

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique
Université Akli Mohand Oulhadj - Bouira -
Tasdawit Akli Muḥend Ulḥağ - Tubirett -



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
جامعة أكلي محمد أولحاج
- البويرة -

Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées

كلية العلوم والعلوم التطبيقية

Département : Génie Électrique

Filière : Electronique

Domaine : Sciences et Technologies

Spécialité: ESE

Mémoire de Master

Réalisé par :

RAHAL Manel

ZANE Amel

Thème :

**Commande PID adaptative d'ordre
fractionnaire d'un four**

Jury :

Mr. BOUGHAROUAT Ali

Président

Mr. ISSAOUNI Salim

Examineur

Mr. BENSAFIA Yassine

Encadreur

Mr. BENAOUICHA A/Karim

Co-Encadreur

Année Universitaire : 2023/2024

Dédicaces

À mes parents bien-aimés

À mes chers frères et sœurs

À toute ma famille

À tous mes amis

À chacun qui me connaît, que ce soit de près ou de loin

AMEL

Dédicaces

Je souhaite dédier ce mémoire

À mes parents bien-aimés

À ma mère, dont le dévouement et les prières ont été essentiels à mon bonheur et à ma réussite.

À mon père, qui a été mon soutien indéfectible tout au long de mes études, me prodiguant aide, encouragement et protection.

Que Dieu veille sur eux et les protège

J'espère qu'ils ressentiront toute ma gratitude et tout mon amour à travers ce travail

À mes chers frères

À toute ma famille

À mes amis et à toutes les personnes qui me sont chères

Je dédie humblement ce travail à chacun de vous

Manel

Remerciement

Tout travail de recherche n'est jamais totalement l'œuvre d'une personne, A cet effet,

Nous tenons à exprimer nos sincères reconnaissances et nos vifs remerciements à

Tous ceux qui ont contribué et qui ont pris une part activé à l'élaboration de ce

Mémoire.

Nous remercions tout d'abord ALLAH de nous avoir donné la force et le courage de

Mener jusqu'à la fin ce travail.

*Nos remerciements à notre promoteur Monsieur **Bensafia Yassine** et **Benaouicha Karim**
pour nous avoir honorés en*

Acceptant de diriger ce travail, pour leurs disponibilités permanentes, leurs conseils

Judicieux et leurs remarques et orientations.

Nous exprimons notre gratitude pour l'ensemble des enseignants du département

Génie électrique pour nous avoir fait bénéficier de leurs connaissances tout au long de

Notre parcours universitaire.

Nous remercions également les membres de jury d'avoir accepté d'évaluer ce

Modeste travail et de participer à notre soutenance.

Nos vifs remerciements s'adressent à nos parents, qui nous ont toujours suivis avec

Leurs prières et leur soutien moral et financier.

Nous remercions aussi, nos amis pour ses aides tout au long de notre parcours universitaire.

Que tous ceux qu'on n'a pas cités trouvent également l'expression de notre profonde

Gratitude.

Résume :

Le présent manuscrit s'intéresse en premier lieu à l'implémentation d'algorithmes d'un système régulé d'un four, à base d'un régulateur PID, on s'appuyant sur les modèles mathématiques de commande adaptative et les systèmes fractionnaires. Les résultats obtenus des simulations sous environnement MATLAB des algorithmes de régulateur PID adaptative d'ordres entier et d'ordre fractionnaire montrent que la commande PID d'ordre fractionnaire donne de meilleurs résultats en terme de temps de repense et de précision de résultat. l'utilisation de la commande PID d'ordre fractionnaire dans le système de régulation d'un four présente des avantages significatifs en termes de performance, de précision et de flexibilité par rapport à la commande d'ordre entier.

Mots clés : systèmes fractionnaire, commande adaptative régulation PID, précision, flexibilité, performance.

