de commande adaptative se différencient par la structure choisie pour réaliser la remise à jour en temps réel des paramètres du régulateur en fonction des variations du processus à commander [41]

III.3.2 Principe de la commande adaptative

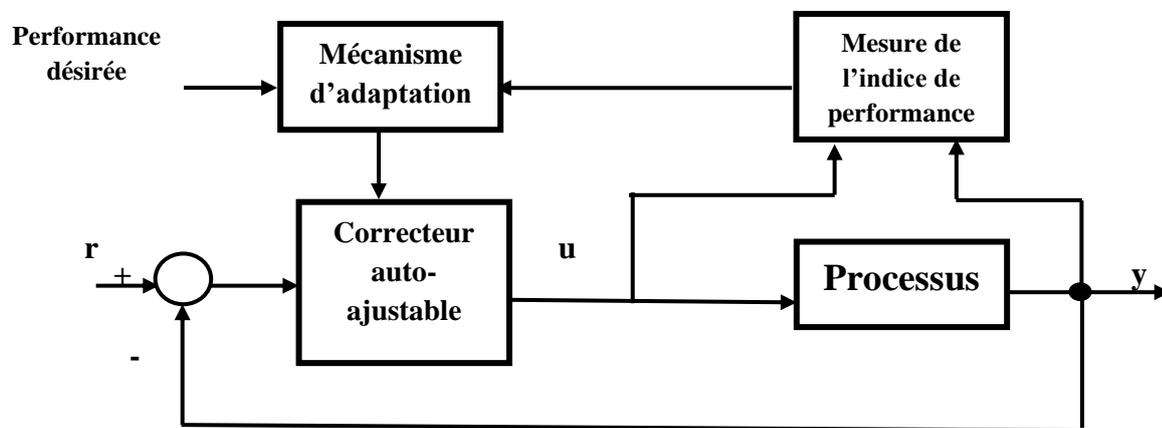


Figure (III.3) : Principe des systèmes de commande adaptative

III.3.3 Classification des approches de la commande adaptative

Les approches de la commande adaptative peuvent être classées en deux catégories :

- Commande adaptative directe.
- Commande adaptative indirecte.

III.3.4.1 Commande adaptative indirecte

Au lieu de mesurer en temps réel des paramètres d'un système on peut les estimer, alors on parle de l'identification des paramètres en temps réel et non de la mesure ou bien la commande adaptative indirecte. Les paramètres du système à commander sont estimés en ligne et utilisés pour calculer les paramètres du régulateur. A chaque instant t , le système estimé est formé et traité comme s'il était le véritable système à commander, à partir duquel on fait le calcul des paramètres du régulateur.

Cette approche également désigné sous le nom de la commande adaptative explicite, parce que la conception est basée sur un modèle explicite du système [39].

Le schéma de la commande adaptative indirecte est présenté par la figure suivante :

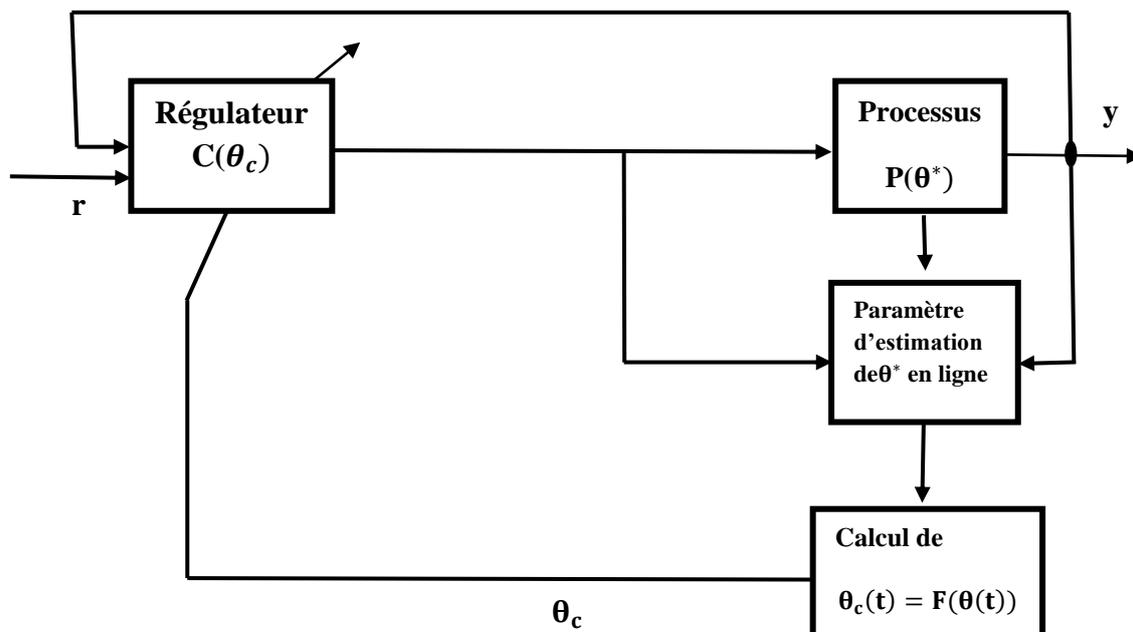


Figure (III.4) : Commande adaptative indirecte

III. 3.4.2 Commande adaptative direct

La deuxième approche est appelée une commande adaptative directe, contrairement à la commande adaptative indirecte par ce qu'elle consiste à calculer les paramètres du régulateur, mais sans identifier explicitement les paramètres du système, donc en une seule étape, justifiant ainsi la terminologie de commande directe. Cette technique utilise souvent les algorithmes plus rapide et favorise une application en temps réel, ou l'ajustement des paramètres de contrôleur est fait directement avec un algorithme d'adaptation paramétrique sans passer par l'identification des processus à commander (sans calculs intermédiaires impliquant des estimations de paramètres du système dynamique). Cette approche est appelée aussi commande adaptative implicite [39].

Le schéma de la commande adaptative directe est présenté par la figure suivante :

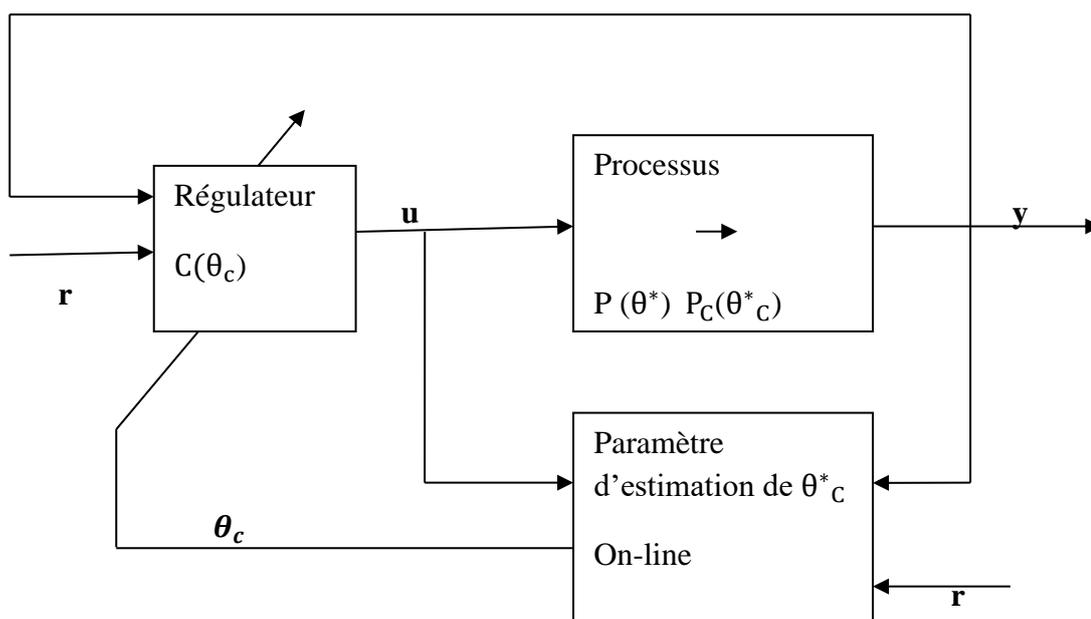


Figure (III.5) : Schéma d'une commande adaptative directe

III.4 Commande adaptative à modèle interne (CAMI)

Le contrôle à modèle interne (CMI) peut offrir de nombreuses propriétés intéressantes, telles qu'une conception simple, une bonne capacité de rejet des perturbations, etc. En raison de ses avantages, l'CMI a été largement utilisé dans plusieurs domaines. Cependant, l'CMI convient au processus dans lequel les paramètres ne varient pas dans le temps ou où l'erreur de modèle limitée dans une certaine plage. Bien que le décalage entre le système contrôlé et le modèle utilisé soit important, les performances de contrôle sont réduites. De plus, la stabilité du système contrôlé peut être détruite afin de garantir les performances du système à cause de l'existence de variations de paramètres et de perturbations de charge externes. En présence d'une incertitude liée au modèle d'installation, la combinaison de la structure CMI et de l'ajustement de paramètres conduit à une adaptation de la commande à modèle interne (CAMI). Actuellement, la méthode de contrôle a été appliquée dans certains systèmes tels que les robots manipulateurs et les systèmes d'armes [46].

Dans cette partie nous montrons comment on peut adapter la commande à modèle interne (combinaison de l'adaptation avec la structure de la CMI) pour obtenir un schéma d'une commande adaptative à modèle interne (CAMI), possédant des garanties de stabilité théoriquement prouvable.

D'abord la structure de la CMI est examinée par un contexte du paramétrage de Youla de tous les contrôleurs stabilisants, puis montré comment pour un système stable on peut adapter le modèle interne et garantir sa stabilité dans le cas idéal (absence des erreurs de modélisation) [47].

III.4.1 Commande adaptative à modèle interne (le cas d'ordre entier)

Dans cette partie, nous dérivons la structure de commande à modèle interne adaptative (CAMI) basée sur le schéma de la CMI [46].

III.4.1.1 Structure de la commande à modèle interne pour les processus stables

On prend en considération la configuration standard du retour d'unité (feedback) montré à la **Figure III.6**[46].

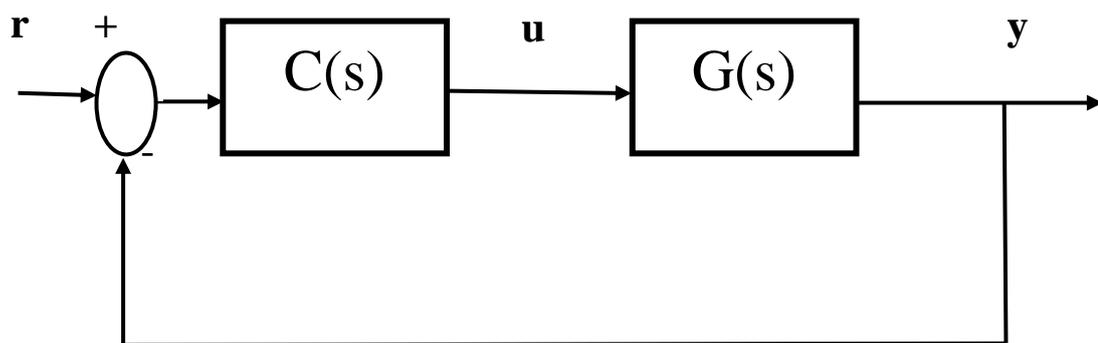


Figure (III.6) : Système à feedback unitaire standard

Où :

- **u, y** : représentent respectivement l'entrée de processus et les signaux de sortie.
- **r** : est le signal de référence.
- **G(s), C(s)** : sont respectivement les fonctions de transfert appropriées de processus et du correcteur.

En théorie du contrôle, Le paramétrage de Youla est une formule qui décrit tous les contrôleurs de retour stabilisants possibles, pour une installation donnée **G**, en fonction de paramètre **Q**.

Soit :

- **G(s)** : une fonction de transfert d'un système stable.

L'ensemble de tous les contrôleurs de stabilisation appropriés pour $G(s)$ peut être défini par :

$$\frac{Q(s)}{1-G(s)Q(s)}, Q(s) \in \Omega \quad \text{III.12}$$

Où :

- $Q(s)$: est une fonction propre et stable.
- Ω : c'est l'ensemble des fonctions stables et appropriées de s .

La fonction de transfert $G(s)$ peut être factorisée comme suit :

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad \text{III.13}$$

Où :

$N(s), D(s)$: sont des fonctions de transfert rationnelles stables et appropriées de s .

Maintenant :

résolvez l'identité de la forme de Bézout suivante :

$$X(s)N(s) + Y(s)D(s) = 1 \quad \text{III.14}$$

Où :

$X(s)$ et $Y(s)$: une solution de l'identité de Bézout qui doivent également être correctes et stables.

Après avoir trouvé X, Y correct et stable, nous pouvons définir un contrôleur de stabilisation de la forme :

$$C(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} \quad \text{III.15}$$

Une fois que nous avons un contrôleur de stabilisation sous les mains, nous pouvons définir tous les contrôleurs de stabilisation à l'aide d'un paramètre $Q(s)$ correct et stable.

L'ensemble de tous les contrôleurs de stabilisation est défini comme suit :

$$C(s) = \frac{X(s)+D(s)Q(s)}{Y(s)-N(s)Q(s)}, Q(s) \in \Omega \quad \text{III.16}$$

Où :

$Q(s)$ varie sur l'ensemble de tous les fonctions de transferts rationnels stables.