ملخص :

تركز هذه المخطوطة في المقام الأول على برمجة خوارزميات نظام التحكم التلقائي بفرن، بناءً على وحدة PID بالاستعانة بالنماذج الرياضية للتحكم التكيفي والأنظمة الكسرية. تُظهر النتائج التي تم الحصول عليها من عمليات المحاكاة في برنامج MATLAB لخوارزميات وحدة التحكم التكيفية PID للأعداد الصحيحة والترتيب الجزئي أن التحكم التكيفي PID بالترتيب الجزئي يعطي نتائج أفضل من حيث وقت الاستجابة ودقة النتائج. واستعمال التحكم PID التكيفي بالترتيب الجزئي في نظام التحكم في الفرن مزايا كبيرة من حيث الأداء والدقة والمرونة مقارنة بالتحكم بنظام التكيفي PID للأعداد الصحيحة.

الكلمات المفتاحية : التحكم في PID ، التحكم التكيفي، الأنظمة الجزئية، الدقة، المرونة، الأداء.

Abstract:

This manuscript focuses primarily on the implementation of algorithms of a controlled furnace system, based on a PID controller, using mathematical models of adaptive control and fractional systems. The results obtained from simulations under MATLAB environment of integer and fractional order adaptive PID controller algorithms shows that fractional order PID control gives better results in terms of responding time and accuracy of result. The use of fractional order PID control in furnace control system has significant advantages in terms of performance, accuracy and flexibility compared to whole order control.

Keywords: fractional systems, adaptive control, PID regulation, accuracy, flexibility, performance.

Sommaire

Liste des figures	i
Liste des tableaux	ii
Symboles et abréviations	iii
Introduction générale :	1
Chapitre I : Les systèmes fractionnaire	
I. 1. Introduction.....	3
I.2. Historique.....	3
I.3. Pourquoi un ordre fractionnaire?	3
I.4.Modélisation des systèmes d'ordre fractionnaire.....	4
I.5.Domaines d'application des systèmes fractionnaires.....	4
I.6. Intégrale et drivée d'ordre fractionnaire	5
I.6.1. Intégration d'ordre fractionnaire	6
I.6.2. Dérivation d'ordre fractionnaire	6
I.6.2.1. Riemann-Liouville	6
1.6.2.2. Grunwald-Letnikov	7
1.6.2.3. Caputo	7
I.7. Fonctions spéciales du calcul fractionnaire.....	8
I.7.2 La fonction Gamma	8
I.7.3. La fonction Mittag-Leffler	9
I.8. Propriétés des operateurs d'ordre fractionnaire	10
I.9. La transformation de Laplace des opérateurs d'ordre fractionnaire.....	10
I.9.1. La transformation de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire.....	10
I.9.2.Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire	11
I.10.Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire	12
I.10.1. Approximation analogique des systèmes d'ordre fractionnaire	12
I.10.1.1.méthode d'Oust loup	12
I.10.1.2.méthode de Charef	13
I.10.1.3.Méthode de Carlson	14
I.10.2. Approximation numérique des systèmes d'ordre fractionnaire	14
I.10.2.1. Approximation Par calcul de l'expression analytique de la sortie du système	15
I.10.2.2. Approximation du modèle non entier par un modèle rationnel discret	15
I.11. Présence de systèmes d'ordre fractionnaires	16

Sommaire

I.12. Conclusion	17
Chapitre II : La commande adaptative	
II.1.Introduction	18
II.2.Historique	18
II.3.La commande adaptative	19
II.3.1. Principe de la commande adaptative	19
II.3.2. Les buts d'un système de contrôle adaptatif.....	20
II.3.3. Domaines d'application de la commande adaptative.....	21
II.3.4. Classification des approches de commande adaptative	22
II.3.4.1. Commande adaptative directe.....	22
II.3.4.2. Commande adaptative indirecte.....	22
II.4. Les techniques de commande adaptative.....	23
II.4.1.La Commande Adaptative à Modèle de Référence (MRAC).....	24
II.4.1.1.La loi de M.I.T	25
II.4.1.2.Réalisation du régulateur CAMR	25
II.4.1.3.La Structure(Régulateur)	26
II.4.1.4.Synthèse de commande adaptative à modèle de référence MRAS	27
II.4.2.Commande Adaptative Par Auto-ajustement	27
II.4.2.1.Régulateur RST	28
II.4.2.2.Commande Auto-Ajustable indirecte	28
II.4.2.3.Commande Auto-Ajustable directe.....	28
II.4.3.Commande adaptative à Gain Programmé	29
II.5. Ajustement des paramètres de la commande adaptative	30
II.6.Conclusion	31
Chapitre III :Application des contrôleurs APID et FAPID sur les fours de chauffage	
III.1. Introduction	32
III.2. Les commande PID	32
III.3.Correcteur Fractionnaire $PI^{\lambda}D^{\mu}$	33
III.3.1.Définition.....	33
III.3.2. Configuration du Correcteur Fractionnaire $PI^{\lambda}D^{\mu}$	33
III.3.3. Fonctionnement des Correcteurs d'Ordre Fractionnaire.....	34
III.4. Commande PID adaptative d'ordres entier	36
III.5. Commande PID adaptative d'ordres fractionnaires	36

Sommaire

III.5.1. Régulateur $PI\lambda D\mu$ adaptatif d'ordre fractionnaire	37
III.6. implémentation et simulation	38
III.6.1. Les fours de chauffage	38
III.6.1.1. Système d'ordres fractionnaires.....	38
III.6.2. Résultat de simulation pour le PID adaptative entier et fractionnaires	41
III.6.2.1 Résultat de simulation pour le PID adaptative entier	41
III.6.2.2. Résultat de simulation pour le PID adaptative fractionnaire	43
III.6.3. Etude des performances des APID et FAPID :.....	46
III.6.4. .Systèmes 2.....	46
III.6.4.1. Etude des performances des APID et FAPID :.....	47
III.7. Interprétation des résultats de deux systèmes.....	48
III.8. Conclusion.....	48
Conclusion Générale :	50
Bibliographique.....	51

Liste des figures

Figure II. 1: Principe d'un système de commande adaptative.....	20
Figure II. 2: la commande adaptative directe.	22
Figure II. 3: la commande adaptative indirecte.	23
Figure II. 4: Commande adaptative à modèle de référence (MRAC).....	24
Figure II. 5: Schéma de commande auto- ajustable.....	27
Figure II. 6: Commande adaptative à gain préprogramme.	29
Figure III. 1: système de commande a retour unitaire classique.....	32
Figure III. 2: Structure interne du $PI^{\lambda}D^{\mu}$ d'ordre fractionnaire.....	34
Figure III. 3: $PI^{\lambda}D^{\mu}$: (a) Ordre entier, (b) Ordre fractionnaire.....	35
Figure III. 4: Le système de régulateurs adaptatif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ d'ordre entier.....	36
Figure III. 5: Le régulateur adaptatif de $PI^{\lambda}D^{\mu}$ d'un système perturbé.	37
Figure III. 6: le système de régulateurs adaptatif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ d'ordre fractionnaire.....	38
Figure III. 7: Réponses temporelles de G et Ge pour N=3.....	39
Figure III. 8: Réponses temporelles pour G et Ge pour N=5.....	39
Figure III. 9: Réponses temporelles pour G et Ge pour N=10.....	40
Figure III. 10: Réponses temporelles pour G et Ge pour N=15.....	41
Figure III. 11: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier pour	42
Figure III. 12: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier pour	42
Figure III. 13: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier pour	43
Figure III. 14: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier pour.....	43
Figure III. 15: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif fractionnaire ...	44
Figure III. 16: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif fractionnaire ...	44
Figure III. 17: Sortie du four de chauffage avec le contrôleur PID adaptatif fractionnaire pour	45
Figure III. 18: Sortie du four de chauffage avec le contrôleur PID adaptatif fractionnaire pour.....	45
Figure III. 19: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier.....	47
Figure III. 20: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier.....	47

Liste des tableaux

Tableau III. 1: Les performances de four de chauffage en utilisant les contrôleurs46