On suppose maintenant que, le système $G(s)$ est stable en boucle ouverte. Alors, un choix possible des facteurs co-premier est $N(s) = G(s)$ et $D(s) = 1$, de sorte que l'identité de Bézout soit vérifiée avec $X(s) = 0$ et $Y(s) = 1$. Il vient ensuite de l'équation (III.16) que tout compensateur stabilisateur $C(s)$ est donné par :

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - G(s)Q(s)} \quad \text{III.17}$$

Où :

$Q(s)$: varie sur l'ensemble de toutes les fonctions de transfert rationnelles et stables.

Ce compensateur lorsqu'il est inséré dans la configuration de La Figure (III.6) mène au système paramétré par la méthode de Youla présentée à la (Figure III.7) suivante :

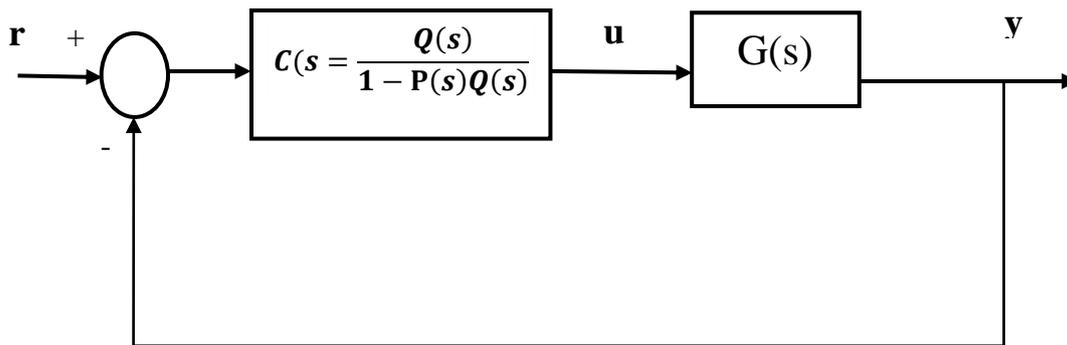


Figure (III. 7) : Système paramétré par Youla (processus stable)

En conservant le même comportement d'entrée-sortie externe, le Système précité peut être transformé successivement dans la configuration illustrée à la Figure (III.8) et (III.9).

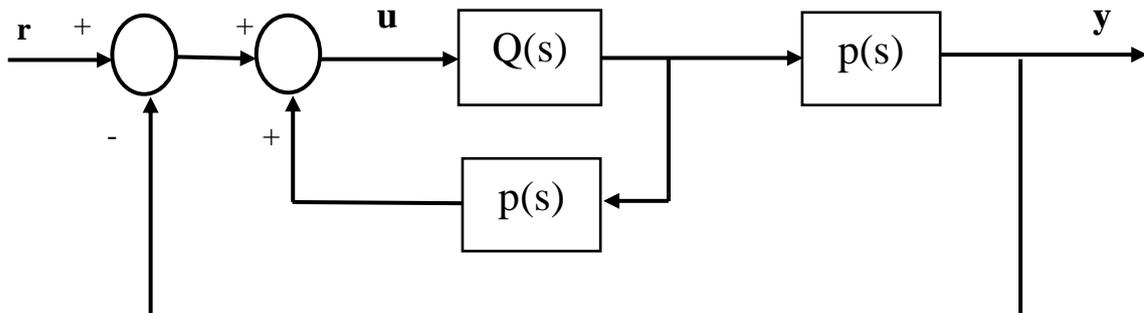


Figure (III. 8) : Système de feedback unitaire

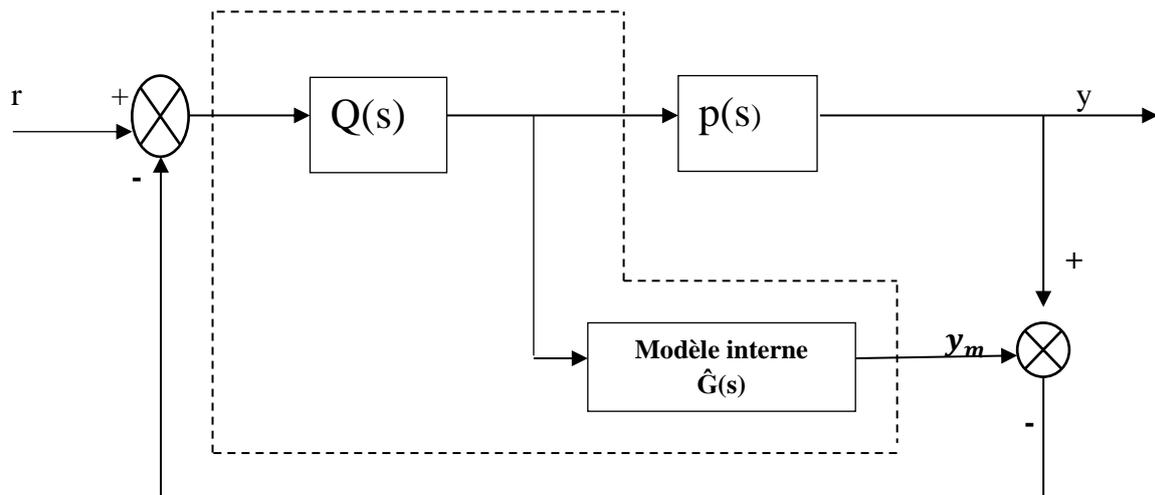


Figure (III.9) : Configuration de la commande à modèle interne

La figure (III.9) illustre une configuration qui est appelée la structure de la commande à modèle interne (CMI), Parce que le contrôleur dans cette configuration incorpore un modèle explicite de processus. Donc la structure CMI populaire pour les processus stables est un cas particulier du paramétrage Youla de tous les compensateurs stabilisants.

Puisque $Q(s)$ est le paramètre Youla, alors on peut dire que la configuration CMI de la figure (III.9), soit stable si et seulement si $Q(s)$ est une fonction de transfert stable. De plus, la mise en œuvre de la structure CMI n'est appropriée que pour les installations stables en boucle ouverte. En effet, une installation instable dans cette configuration continuera à être instable en boucle fermée, car la correspondance parfaite entre le processus et le modèle garantissent qu'il n'existe effectivement aucun signal de retour pour la stabilisation.

III.4.1.2 Structure de la commande adaptative à modèle interne CAMI (le cas d'ordre entier)

La conception de la loi adaptative est réalisée en utilisant une approche standard de la littérature d'identification.

Nous considérons l'équation de processus suivante [24] :

$$y = G(s)u = \frac{Z_0(s)}{R_0(s)} u \quad \text{III.18}$$

Où :

- $R_0(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0$

$$\bullet \quad Z_0(s) = b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0$$

Filtrer les deux côtés par $\frac{1}{\Delta(s)}$

Où :

$\Delta(s)$ est une valeur arbitraire Polynôme de Hurwitz Monique de degré n :

$$\Delta(s) = s^n + \lambda_{n-1} s^{n-1} + \dots + \lambda_1 s + \lambda_0$$

On obtient :

$$y = \frac{\Delta(s) - R_0(s)}{\Delta(s)} y + \frac{Z_0(s)}{\Delta(s)} u \quad \text{III.19}$$

Où :

$$y = \theta_1^{*T} \frac{a_n(s)}{\Delta(s)} y + \theta_2^{*T} \frac{a_m(s)}{\Delta(s)} u \quad \text{III.20}$$

Où :

$$a_n(s) = [s^{n-1} \ s^{n-2} \ \dots \ 1]^T$$

$$a_m(s) = [s^m \ s^{m-1} \ \dots \ 1]^T$$

Et :

θ_1^* et θ_2^* sont des vecteurs contenant les coefficients de $\Delta(s) - R_0(s)$ et $Z_0(s)$ respectivement, définissant :

$$\phi_1 = \frac{a_n(s)}{\Delta(s)} y$$

$$\phi_2 = \frac{a_m(s)}{\Delta(s)} u$$

$$\theta^* = [\theta_1^{*T} \ \theta_2^{*T}]^T$$

$$\theta^* = [b_m, \dots, b_0, a_{n-1}, \dots, a_0]^T$$

$$\phi = [\phi_1^T \ \phi_2^T]^T$$

$$\phi = \left[\frac{s^{m-1}}{\Delta(s)} u, \dots, \frac{1}{\Delta(s)} u, \frac{s^{n-1}}{\Delta(s)} y, \dots, \frac{1}{\Delta(s)} y \right]^T$$

Le processus dans l'équation (III.19) peut être réécrit comme suit :

$$y = \theta^{*T} \phi q \tag{III.21}$$

Qui se présente sous la forme du modèle paramétrique linéaire standard, pour lequel on peut utiliser la méthode du gradient pour obtenir la loi adaptative suivante :

$$\dot{\theta} = \varepsilon \gamma \phi, \gamma > 0 \tag{III.22}$$

$$\varepsilon = y - y_m \tag{III.23}$$

$$y_m = \theta^T \phi \tag{III.24}$$

Où $\theta(t)$: est une estimation de $\theta^*(t)$ au temps (t)

La commande adaptative à modèle interne (CAMI) s'obtient en remplaçant le modèle interne sur la figure (III.9) par celui obtenu en équation (III.24). Cela se traduit par une loi de contrôle qui est représenté schématiquement dans la figure (III.11).

Donc :

La loi de commande s'exprime par l'équation suivante :

$$U = Q(s)[r - \varepsilon] \tag{III.25}$$

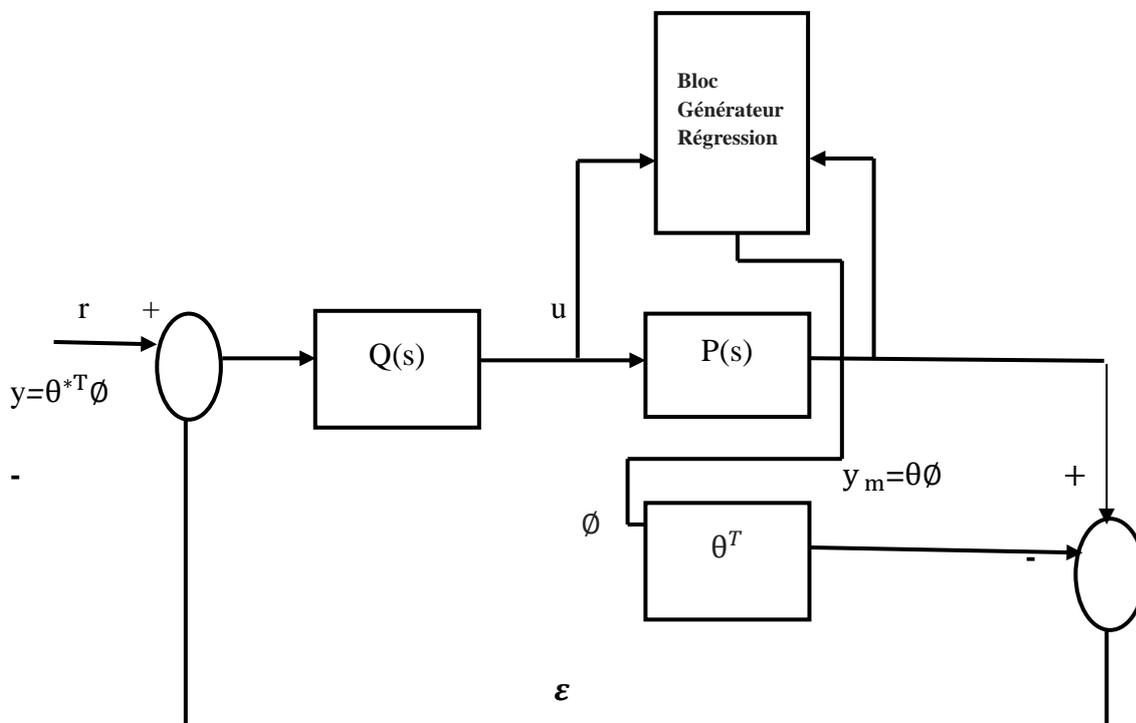


Figure (III.10) : Structure d'une CMI adaptative d'ordre entier

III.4.2 Commande adaptative à modèle interne CAMI (Le cas d'ordre fractionnaire)

Dans cette section, nous allons introduire une fonction de transfert stable $Q_f(s)$ d'ordre fractionnaire, au lieu de paramètre $Q(s)$ de modèle interne dans l'équation (III.25), conservant le même algorithme de contrôle adaptatif décrits aux équations (III.22) et (III.23), (III.24) dans la loi de commande suivante [23] :

$$u = Q_f(s)[r - \varepsilon] \quad \text{III.26}$$

Où :

$Q_f(s)$: est un modèle fractionnaire

La structure de la commande CMI adaptative d'ordre fractionnaire devienne :

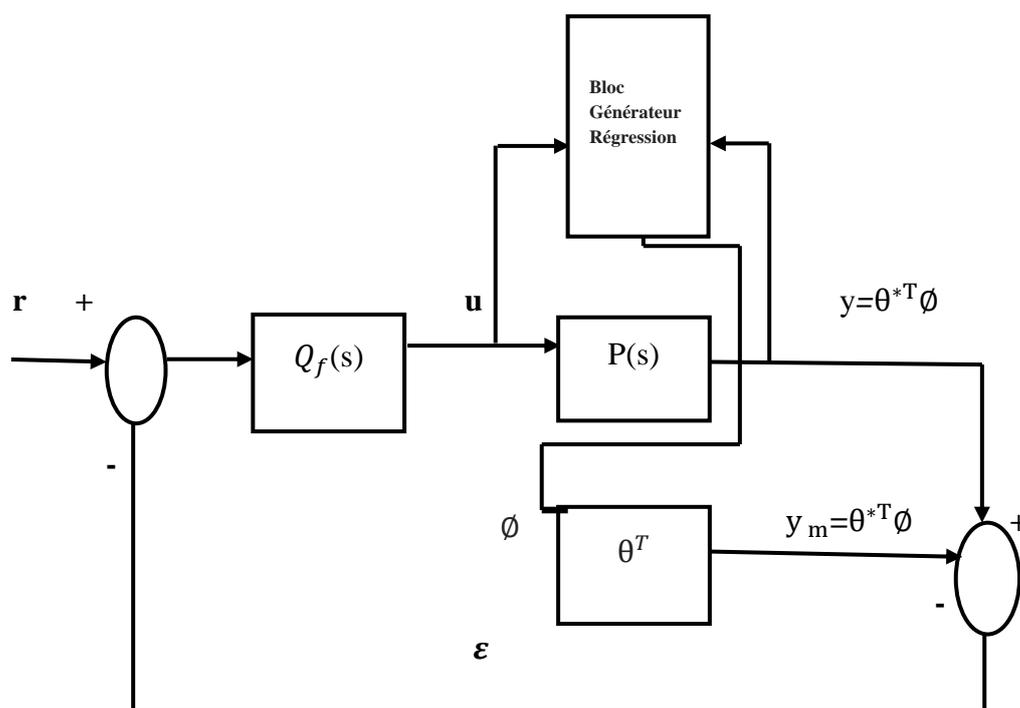


Figure (III.11) : Structure d'une CMI adaptative d'ordre fractionnaire

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la commande adaptative à modèle interne (CAMI) avec ses lois de commande et ses différentes propriétés, et sa structure qui a permis de traiter des systèmes stables. La synthèse de la commande consiste à chercher la structure d'un contrôleur

puis ajuster ses paramètres, de façon à réaliser un suivi parfait du modèle afin de minimiser l'écart entre la sortie de système et son modèle.