Tableau III. 2: Les performances de four de chauffage en utilisant les contrôleurs 48

Symboles

- Z : nombre complexe
- $\Gamma(Z)$: La fonction Gamma
- e^{-t} : C'est la fonction exponentielle avec un argument négatif
- dt : l'élément d'intégration
- t : C'est une variable réelle positive
- $\varphi(z)$: C'est une fonction spécifique de z
- N : paramètre qui influence le comportement de la fonction.
- $E_{1,n}$: est une fonction dépendant de z et des paramètres n et m .
- $E_\alpha(z)$: *Fonction Mittag*
- D^{-n} : Cela représente l'opérateur de dérivation fractionnaire inverse d'ordre n
- $\varphi(z)$: C'est la fonction digamma
- $E_\alpha(z)$: *Fonction Mittag – Leffler à un seul paramètre.*
- $D^{-\alpha}$: 'est l'opérateur de dérivation fractionnaire inverse d'ordre α
- aD_t^α :est l'opérateur de dérivation fractionnaire de Riemann-Liouville d'ordre α
- D_t^α : opérateur de dérivation d'ordre non entière α
- $\binom{\alpha}{m}$: le coefficient binomial
- aD_t^α : est l'opérateur de dérivation fractionnaire de Caputo d'ordre α
- L : est la transformée de Laplace
- $G(S)$: est la fonction de transfert
- C : est une constante
- $H(S)$: est la fonction de transfert
- P_t : est une constante correspondant à un pôle,
- L^{-1} : l'inverse de la transformée de Laplace
- S^n : est une variable dans le domaine de Laplace
- $u(t)$ est la sortie du contrôleur
- $e(t)$ est l'erreur entre la consigne et la mesure
- $G(s)$: Fonction de transfert du contrôleur, représentant la relation entre la sortie du contrôleur
- $u(s)$: et l'erreur
- $E(s)$: dans le domaine de Laplace.

- $u(s)$: Transformée de Laplace de la sortie du contrôleur.
- $E(s)$: Transformée de Laplace de l'erreur entre la consigne et la mesure.
- $u(t)$: La sortie du contrôleur
- k_p : Gain proportionnel,
- T_d : Temps de dérivation
- T_i : Temps intégral
- λ : ordre de l'intégrale fractionnaire
- μ : ordre de la dérivée fractionnaire

Abréviations

APID: Adaptive Proportional-Integral-Derivative

CAMR: control adaptive Model référence

D : dérivée

FAPID: Fractional-order Adaptive Proportional-Integral-Deriva

I : intégrale

MRAS : Synthèse de commande adaptative à modèle de référence

MRAC: Model reference adaptive control

MIAC: Model indirect adaptive control

MIT: Massachusetts Institute of technology

P : proportionnelle

PID : proportionnelle, intégrale, dérivée

$PI^\lambda D^\mu$: Correcteur Fractionnaire

Symboles et abréviations

RST : Commande adaptative auto- ajustable

SAMR : systèmes adaptative a modèle référence

SISO : Mono entrée Mono sortie

Introduction

Générale

Introduction générale [1] [10] [24]:

Le contrôle efficace des processus industriels est crucial Dans le but de garantir la qualité, la sécurité et l'efficacité des opérations. Dans ce contexte, les fours industriels jouent un rôle essentiel dans divers domaines, comme l'industrie chimique, métallurgique, alimentaire et bien d'autres. La maîtrise des paramètres de fonctionnement des fours, tels que la température, la pression, et le débit d'air, est essentielle pour assurer des résultats optimaux et prévenir les incidents.

Le contrôle avec les techniques classique est largement utilise dans la régulation des systèmes industriels, bien que la commande PID (Proportionnelle-Intégrale-Dérivée) est parmi les technique classique de contrôle des processus.

Cependant, dans des environnements complexes et variables tels que les fours industriels, les approches traditionnelles peuvent présenter des limites en termes de précision et de réactivité aux changements.