La combinaison de la structure CMI avec l'estimation des paramètres conduit à (CAMI), dans lequel le modèle interne est adapté en temps réel, alors que $Q(s)$ est n'importe quelle fonction de transfert fixée de façon arbitraire. Puisque n'importe quelle $Q(s)$ fixée et stable garantit la stabilité de la boucle fermée, on peut s'attendre intuitivement à ce que la stabilité de la boucle fermée puisse être encore garantie si $Q(s)$ était stable par points et variait lentement avec le temps. Cela, avec le fait que n'importe quelle $Q(s)$ stable est acceptable pour la stabilité de la boucle fermée, ouvre la possibilité intéressante de choisir $Q(s)$ de façon optimale en temps réel afin d'améliorer les performances basées sur le modèle interne estimé.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons l'application de la commande adaptative à modèle interne (CAMI) dans le cas entier et le cas fractionnaire, avec des exemples de simulation illustratifs.

Chapitre IV

Application de commande adaptative à
Modèle interne d'ordre fractionnaire

IV.1 Introduction

L'objectif de ce dernier chapitre est l'application de la commande adaptative à modèle interne (CAMI) d'ordre fractionnaire sur les systèmes de premier ordre et de deuxième ordre.

Des exemples de simulation sur Matlab seront donnés pour les différents schémas de la commande étudiée accompagnés d'une comparaison entre les deux cas (entier et fractionnaire) pour montrer l'efficacité et l'amélioration de la qualité de la commande CAMI.

IV.2 Présentation de logiciel utilisé

IV.2.1 Qu'est-ce que Matlab ?

Le logiciel Matlab est un langage de script émulé par un environnement de développement du même nom ; il est utilisé à des fins de calcul numérique. Développé par la société The Math Works. MATLAB permet de manipuler des matrices, d'afficher des courbes et des données, de mettre en œuvre des algorithmes, de créer des interfaces utilisateurs et peut s'interfacer avec d'autres langages comme le C, C++, Java et Fortran. Les utilisateurs de MATLAB sont de milieux très différents comme l'ingénierie, les sciences et l'économie dans un contexte aussi bien industriel que pour la recherche. Matlab peut s'utiliser seul ou bien avec des toolboxes (« boîte à outils »). [48]

IV.2.2 Ses avantages

- Programmation infiniment plus rapide pour le calcul et l'affichage.
- Une librairie très riche.
- Possibilité d'inclure un programme en (C/C++).
- Langage interprété : Pas de compilation donc pas d'attente pour compiler.
- Code facile à comprendre et très lisible.
- Une aide très bien faite.

IV.2.3 Ses inconvénients

- Vitesse de calcul moins rapide que (C/C++).
- Payant.
- Application auto-exécutable peu pratique.

IV.3 Simulation et commentaire

IV.3.1 Simulation

Dans cette partie, nous ferons des essais pour la simulation de $Q(s)$, (quel que soit de premier ordre ou de deuxième ordre dans le cas entier) et monter la validité de la commande étudié dans le cas fractionnaire.

- Considérons un système décrite par la fonction de transfert suivante [24] :

$$p(s) = \frac{4s+4}{s^2+4s+4} \quad \text{IV.1}$$

Où :

- $Z_0 = 4s + 4$
- $R_0 = s^2 + 4s + 4$

- On remplace l'équation (IV.1) dans la fonction suivante :

$$y = p(s) * u \quad \text{IV.2}$$

Nous obtenons :

$$y = \frac{4s+4}{s^2+4s+4} u \quad \text{IV.3}$$

- Filtrant les deux cotés par $\left(\frac{1}{\Delta(s)}\right)$, Où $(\Delta(s))$ est le polynôme de Hurwitz Monique donné par :

$$\Delta(s) = (s + 3)^2 \quad \text{IV.4}$$

- D'après l'équation III.19, et le remplacement des paramètres par les valeurs numériques

Nous obtenons :

$$y = \frac{(s+3)^2 - (s^2+4s+4)}{(s+3)^2} y + \frac{4s+4}{(s+3)^2} u \quad \text{IV.5}$$

- Après la discrétisation avec un temps d'échantillonnage de $(T_e=0.1)$, des équations précédentes (IV.3, IV.5).

On aura les fonctions de transfert discrètes suivantes :

$$- y(z) = \frac{0.345z - 0.3122}{z^2 - 1.637z + 0.6703} u \quad \text{IV.6}$$

$$- y = \frac{0.1687z - 0.1314}{z^2 - 1.482z + 0.5488} y + \frac{0.3127z - 0.2829}{z^2 - 1.482z + 0.5488} u \quad \text{IV.7}$$

IV.3.1.1 Cas entier

✚ Cas entier, premier ordre

- Soit le modèle $Q(s)$ de premier ordre, qui est de la forme de l'équation (II.15) suivante :

$$Q(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{PT}\right)^\beta} \quad \text{IV.8}$$

Avec : $PT = \frac{1}{0.05}$, $\beta = 1$, et par la correspondance avec $Q(s)$, on trouve :

$$Q(s) = \frac{1}{1 + 0.05s} \quad \text{IV.9}$$

Après la discrétisation, gardant le même $T_e = 0.1$:

$$Q(z) = \frac{0.8647}{z - 0.1353} \quad \text{IV.10}$$

- On remplace l'équation (IV.10) dans la loi de commande III.25.

Nous obtenons :

$$u(k+1) = 0.1353 * u(k) + 0.8647 * (r(k) - \text{err}(k)) \quad \text{IV.11}$$

- Les résultats de simulation sont donnés par les figures (IV.1), (IV.2) et (IV.3).

- Après plusieurs testes :

On utilise les paramètres de réglage initiaux suivants :

- $T_e = 0.1$
- $\gamma = 0.003$
- $\theta = [1.9 \ 2 \ -0.7 \ 0.4]'$

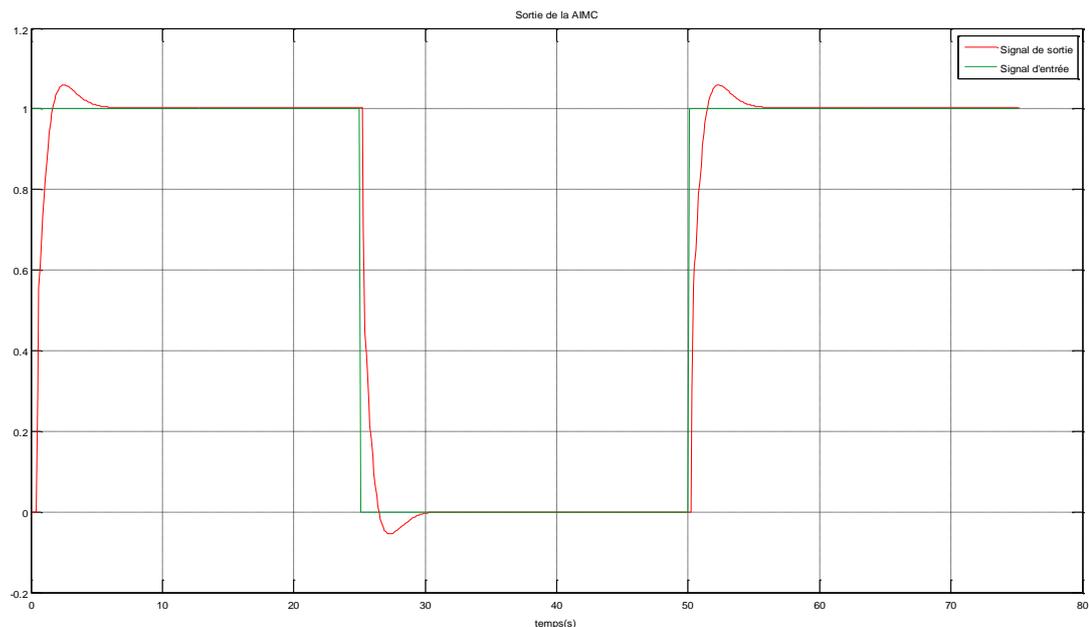


Figure (IV. 1) : Sortie de l'CAMI, dans le cas entier, premier ordre

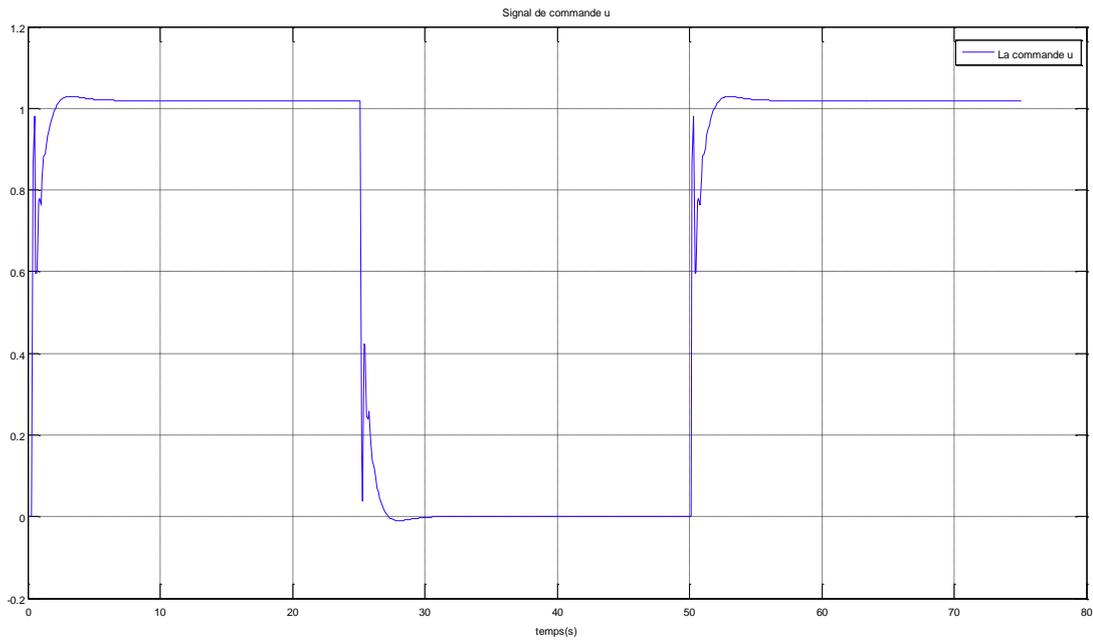


Figure (IV.2) : Signal de commande u, cas entier (premier ordre)