C'est dans ce contexte que la commande PID adaptative d'ordre fractionnaire émerge comme une solution innovante. En combinant les principes de la commande adaptative avec les avantages du calcul fractionnaire, cette approche vise à optimiser le contrôle des fours en tenant compte de leur dynamique complexe et des variations de leurs paramètres au fil du temps.

Le présent mémoire se propose d'explorer et d'analyser en profondeur la mise en œuvre de la commande PID adaptative d'ordre fractionnaire et entier, pour le contrôle d'un four industriel. En examinant les aspects théoriques, les méthodes de réglage et paramétrage, ainsi que les résultats d'application d'algorithme et de simulation, cette étude vise à démontrer l'efficacité et la pertinence de cette approche dans les systèmes régulés. Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux systèmes d'ordres fractionnaire, qui s'avère être un outil indispensable dans la régulation des processus, nous avons donné quelques rappels théoriques de base, représentation mathématique, caractéristiques, ainsi que les méthodes de calcul.

Dans le deuxième chapitre on a abordé en premier lieu Les commandes adaptatives, on expliquant leurs principes, domaine d'utilisation, les divers approches on commande

Introduction générale

adaptative, et dans un second lieu les Régulateur RST et La Commande Adaptative à Modèle de Référence (MRAC).

Le troisième chapitre s'intéresse à la régulation PID adaptative d'ordre entier et celle d'ordre fractionnaire et aux résultats de simulation de ces deux techniques de commande sur le four de chauffage pour l'objectif d'améliorer les performances de ce dernier .

Chapitre I :

Les systèmes

Fractionnaires

I. 1. Introduction

Les systèmes d'ordre fractionnaire suscitent un intérêt important dans divers domaines des sciences appliquées et de l'ingénierie, étant souvent décrits par des équations différentielles d'ordre fractionnaire. Leurs représentations dans le domaine fréquentiel impliquent l'utilisation de fonctions de transfert irrationnelles, ce qui a limité leurs études jusqu'à présent. Étant donné l'absence de solutions analytiques exactes, les techniques numériques et d'approximation sont largement employées pour leurs analyses, résolutions et implémentation.

Dans ce chapitre, nous fournirons des définitions du calcul fractionnaire et des opérateurs d'ordre fractionnaires, mettrons en lumière certaines de leurs Caractéristiques principales, et examinerons la transformation de Laplace des dérivées et intégrales d'ordre fractionnaire. Nous aborderons également quelques méthodes d'approximation des opérateurs et transferts d'ordre fractionnaire.

I.2. Historique

Le développement des systèmes fractionnaires a commencé au XIXe siècle avec des mathématiciens comme Liouville et Riemann. Au cours du XXe siècle, la possibilité de leur utilisation dans plusieurs domaines scientifiques et technologiques a été découverte, ce qui a catalysé d'importants travaux théoriques. Dans les années 1970 et 1980, ont été marquées par des progrès significatifs dans la compréhension des équations différentielles fractionnaires grâce aux contributions de chercheurs tels que Caputo, Oldham et Bender. Depuis les années 1990, les progrès technologiques ont encouragé l'adoption généralisée de ces systèmes, tandis que de nouvelles techniques numériques et analytiques ont été développées pour améliorer leur applicabilité pratique [1].

I.3. Pourquoi un ordre fractionnaire?

La popularité croissante de l'utilisation des commandes partielles dans les systèmes dynamiques est due à plusieurs facteurs clés. Premièrement, ces commandes fournissent une modélisation plus précise de phénomènes plus complexes au-delà des capacités des équations différentielles classiques, enrichissant ainsi notre compréhension de la complexité des systèmes naturels ou artificiels. De plus, prendre un ordre fractionnaire nous permet de représenter efficacement des phénomènes non locaux tels que le comportement de la mémoire à long terme

et les interactions à grande échelle. De plus, les séquences fractionnaires offrent une plus grande flexibilité dans leur conception, ce qui facilite l'ajustement des paramètres pour décrire adéquatement chaque système particulier. Enfin, les équations fractionnaires s'avèrent particulièrement utiles pour modéliser les effets dissipatifs et non linéaires observés dans de nombreux systèmes réels, élargissant ainsi leur application dans de nombreux domaines scientifiques et techniques [1].