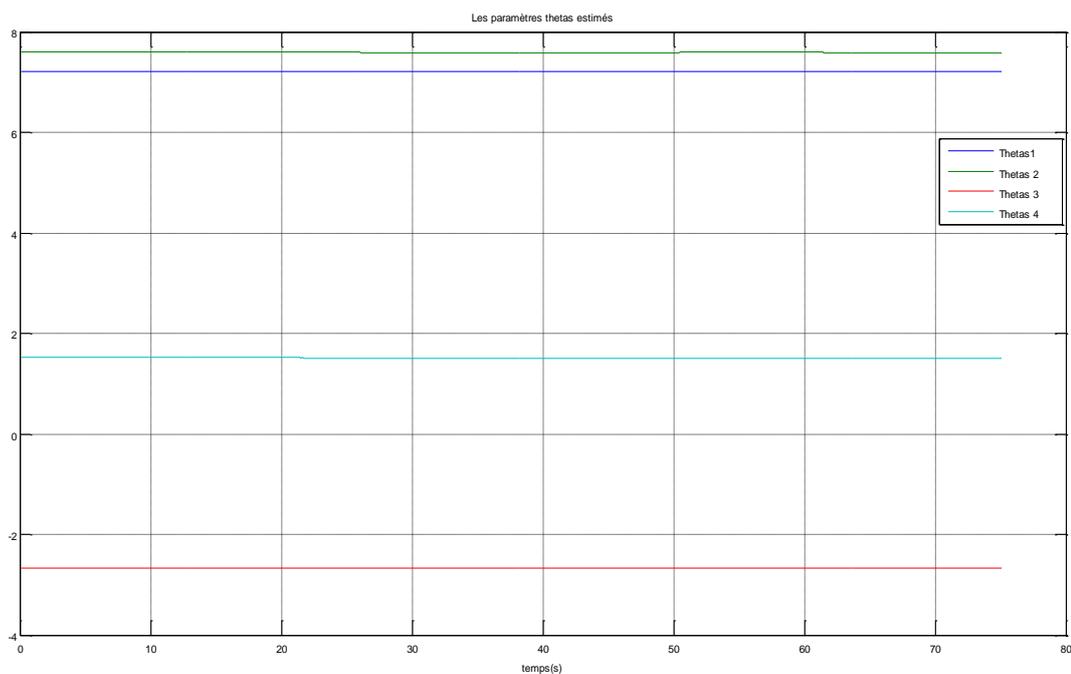


Figure (IV.3) : Vecteur des Paramètres estimés, cas entier (premier ordre)

✚ Cas entier, deuxième ordre

➤ Soit le modèle $Q(s)$ de premier ordre, qui est de la forme de l'équation (II.21) suivante :

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{s^2}{w_n^2} + 2\xi \frac{s}{w_n} + 1\right)^\beta} \tag{IV.11}$$

Avec :

$\beta = 1, w_n = 1$ et $\xi = 0.7$, ce qui donne :

$$Q(s) = \frac{1}{s^2 + 1.4s + 1} \quad \text{IV.12}$$

Après la discrétisation, avec un temps d'échantillonnage de ($T_e=0.1$) :

$$Q(z) = \frac{0.004771 z + 0.004553}{z^2 - 1.86 z + 0.8694} \quad \text{IV.13}$$

➤ On remplace l'équation (IV.13) dans la loi de commande (III.25).

Nous obtenons :

$$U(k+1) = 1.86 * u(k) - 0.8694 * u(k-1) + g * (0.004771 * (r(k) - \text{err}(k)) + 0.004553 * (r(k-1) - \text{err}(k-1))) \quad \text{IV.14}$$

➤ Les résultats de simulation sont donnés par les figures IV.4, IV.5 et IV.6.

➤ Après plusieurs testes :

On utilise les paramètres de réglage initiaux suivants :

- $T_e=0.1$
- $\gamma=0.003$
- $\theta = [1.9 \ 2 \ -0.7 \ 0.4]'$

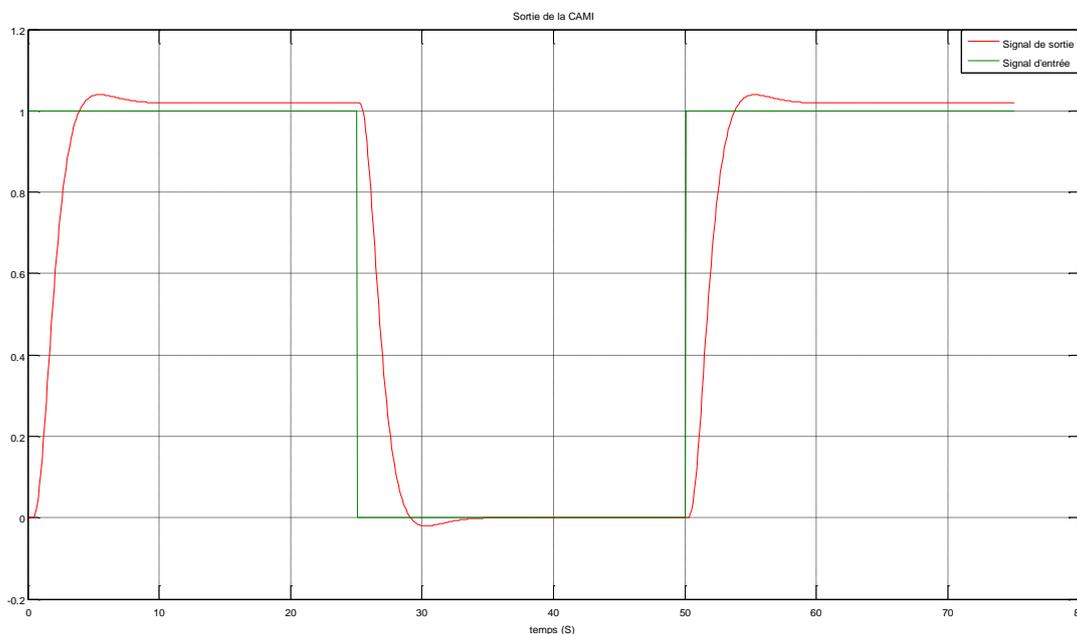


Figure (IV.4) : Sortie de La CAMI, dans le cas entier, deuxième ordre

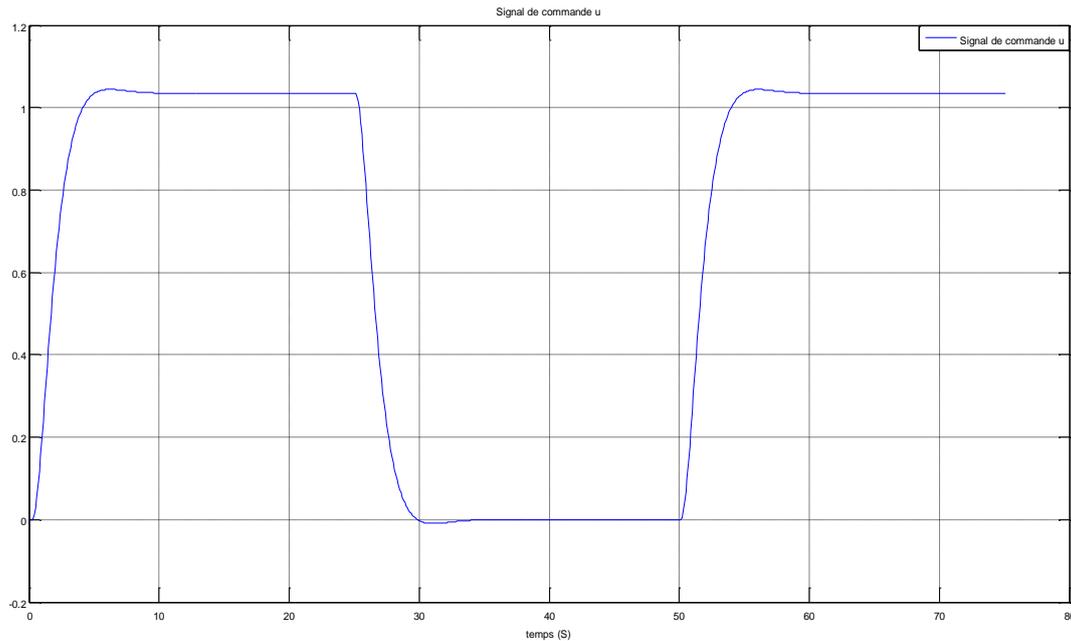


Figure (IV.5) : Signal de commande u, cas entier (deuxième ordre)

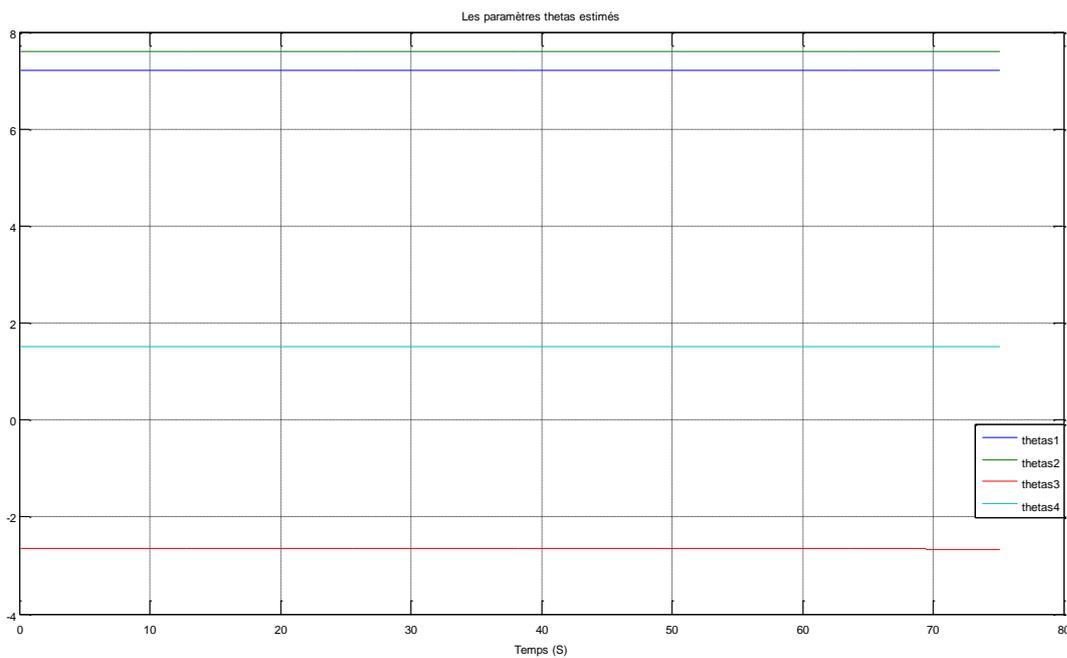


Figure (IV.6) : Vecteur des paramètres estimés, cas entier (deuxième ordre)

IV.3.1.2 Cas du Q(s) fractionnaire premier ordre

Soit le modèle Q(s) de premier ordre qui est de la forme de l'équation (II.15) suivante :

$$G(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{pT}\right)^\beta}$$

IV.14

$$\text{Avec : } PT = \frac{1}{0.05}$$

Alors

$$Q(s) = \frac{1}{(1+0.05s)^\beta} \quad \text{IV.15}$$

➤ Maintenant, nous simulons $Q(s)$ pour différents cas de l'ordre fractionnaire (β) :

- Pour $\beta=0.2$

Dans le cas où $\beta = 0.2$, l'équation IV.15 devienne :

$$Q(s) = \frac{1}{(1+0.05s)^{0.2}} \quad \text{IV.16}$$

➤ Pour mettre en œuvre cette fonction de transfert, il faut d'abord passer par l'approximation, en utilisant la fonction de singularité de Charef, ce qui permet de générer la fonction de transfert approximée, sous les contraintes suivantes :

- L'erreur tolérée est : $\epsilon_p = 2\text{dB}$
- La fréquence max est d'une largeur de : $w_{max} = 1000\text{rad/s}$
- L'ordre d'approximation de : $N=6$

Nous obtenons :

$$\frac{ap}{ch}Q(s) = \frac{5.6 \cdot 10^{-21}s^5 + 2.1 \cdot 10^{-14}s^4 + 4.2 \cdot 10^{-4}s^3 + 4.710^{-5}s^2 + 0.03s + 1}{2.810^{-27}s^7 + 1.0510^{-19}s^6 + 2.1 \cdot 10^{-13}s^5 + 2.4 \cdot 10^{-8}s^4 + 1.5 \cdot 10^{-4}s^3 + 0.05299s^2 + s + 0.05} \quad \text{IV.17}$$

➤ Après la discrétisation, avec un temps d'échantillonnage de ($T_e=0.1$), nous obtenons :

$$\frac{ap}{ch}Q(z) = \frac{0.08z^6 + 0.0071z^5 - 9.4 \cdot 10^{-5}z^4 + 10^{-21}z^3 + 9.3 \cdot 10^{-40}z^2 - 6.2 \cdot 10^{-57}z - 1.4 \cdot 10^{-75}}{z^7 - 1.13z^6 + 0.1347z^5 - 5.2 \cdot 10^{-17}z^4 + 9.8 \cdot 10^{-34}z^3 - 3 \cdot 10^{-51}z^2 - 1.5 \cdot 10^{-68}z - 1.033 \cdot 10^{-87}} \quad \text{IV.18}$$

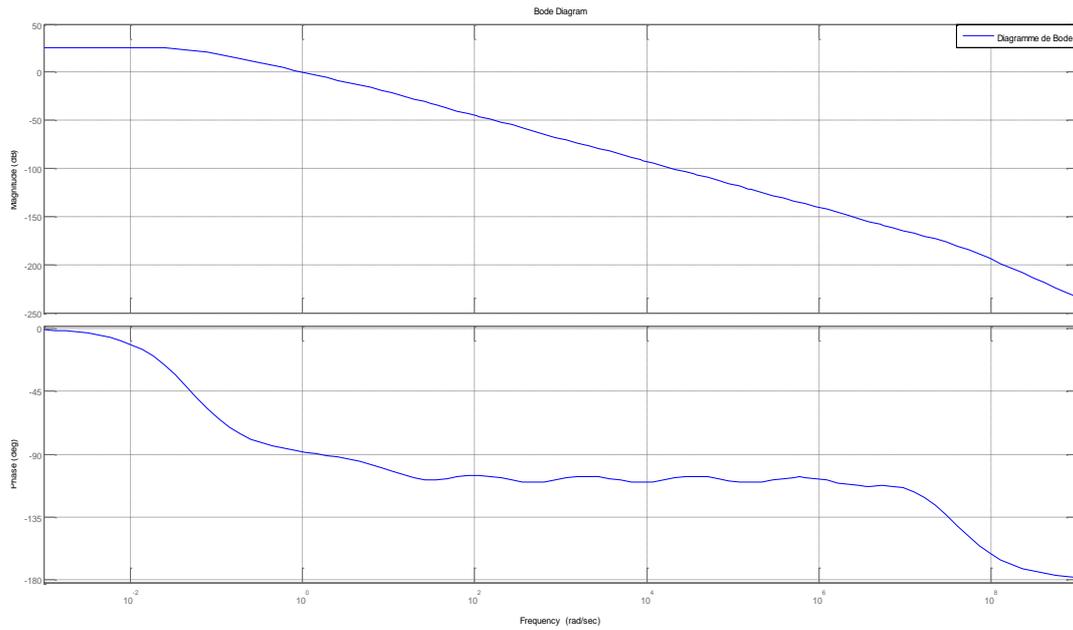


Figure (IV.7) : Diagramme de Bode

- On remplace l'équation IV.18 dans la loi de commande (III.26).
- Les résultats de simulation sont donnés par les figures (IV.8), (IV.9) et (IV.10).
- Après plusieurs testes :

On utilise les paramètres de réglage initiaux suivants :

- $T_e=0.1$
- $\gamma=0.00000001$
- $\theta = [0 \ -0.55 \ 1 \ 1.59]'$

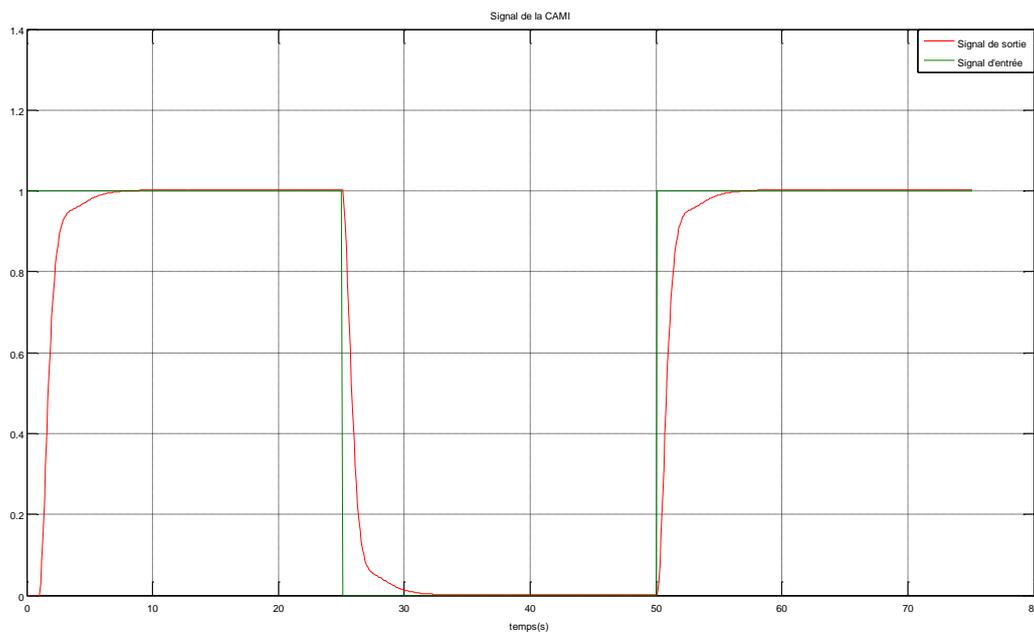


Figure (IV.8) : Sortie de l'CAMI, cas fractionnaire ($\beta=0.2$)

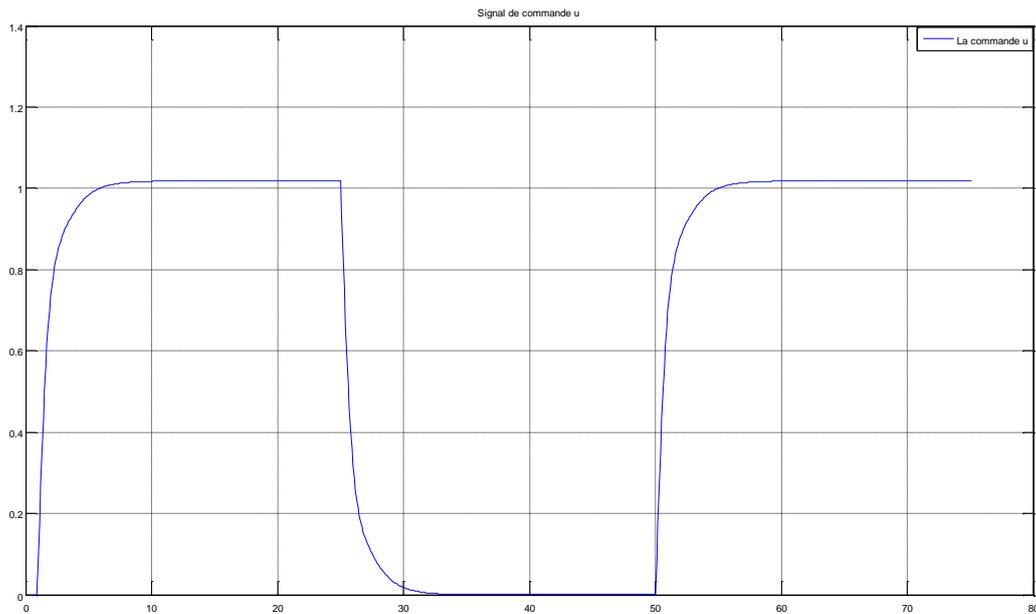


Figure (IV.9) :Signal de commande u, cas fractionnaire ($\beta=0.2$)

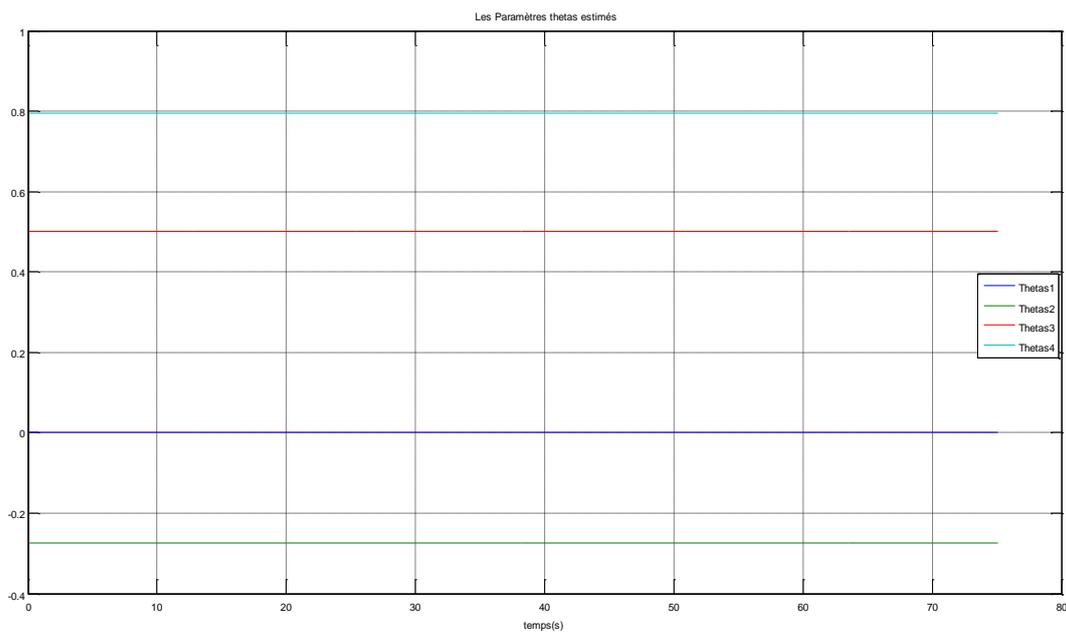


Figure (IV.10) : Vecteur des paramètres estimés, cas fractionnaire ($\beta=0.2$)

- Pour $\beta=0.4$

Dans le cas où $\beta = 0.4$, l'équation (IV.15) devienne :

$$Q(s) = \frac{1}{(1+0.05s)^{0.4}}$$

IV.19

➤ Pour mettre en œuvre cette fonction de transfert, il faut d'abord passer par l'approximation, en utilisant la fonction de singularité de Charef, ce qui permet de générer la fonction de transfert approximée, sous les contraintes suivantes :

- L'erreur tolérée est : $\epsilon p = 2\text{dB}$
- La fréquence max est d'une largeur de : $(w_{max} = 1000 \text{ rad/s})$
- L'ordre d'approximation de : $N=8$

Nous obtenons :

$$\frac{ap}{ch}Q(s) = \frac{9 \cdot 10^{-32} s^7 + 9.5 \cdot 10^{-25} s^6 + 1.2 \cdot 10^{-18} s^5 + 2.2 \cdot 10^{-13} s^4 + 6 \cdot 10^{-9} s^3 + 2.4 \cdot 10^{-5} s^2 + 0.01 s + 1}{7.1 \cdot 10^{-37} s^9 + 2.3 \cdot 10^{-29} s^8 + 9.2 \cdot 10^{-23} s^7 + 5.4 \cdot 10^{-17} s^6 + 4.7 \cdot 10^{-12} s^5 + 5.9 \cdot 10^{-8} s^4 + 1.110^{-4} s^3 + 0.03 s^2 + s + 0.05} \quad \text{IV.20}$$

➤ Après la discrétisation, avec un temps d'échantillonnage de $(T_e=0.1)$, nous obtenons :

$$\frac{ap}{ch}Q(z) = \frac{0.81z^8 + 0.01z^7 - 1.6 \cdot 10^{-5} z^6 + 1.5 \cdot 10^{-18} z^5 - 2.8 \cdot 10^{-36} z^4 - 1.6 \cdot 10^{-54} z^3 - 5.2 \cdot 10^{-74} z^2 - 3.4 \cdot 10^{-94} z + 4.8 \cdot 10^{-115}}{z^9 - z^8 + 0.02z^7 - 2.7 \cdot 10^{-14} z^6 + 8.4 \cdot 10^{-31} z^5 - 1.6 \cdot 10^{-48} z^4 + 8.7 \cdot 10^{-66} z^3 + 2.4 \cdot 10^{-84} z^2 - 9.2 \cdot 10^{-105} z + 3.2 \cdot 10^{-128}} \quad \text{IV.21}$$

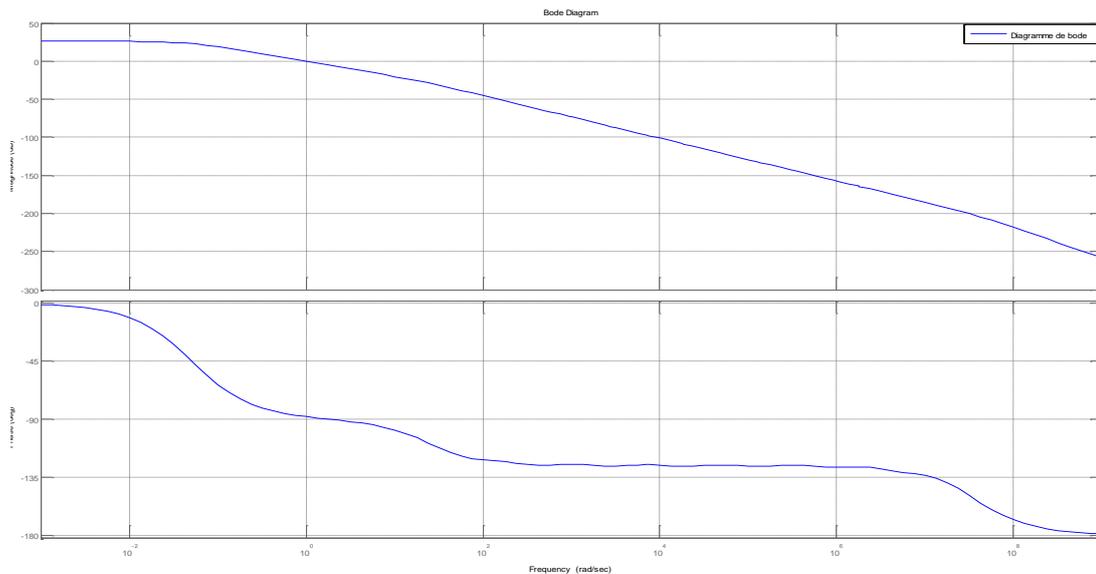


Figure (IV.11) : Diagramme de Bode

- On remplace l'équation IV.21 dans la loi de commande III.26
- Les résultats de simulation sont donnés par les figures IV.12, IV.13 et IV.14.
- Après plusieurs testes :

On utilise les paramètres de réglage initiaux suivants :