I.4.Modélisation des systèmes d'ordre fractionnaire

La représentation mathématique des systèmes fractionnaires dans le domaine fréquentiel engendre des fonctions irrationnelles, donnant lieu à des équations différentielles complexes dans le domaine temporel. En l'absence de méthodes mathématiques adaptées, l'étude théorique et pratique des systèmes dynamiques d'ordre fractionnaire est restée relativement limitée. L'approximation par des fonctions rationnelles s'avère cruciale pour simplifier l'analyse, la synthèse et la simulation de ces systèmes.

La modélisation fractionnaire permet de décrire les phénomènes physiques observés dans des dispositifs régis par des équations aux dérivées partielles. Cette approche repose sur le calcul fractionnaire initié par Leibniz et Euler dès le XVIIe siècle, redevenant un sujet de recherche majeur au XXe siècle. Actuellement, cette méthode est largement employée pour modéliser des équipements électriques, analyser les impacts des catastrophes naturelles, concevoir des systèmes de contrôle et étudier des phénomènes complexes dans divers domaines comme la biologie et les sciences humaines [2].

I.5.Domains d'application des systèmes fractionnaires

Les systèmes fractionnaires ont des domaines d'application diversifiés, notamment dans :

- En automatique, Bode a été précurseur en introduisant l'utilisation d'une fonction de transfert en boucle ouverte sous la forme d'un intégrateur d'ordre fractionnaire. Plus tard, en 1999, Podlubny a proposé une généralisation du contrôleur PID classique adaptée à des systèmes d'ordre fractionnaire [3] [4] [5].

- Dans le domaine de l'électricité, Schmidt et Drumheller ont établi, en 1971, à partir de données expérimentales, que le courant circulant à travers un condensateur est proportionnel à

la dérivée non entière de la tension appliquée à ses bornes. Ils ont ainsi identifié une impédance, nommée "Fractor" ou condensateur fractionnaire, prenant la forme d'une puissance de 1/2 de la variable de La place [6].

- En mécanique des milieux continus, certains matériaux comme les polymères (gommes, caoutchouc) présentent un comportement viscoélastique qui peut être modélisé à l'aide d'équations différentielles d'ordre fractionnaire [7].

- Dans le domaine thermique, l'identification des systèmes de diffusion de chaleur a montré que l'équation de la chaleur peut être adéquatement modélisée en utilisant une dérivée d'ordre 1/2[7].

- Le traitement d'image, en utilisant des dérivées d'ordre fractionnaire, a été exploré par Matieu. D'autres domaines tels que la géophysique, la biomédecine et l'optique ont également présenté des applications des dérivées fractionnaires [8] [9].

I.6. Intégrale et drivée d'ordre fractionnaire

Le calcul fractionnaire élargit la portée des opérations d'intégration et de différentiation en introduisant l'opérateur fondamental d'ordre non entier. Dans cette généralisation, c est une constante de proportionnalité, cD_t^α représente l'opérateur de dérivation d'ordre non entier, et t est la variable sur laquelle ces opérations sont appliquées. Cette approche permet une analyse approfondie des phénomènes mathématiques et physiques impliquant des degrés de dérivation non entiers, en étendant les opérations au-delà des ordres entiers [10].

La définition de cD_t^α est la suivante :

$$cD_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} & \alpha > 0 \\ 1 & \alpha = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{-\alpha} & \alpha < 0 \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Où :

α : représente l'ordre de l'opération et est généralement un nombre réel, est défini selon les approches de Grunwald-Letnikov (GL) et de Riemann-Liouville (RL). D'autres définitions

bien familières. Incluent celle de Caputo, également utilisée dans le cadre du calcul fractionnaire.