- $T_e=0.1$
- $\gamma=0.00000001$
- $\theta = [0 \ -0.68 \ 1 \ 1.59]'$

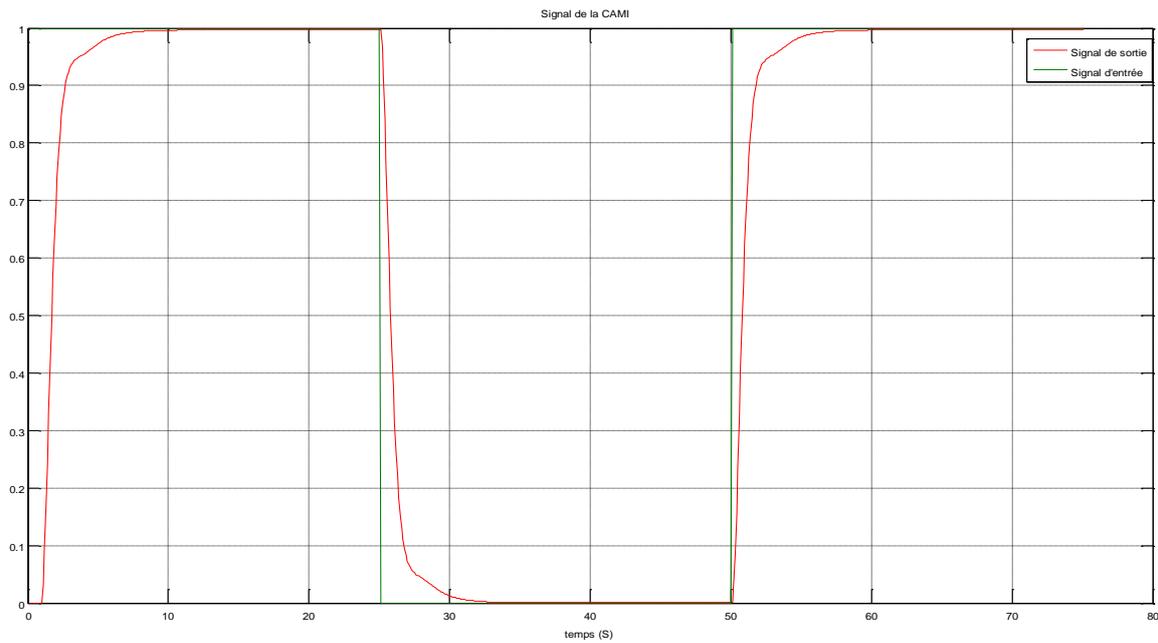


Figure (IV.12) : Sortie de la CAMI, cas fractionnaire ($\beta = 0.4$)

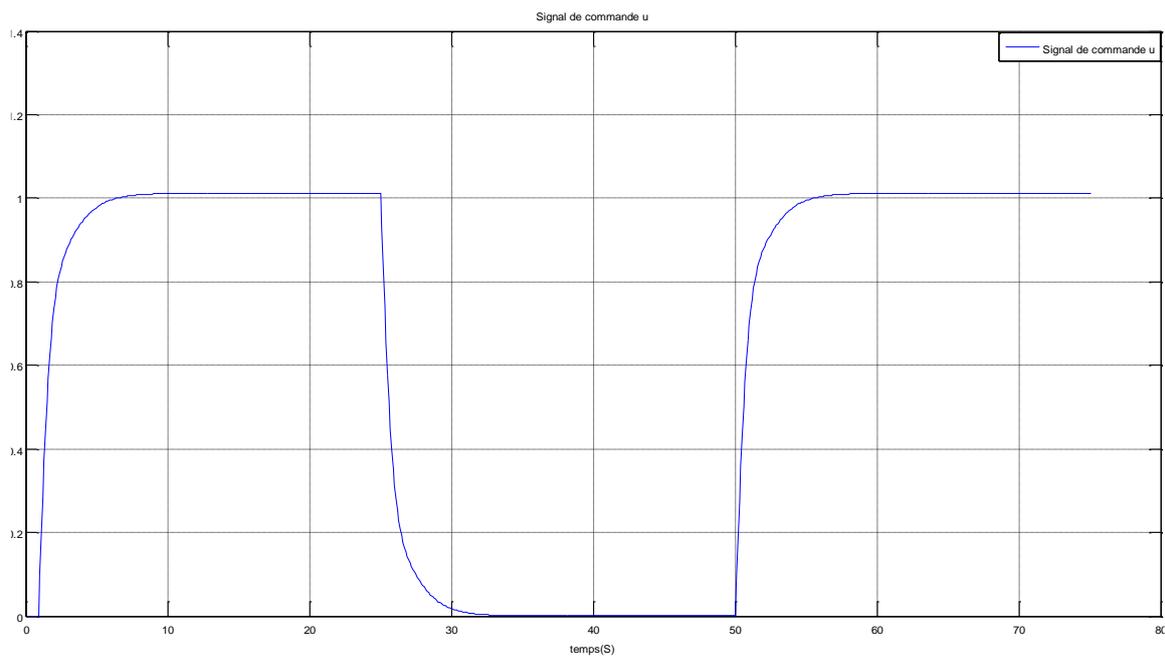


Figure (IV.13) : le signal de commande u, cas fractionnaire ($\beta = 0.4$)

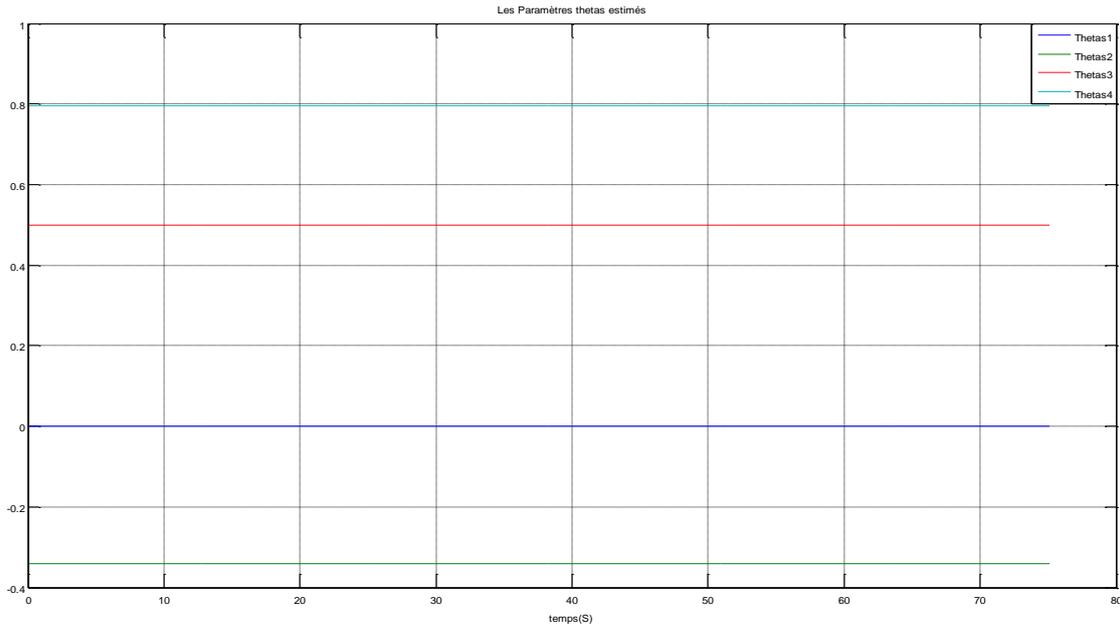


Figure (IV.14) : Vecteur des paramètres estimés, cas fractionnaire ($\beta = 0.4$)

• Pour $\beta=0.7$

Dans le cas où $\beta = 0.7$, l'équation IV.14 devienne :

$$Q(s) = \frac{1}{(1+0.05s)^{0.7}} \tag{IV.22}$$

➤ Pour mettre en œuvre cette fonction de transfert, il faut aussi passer par l'approximation, en utilisant la fonction de singularité de Charef, ce qui permet de générer la fonction de transfert approximée, sous les contraintes suivantes :

- L'erreur tolérée est : $\epsilon p = 2\text{dB}$
- La fréquence max est d'une largeur de : $(w_{max} = 1000\text{rad/s})$
- L'ordre d'approximation de : $N=7$

Nous obtenons :

$$\frac{ap}{cH}Q(s) = \frac{4.4 \cdot 10^{-30}s^6 + 9.3 \cdot 10^{-23}s^5 + 2 \cdot 10^{-16}s^4 + 4.7 \cdot 10^{-11}s^3 + 1.2 \cdot 10^{-6}s^2 + 3.5 \cdot 10^{-5}s + 1}{1.2 \cdot 10^{-033}s^8 + 5 \cdot 10^{-026}s^7 + 2 \cdot 10^{-19}s^6 + 9.2 \cdot 10^{-14}s^5 + 4.6 \cdot 10^{-9}s^4 + 2.6 \cdot 10^{-5}s^3 + 0.02s^2 + 1.001s + 1} \tag{IV.23}$$

➤ Après la discrétisation, avec un temps d'échantillonnage de $(T_e=0.1)$, nous obtenons :

$$\frac{ap}{cH}Q(z) = \frac{0.09z^7 + 0.01z^6 + 1.5 \cdot 10^{-7}z^5 + 5.7 \cdot 10^{-25}z^4 - 3.6 \cdot 10^{-045}z^3 + 9.1 \cdot 10^{-63}z^2 + 1.1 \cdot 10^{-84}z + 43.1 \cdot 10^{-109}}{z^8 - z^7 + 9 \cdot 10^{-4}z^6 + 9.5 \cdot 10^{-22}z^5 + 1.2 \cdot 10^{-39}z^4 - 6.6 \cdot 10^{-59}z^3 + 4.7 \cdot 10^{-78}z^2 + 1.4 \cdot 10^{-102}z} \tag{IV.24}$$

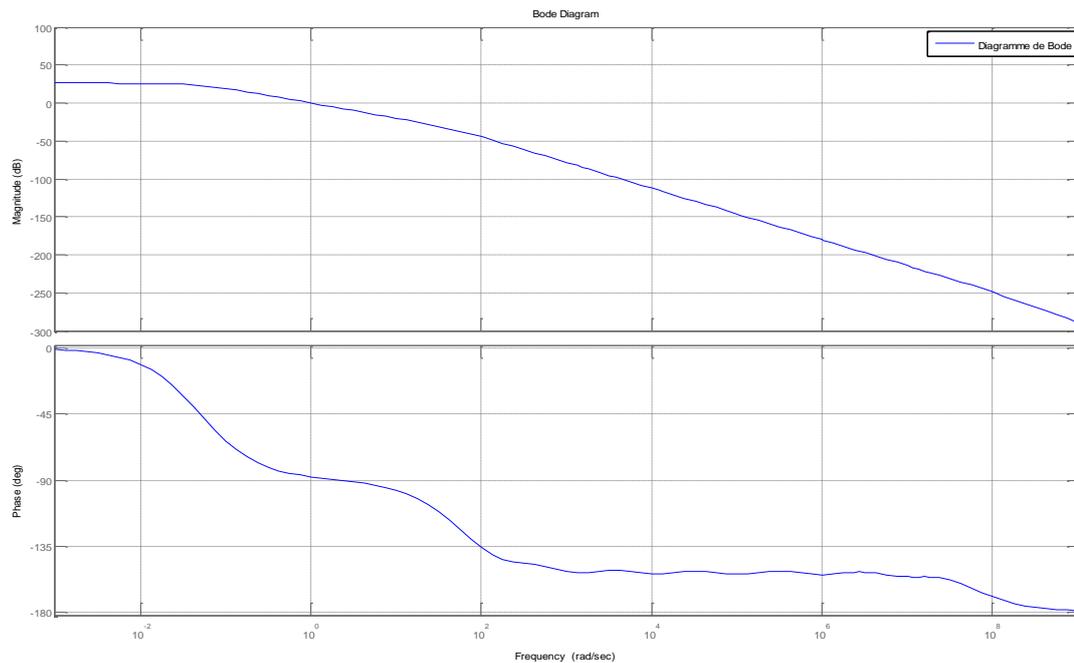


Figure (IV.15) : Diagramme de Bode

- On remplace l'équation **IV.24** dans la loi de commande (**III.26**)
- Les résultats de simulation sont donnés par les figures (**IV.16**), (**IV.17**) et (**IV.18**).

- Après plusieurs tests :
On utilise les paramètres de réglage initiaux suivants :
 - $T_e=0.1$.
 - $\gamma=0.0000000001$
 - $\theta= [0 \ -0.5 \ 1 \ 1.59]$

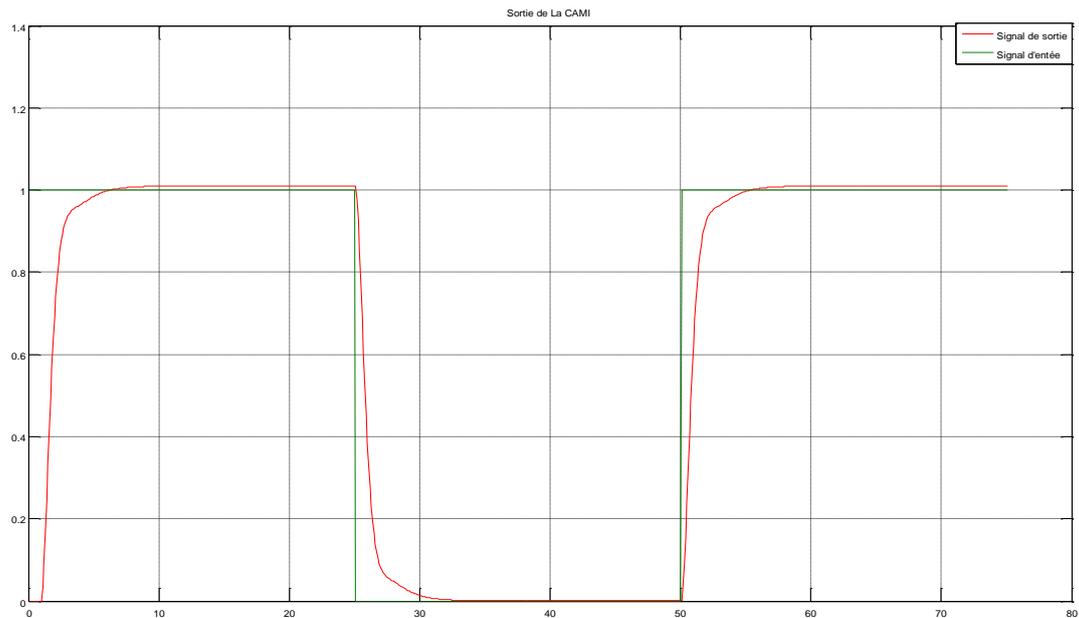


Figure (IV.16) : Sortie de la CAMI, cas fractionnaire ($\beta=0.7$)

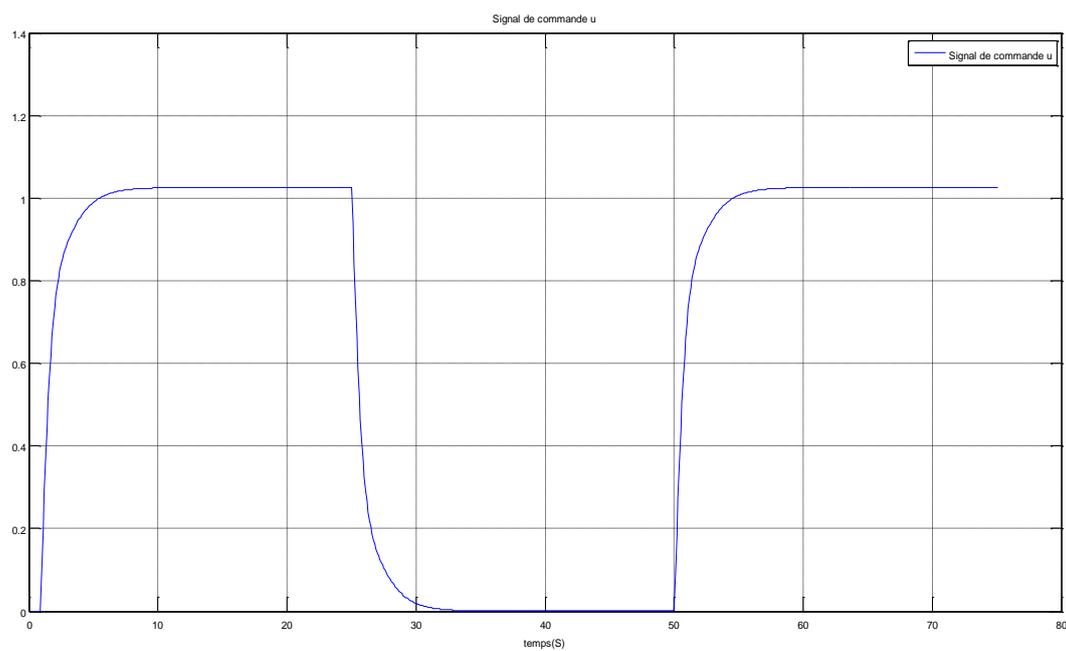


Figure (IV.17) : Signal de commande u, cas fractionnaire ($\beta=0.7$)

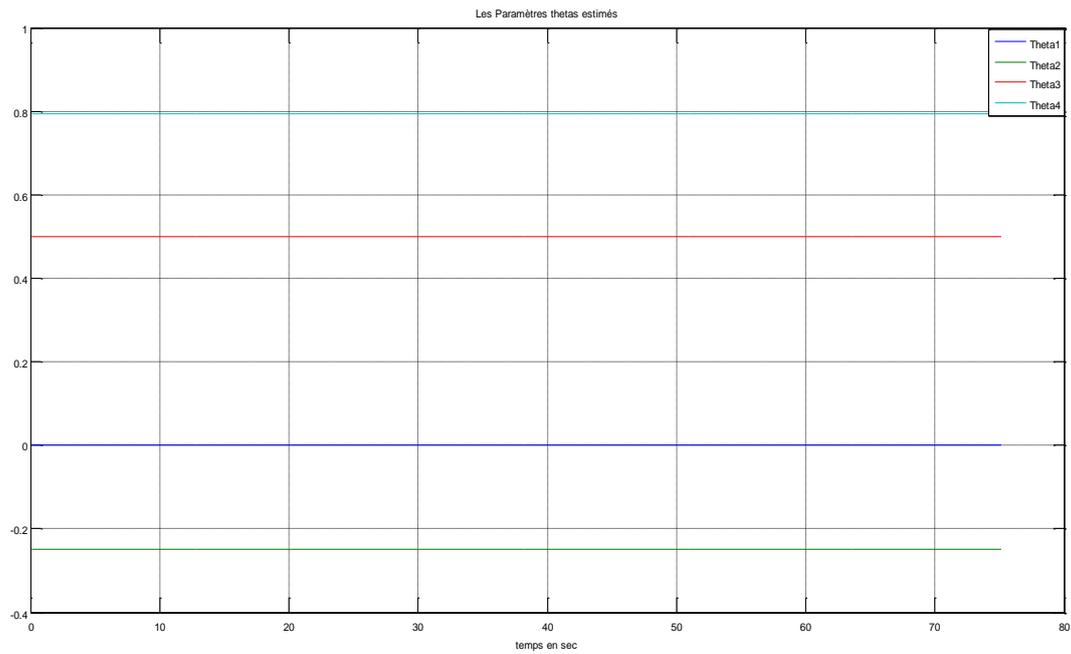


Figure (IV.18) : Vecteur des paramètres estimés, cas fractionnaire ($\beta=0.7$)

IV.3.1.3 Comparaison entre le cas entier et le cas fractionnaire, premier ordre :

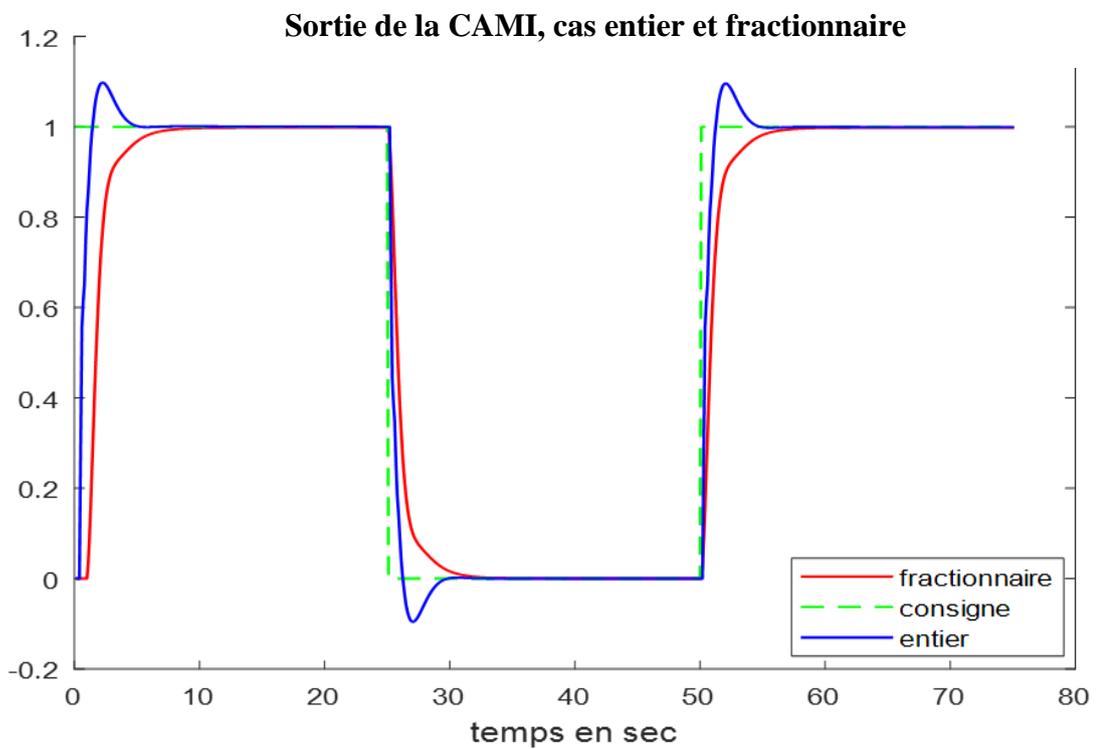


Figure (IV.19) : Sortie de la CAMI premier ordre, cas entier et fractionnaire

IV.3.2 Interprétation des résultats

a. Commentaire pour les résultats de simulation dans le cas d'ordre entier :

❖ Pour le cas de premier ordre

- On remarque que le système se stabilise avec un bon déroulement de suivi de la consigne d'une façon satisfaisante.
- L'erreur statique est nulle.
- Le temps de réponse est appréciable.
- Un seul dépassement non nul et très élevé, qui est égale à 0.038dB.

❖ Pour le cas de deuxième ordre

- A partir de la figure IV.4, il apparaît que Le système se stabilise, et suit la consigne d'une façon satisfaisante, avec une erreur statique non nulle et un dépassement moins que celui de premier ordre qui est égale à 0.025dB.

b. Commentaire pour les résultats de simulation dans le cas d'ordre fractionnaire

- En utilisant la commande adaptative a modèle interne des systèmes d'ordre fractionnaire, on note que dans les trois cas de l'ordre fractionnaire ($\beta=0.2$, $\beta=0.4$, $\beta=0.7$), des systèmes en boucle fermée, la stabilité est assurée.
- On remarque aussi que la sortie que la réponse dans le cas ($\beta=0.2$) est plus précise que les deux autres cas, qu'elle réalise la plus performante. Le niveau des performances est meilleur lorsque l'ordre β est plus petit.
- Les résultats présentent un effet bénéfique sur la qualité des performances de sortie par rapport aux a celles obtenus dans le cas entier.
- Nous avons remarqué que à chaque fois qu'on augmente le degré de l'ordre β , nous obtenons des systèmes moins précis, mais garde toujours un temps de réponse nettement plus bref que les précédents avec un dépassement nul.

c. Comparaison entre le cas entier et le cas fractionnaire

D'après la comparaison entre le signal de sortie de la CAMI dans le cas entier et le cas fractionnaire en constate que :

- Les réponses obtenues pour le cas d'ordre entier et le cas d'ordre fractionnaire, montrent une nette amélioration des performances des systèmes dynamiques en boucle fermée.
- Les résultats obtenus par la CAMI fractionnaire sont plus précis que celle obtenue dans le cas CAMI entier.
- La sortie de système d'ordre fractionnaire atteint son régime permanent d'une façon plus rapide que dans la sortie le cas entier.

IV.4 Conclusion

Ce dernier chapitre a été consacré à l'application de la commande adaptative à modèle interne d'ordre entier et fractionnaire, cette étude expérimentale est utile pour démontrer la validité et l'efficacité de la CAMI.

Les simulations numériques sur Matlab, nous a permis de faire une comparaison entre les résultats de la commande adaptative à modèle interne d'ordre fractionnaire par rapport à la commande adaptative à modèle interne d'ordre entier, si la méthodologie que nous avons utilisée pour garantir des bonnes performances pour le signal de sortie du système à contrôler comme prévu déjà.

Les résultats de simulation obtenus montrent une amélioration considérable de performance, stabilité, dépassement et le temps de réponse avec le concept étudié par rapport à la CAMI d'ordre entier, d'où la commande adaptative à modèle interne des systèmes d'ordre fractionnaire pour les systèmes SISO peut garantir la stabilité de système en boucle fermée et satisfaire un bon niveau de performance.

L'objectif de mémoire est atteint, alors les résultats obtenus ont ouvert quelques horizons pour proposer d'autres schémas de commande adaptative d'ordre fractionnaire qui n'existent pas dans le cas régulier.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

De nos jours, les techniques de commande sont de plus en plus sophistiquées avec une complexité croissante. Cela s'explique par le besoin de systèmes plus performants, sûrs et fiables. La nécessité d'amélioration des performances est encore plus cruciale lorsqu'il s'agit de systèmes pour lesquels une fausse manœuvre peut coûter très cher, notamment des vies humaines. Citons par exemple, les usines de produits chimiques, les réacteurs nucléaires, les systèmes de transport à grande vitesse, les systèmes aéronautiques, etc.

Ce mémoire est consacré à l'application de la commande adaptative à modèle interne d'ordre fractionnaire sur quelques systèmes linéaires avec une comparaison avec le cas d'ordre entier.

Nous avons commencé notre travail par une description des différentes techniques d'approximation des systèmes d'ordre fractionnaires, ensuite nous avons présenté la technique de la commande adaptative à modèle interne, enfin nous avons appliqué, cette dernière technique de commande sur quelques exemples de simulation.

D'après cette étude, on constate que l'utilisation des commandes d'ordre fractionnaire dans la boucle du CAMI. Permet d'améliorer le niveau de performance de système de commande concernant le temps de réponse et le dépassement, et d'obtenir une meilleure adaptation et de garantir la stabilité de système.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande adaptative à modèle interne d'ordre fractionnaire donne les meilleures performances par rapport au cas d'ordre entier à savoir le temps de réponse, le dépassement, et une meilleure stabilité de système.

Ce travail pourrait donner lieu à des études complémentaires dans les directions suivantes :

- Jusqu'à présent, nous avons considéré des systèmes bien modélisés, mais on sait qu'en pratique, les modèles sur lesquels on s'appuie sont incertains. La prise en charge de modèles incertains est un challenge important pour les futurs travaux.
- Généraliser les résultats obtenus au cas des systèmes multi-variables (MIMO).
- Etudier l'application des algorithmes de commande classique et moderne à des processus régis par des équations différentielles d'ordre fractionnaire.
- Développer de nouveaux schémas de commande adaptative robuste.