I.6.1. Intégration d'ordre fractionnaire

Considérons une fonction réelle de la variable réelle t qui est continue et intégrable sur l'intervalle $[0, +\infty[$. L'intégrale répétée k fois de cette fonction, appelée l'intégrale k ème de $f(t)$ et notée $I^k f(t)$, est standardisée par la formule de Cauchy [11]:

$$\int_{t_0}^t dt_n \int_{t_0}^{t_4} dt_{n-1} \dots \int_{t_0}^{t_3} dt_2 \int_{t_0}^{t_2} f(t_1) dt = I^k f = \frac{1}{(k-1)!} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{k-1} f(\tau) d\tau \quad (\text{I.2})$$

Pour généraliser cette formule de Cauchy à un nombre réel α , Riemann a suggéré en 1947 de remplacer la fonction factorielle standard par la fonction Gamma, qui généralise la factorielle aux nombres réels. Ainsi, la fonction d'intégration fractionnaire est définie comme

$$I^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad (\text{I.3})$$

I.6.2. Dérivation d'ordre fractionnaire

La différentiation fractionnaire généralise la différentiation traditionnelle à des ordres non entiers quelconques. Cette généralisation peut être obtenue en intégrant de manière fractionnaire, ce qui conduit aux définitions de Riemann-Liouville et de Caputo. Une autre approche de généralisation, basée sur la définition classique de la différentiation entière, est proposée par la méthode de Grunwald-Letnikov.

I.6.2.1. Riemann-Liouville

La combinaison répétée n fois est normalisée par la fonction gamma à l'exposant du facteur, tandis que l'entier n est le nombre réel α [1] :

$$D^{-n} f(t) = \int_0^t \frac{(t-\tau)^{n-1}}{(n-1)!} f(\tau) d(\tau) \quad (\text{I.4})$$

$$D^{-\alpha} f(t) = \int_0^t \frac{(t-\tau)^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} f(\tau) d(\tau) \quad (\text{I.5})$$

Dont la fonction de puissance est sous forme :

$$\varphi_\alpha(t) = \frac{t^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} \quad (\text{I.6})$$

Et la définition d'une intégrale de convolution est utilisée pour déterminer une fraction afin que l'intégration puisse être définie comme la convolution d'une fonction et d'un produit de puissance.

$$D^{-\alpha} f(t) = \varphi_\alpha(t) * f(t) = \int_0^t \varphi_\alpha(t-\tau) f(\tau) d(\tau) \quad (\text{I.7})$$

I.6.2.2. Grunwald-Letnikov

L'une des définitions les plus fréquentes de la dérivée d'ordre fractionnaire est celle de Grunwald-Letnikov. [12] [13]:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{m=0}^{[N]} (-1)^m \binom{\alpha}{m} f(t - mh) \quad (\text{I.8})$$

$$N = \left[\frac{t-a}{h} \right] \text{ integre} \quad \binom{\alpha}{m} = \frac{n!}{m!(n-m)!} \quad (\text{I.9})$$

Des fonctions Gamma telles que $\frac{\Gamma(\alpha+1)}{m!\Gamma(\alpha-m+1)}$ m peuvent être utilisées pour remplacer cela Avec n non entier, $\Gamma(\alpha-m+1)$ est α . La différenciation en ordre fractionnaire est donc :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h} \sum_{m=0}^{\left[\frac{t-a}{h} \right]} (-1)^m \frac{\Gamma(\alpha+1)}{m!\Gamma(\alpha-m)!} f(t - mh) \quad (\text{I.10})$$

Où la fonction gamma généralisée pour les nombres fractionnaires est définie par

$$\Gamma(\alpha) = \int_0^\infty e^{-x} x^{\alpha-1} dx \quad (\text{I.11})$$

I.6.2.3. Caputo

Au cours des années 60, Caputo a suggéré une autre définition de la dérivation d'ordre fractionnaire de manière alternative [14].

Selon la conception de Caputo, le dérivé d'une fonction est défini par la relation suivante [15] :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t (t-\tau)^{n-\alpha-1} f^n(\tau) d\tau \quad (\text{I.12})$$

Avec n est un entier positif vérifiant l'inégalité : $(n-1) < \alpha < n$

$f^n(\tau)$, étant la dérivée d'ordre entier n par rapport à τ de la fonction $f(\tau)$.