Bibliographie

- [1] S. Ladaci, " contribution à la commande adaptative d'ordre fractionnaire"Thèse de Doctorat en Science, Département d'Electronique, Université des Frères Mentouri-Constantine (Algérie) ,2007.
- [2] M. Morari, E. Zafiriou, "Robust Process Control" Ed. Prentice Hall, Engelwood cliffs, N.J, 1989.
- [3] J.C. Chauveau, P. Chauveau, " Systèmes Asservis Linéaires", Edition Casteilla,180p, ISBN 978-2-7135-1521-7, Gazouls Les Béziers (France),1998.
- [4] J.M. Allenbach, " Système Asservis, : Asservissement Linéaires Classiques", polycopie de Cours, Ecole d'Ingénieurs de Genève,2005.
- [5] L. Aggoune, "système asservis : introduction aux systèmes asservis", polycopie de cours, Département d'Electronique, Université de Ferhat Abbas Sétif 1, 16 septembre 2018.
- [6] R. Allouane, M.M. Ben Derradji, "Etude et Commande des Système Non- Linéaires : Système Twin Rotor", Mémoire de Magister Académique, Département d'Electronique et Télécommunication, Université Kasdi Merbah Ouargla (Algérie), juin 2015.
- [7] J.P. Rachid, " Analyse et Régulation des Processus : Régulation Continue",1 Editions Technip, 498p, Paris (France), janvier 1993.
- [8] S. Belhouane, " Etude et Simulation d'une Régulation Thermique par la Logique Floue", Mémoire de Master, Département de Génie Electrique, Université de Abderrahmane Mira de Bejaia (Algérie), 2014.
- [9] M. Assabaa, " contribution à la commande d'Ordre Fractionnaire ", Thèse de Doctorat, Département d'Electronique, Université des Frères Mentouri-Constantine (Algérie), 2015.
- [10] N. Fergani, " Réglage de PID Fractionnaire pour Réponse Désire en Boucle Fermée ", Mémoire de Magister, Département d'électronique, Université des Frères Mentouri-Constantine (Algérie), décembre 2009.
- [11] Y. Bensafia, "Utilisation des Filtres Fractionnaires pour la Conception de Régulations Adaptatifs Robustes ", Thèse de Doctorat en Science, Département de Génie Electrique, Université du 20 Aout 1955 Skikda (Algérie), mai 2016.

- [12] S. Ladaci, A. Charef, " Commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire ", Revue Communication Science et Technologie, Vol 1 ,2002.
- [13] M. Vidyasagar, "Control System Synthesis: A Factorization Approach "MIT Press, Cambridge, mai 1985.
- [14] M. Caputo, " Elasticita e Dissipacione ", Bologna-Zanichelli, 1969.
- [15] T.F. Nonnenmacher and W.G. Glöckle," A Fractional Model for Mechanical Stress Relaxation ", Philosophical Magazine Lett, vol. 64, No.2, pp89-93, 1991.
- [16] CH. Friedrich," Relaxation and Retardation Functions of the Maxwell Model with Fractional Derivatives: Rheol ", Acta, vol.30, pp 151- 158, 1991.
- [17] S. Westerlund," Capacitor Theory ", IEEE Trans Dielectrics Electron Insulation, vol.1, pp 826-839, 1994.
- [18] R.L. Balgley and R.A. Calico," Fractional –Order State Equations for the Control of Viscoelastic Damped Structures: Control and Dynamics ", J. Guidance, vol. 14, No. 2, pp 304-311, 1991.
- [19] M. Axell and E.M. Bise," Fractional Calculus Applications in Control Systems ", Proc IEEE 1990 National Aerospace and Electronics Conference, pages 563-566, New York, USA, 1990.
- [20] A. Oustaloup, " From Fractality to Non Integer Derivation Through Recursivity a Property Common to These Two Concepts: A Fundamental Idea for a New Process Control Strategy ", Proc 12th IMCS World conférence, Paris (France), July 18- 22, 1988.
- [21] A. Charef, H.H. Sun, Y.Y. Tsao, and B. Onaral, "Fractal System as Represented by Singularity Function", IEEE Trans, On Automatic Control, vol. 37, No .9, pp.1465-1470, September 1992.
- [22] A. Genouche, "Régulation Numérique ", Mémoire de Master en Automatique, Université de Skikda (Algérie), 2010.
- [23] A. Charef, H.H. Sun, Y.Y. Tsao, and B. Onaral, "Analysis of Polarization Dynamics by Singularity Decomposition Method ", Annals of Biomedical Engineering, vol.20, No.3 pp 321-335, mai 1992.

- [24] S. Ladaci, J. Loiseau, "Adaptive Internal Model Control with Fractional Order Parameter", Conference Paper, Boumerdes (Algeria), december 2009.
- [25] Y. Ferdi, " Impulse Invariance-Based Method for the Computation of Fractional Integral of Order $0 < \alpha < 1$ ", Computers and Electrical Engineering, vol.35.No.5. pp 722–729, 2009.
- [26] T. Kaczorek and K. Rogowski, "Fractional Linear Systems and Electrical Circuits", Springer, Bialystok(Poland), 2014.
- [27] S. Das, "Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls", Springer-Verlag, Berlin (Germany), 2011.
- [28] H. W. Bode, "Network Analysis and Feedback Amplifier Design", Produced by Technical Compisition Co- Boston-Mass, New York (USA), D. Van Nostrand Company- INC, 1945.
- [29] A. Oustaloup, "La Commande CRONE : Commande Robuste d'Ordre Non Entier", Edition Hermès Science Publication, Paris (France) ,1991.
- [30] I. Podlubny, "Fractional Order Systems and $PI^\lambda D^\mu$ Controllers", IEEE Transactions On Automatic Control, vol. 44, No. 1, pp. 208-214, 1999.
- [31] B. Mathieu, P. Melchior, A. Oustaloup, and Ch. Ceyral, "Fractional Differentiation for Edge Detection", Signal Processing, vol.83, pp 2421-2432, 2003.
- [32] G. Cooper and D. Cowan, " The Application of Fractional Calculus to Potential FieldData", Exploration Geophysics, vol.34. pp.51-56, 2003.
- [33] M. Garcia and L.M. CruzOrive, "Fractional Trend of the Variance in Cavalieri Sampling", Image Analysis and Stereology, vol.19 No.2 pp 1-79, 2000.
- [34] Y. Ferdi, J.P. Herbeuval and A. Charef, " Un Filtre Numérique Basé sur la Dérivation Non-Entière pour L'analyse du Signal Electrocardiographique ", Journal, vol. 21, pp 205-209, 2000.
- [35] Ferdi, J. P. Herbeuval, A. Charef, and B. R. Boucheham, "Wave Detection Using Fractional Digital Différentiation", Journal, vol. 24. PP 273-280, 2003.
- [36] A. Goutas, Y. Ferdi, J.P. Herbeuval, M. Boudraa, and B. Boucheham, "Digital Fractional Order Differentiation-Based Algorithm For p and t-Waves Detection and Delineation" , Journal, vol.26 pp27-132, 2005.

- [37] A. Charef, "Commande d'Ordre Fractionnaire Base sur la Fractionalization des Correcteurs Classiques PID ", Mémoire de Magister, Université de Constantine 1(Algérie), juin 2014.
- [38] M.A. Setti, " Commande Sans Modèle et a Modèle Restreint d'une Machine à Courant Continu ", Mémoire de Master, Département de Génie Electrique, Université de Larbi Ben M'hidi Ain el Beida- Oum El bouaghi(Algérie), juin 2018.
- [39] H. Abid, M. CHtourou, A. Toumi, " Commande Adaptative Directe avec Model de Référence à Base de Modèle Floue ", 5ème conférence Internationale d'Electronique et d'Automatique (ICOS), Hammamet (Tunisie), Mai 2008.
- [40] M. Benejeb, N. Mongi, et D. Soudani, " la Commande par MI des Systèmes Singulièrement Perturbés ", Conférence d'Automatique Industrie (SAI06), AT GABES –MATMATA (TUNISIE), février 2006.
- [41] M. Saeid, A. Poe. William," Modélisation le Contrôle et l'Optimisation d'Installation de Traitement de Gaz Naturel", Gulf Professional Publishing,300p, ISBN 978-0-12-802961-9, Americaine,2017.
- [42] L. CHunchui "et al.", " Etude d'un Système de Régulation de Vitesse a Deux Boucles Base sur IMC et IMC –PID " Conférence Internationale sur la Modélisation des Applications et des Système Informatiques (ICCASM 2010), IEEE, Chine, 2010.
- [43] M. Litime, "Commande à Modèle Interne : Synthèse et Application ", Thèse de Magister en Electronique, Département d'Electronique, Université de Batna(Algérie), 2000.
- [44] P. P. Aray and S. CHakrabarty, " IMC Based Fractional Order Controller Design For Sepecific Non- Minumum Phase Systemes ", Conférence par IFAC Papers Online 54-4(2018) 847-852(International Fédération of Automatic Control) Hosting by Elsever LTD, India 2018.
- [45] H. Drid, " Contrôle Adaptative de la Machine Synchrone a Aimants Permanents", Mémoire de Master, Université de Mostafa Ben –Benlouis –BATNA2 (Algérie) ,2018.
- [46] A. Datta, J. Ochoa, "Adaptive Internal Model Control: Design and Stability Analysis", Elsevier science LTD. Automatica, Vol. 32, No. 2. pp. 261-266, Britain ,1996.
- [47] S. Dang, W. Shan, W. Tang, Z. yuan, " un Schéma IMC a Deux Degrés de Liberté Base sur Algorithme PSO pour un Processus de Longue Durée ", Conférence. De l'Automatisation Chinoise(CAC), IEEE, Chine 2017.
- [48] P. Bonnet, "outils de simulation :Partie :Matlab ", Cours de master ASE 1^{ère} Année UEM1-103, Université Lille1 : Science et Technologies 2009-2010

Résumé

Ce travail présente une idée pour l'amélioration de la qualité des performances dynamiques, (la rapidité, la précision et la stabilité) et robustesse des schémas de commande adaptative a model interne par l'implémentation d'un nouveau concept ; c'est à dire des systèmes d'ordre fractionnaire (la fonction de transfert de la commande d'ordre non entier) dans sa structure. Le principe consiste à approximer d'abord la fonction irrationnelle de commande en utilisant l'un des méthodes d'approximation (Charef). Ensuite appliquer la stratégie de contrôle considéré (CAMI). L'intérêt de conception de ces schémas de commande est constaté dans les résultats de simulations, qui montrent des hautes performances et une efficacité de la commande adaptative a modèle interne d'ordre fractionnaire, par rapport à la commande adaptative a modèle interne d'ordre entier.

Mots clés : Opérateur d'ordre fractionnaire, Commande des systèmes, Commande adaptative, Commande adaptative à modèle interne(CAMI), système commandé d'ordre fractionnaire.

Abstract

This work presents an idea for improving the quality of the dynamic performance, (speed, accuracy and stability) and robustness of internal adaptive model control schemes by implementing a new concept; that is to say fractional order systems (the transfer function of the non-integral order control) in its structure. The principle consists in first approximating the irrational control function using one of the approximation methods (Charef). Then apply the control strategy considered (CAMI). The design interest of these control schemes is noted in the simulation results, which show high performance and efficiency of the adaptive control with internal fractional order model compared to the adaptive control with internal whole order model.

Keywords: Fractional order operator, System control, Adaptive control, Adaptive control, internal model adaptive control (CAMI), Fractional order controlled system.

Agzul

Ixeddim-agi yessasned yiwet n tekti n usnerni n t̄ara n trebawin tambawlant (ayiwel, tiseddi, d werkad) d uzewren unezday n uzenziy taserwasant n daxel. S usemres n tmidr̄ant tamaynutt ara ad yilin d anagraw usissen amerzu (tawuri ubeddel n unezday n unagraw amerzu) unezday s usemres n kra n terrayin n tmawazt (Charef). Tin yer-s, ad nesnes tasudest n usenqed (CAMI). Ad nwali ibuḡar n useqdec n yizenziyen deg yigemmaḡ usulu, id yessebganen tirebawit d tmellilt n unazday tasazgayt i yiwen ufrun n usismel amerzu d userwes ar yiwen ufrun n usismel ur nelli d amerzu.

Awalen ufriren: amahal s ussismel amerzu, anezday n yinagrawen, anezday tasazgayt, anezday tasazgayt yer ufrun n daxel, anagraw yenzaḡ s umerzu.

ملخص

يقدم هذا العمل فكرة لتحسين جودة الأداء الديناميكي (السرعة، الدقة والثبات) ومثانة التحكم التكيفي للنموذج الداخلي. من خلال تطبيق مفهوم جديد هو قول أنظمة الترتيب الكسري (الدالة التحويلية الخاصة بأمر النظام ذو ترتيب كسري) في هيكلها. يتكون المبدأ أولاً من تقريب الدالة ذات الترتيب الكسر للنظام، وذلك باستخدام إحدى طرق التقريب (CHAREF) ثم تطبيق استراتيجية التحكم المعتمدة (CAMI).

فائدة وأهمية التصميم لهذه الهياكل نلاحظها من خلال نتائج المحاكاة التي تظهر الأداء العالي والكفاءة في التحكم التكيفي لنموذج داخلي لديه ترتيب كسري، مقارنة مع التحكم التكيفي لنموذج داخلي لديه ترتيب غير كسري.

الكلمات المفتاحية: عامل ترتيب كسري، التحكم في الأنظمة، التحكم التكيفي، التحكم التكيفي مع النموذج الداخلي، نظام التحكم بالكسور.