L'approche Caputo présente comme principal avantage que les conditions initiales pour les dérivées fractionnaires au sens de Caputo dans les équations différentielles fractionnaires adoptent la forme identique à celle de celles des équations différentielles d'ordre entier.

1.7. Fonctions spéciales du calcul fractionnaire

1.7.1. La fonction Gamma

La fonction Gamma d'Euler est fondamentale en calcul fractionnaire. La fonction Gamma $\Gamma(z)$ est définie par l'intégrale [16] :

$$\Gamma(Z) = \int_0^\infty e^{-t} t^{Z-1} dt \quad (\text{I.13})$$

Les propriétés de fonction Gamma :

$$\Gamma(Z+1) = Z \Gamma(Z) \quad (\text{I.14})$$

$$\Gamma(z+1) = \int_0^\infty e^{-t} t^{(z+1)-1} dt = \int_0^\infty e^{-t} t^z dt = z \Gamma(z) \quad (\text{I.15})$$

L'équation présentée est dérivée par intégration des composants. Notamment, $\Gamma(1) = 1$, et nous déterminons les valeurs pour $z = 1, 2, \dots$ en appliquant la propriété précédente :

$$\Gamma(2) = 1 \Gamma(1) = 1! \quad (\text{I.16})$$

$$\Gamma(3) = 2 \Gamma(2) = 2! \quad (\text{I.17})$$

$$\Gamma(n+1) = n \cdot \Gamma(n) = n \cdot (n-1)! = n! \quad (\text{I.18})$$

Fonctions pour le calcul fractionnaire :

$$\varphi(z) = \int_1^{\infty} e^{-t} z^{z-1} dt \quad (\text{I.19})$$

$$\Gamma(z) = \varphi(z) + \frac{(-1)^0}{0!} \cdot \frac{1}{0+z} + \frac{(-1)^1}{1!} \cdot \frac{1}{1+z} + \frac{(-1)^2}{2!} \cdot \frac{1}{z+2} + \dots \quad (\text{I.20})$$

I.7.2. La fonction Mittag-Leffler

Est une fonction particulière qui applique la fonction exponentielle classique. La série de puissances permet de la déterminer $E_{\alpha}(z)$ pour $\alpha > 0$ [17].

$$\sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + \beta)} \quad (\text{I.21})$$

$$\alpha, \beta \in \mathbb{C} \quad R(\alpha) > 0 ; R(\beta) > 0$$

Si $\beta = 1$ La fonction Mittag-Leffler (1.21) est :

$$\sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + 1)} \quad (\text{I.22})$$

La méthode de Mittag-Leffler à deux variables est importante pour divers calculs. R. P. Agarwal et Erdely ont introduit de tels travaux en 1953 et 1954. Voici la définition d'une fonction à deux paramètres :

$$E_{1,1}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(k+1)} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{k!} = e^z \quad (\text{I.23})$$

$$E_{1,2}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(k+z)} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{(k+1)!} = \frac{e^z - 1}{z} \quad (\text{I.24})$$

La forme générale est :

$$E_{1,n}(z) = \frac{1}{z^{n-1}} \left(e^z - \sum_{k=0}^{n-2} \frac{z^k}{k!} \right) \quad (\text{I.25})$$

I.8. Propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire

Les principales propriétés des dérivées et intégrales d'ordre fractionnaire sont les suivantes [18] [19] [20] :

1. si $f(t)$ est une fonction de t , alors sa dérivée fractionnaire ${}^0D_0^\alpha f(t)$ est une fonction analytique de t et α

2. Deux paramètres, notés « α » et « a », sont nécessaires pour définir un opérateur d'ordre fractionnaire.

3. Pour $\alpha=0$ l'opération ${}^aD_t^\alpha$ est l'opérateur identité :

$${}^aD_t^0 f(t) = f(t) \quad (\text{I.26})$$

4. Pour $\alpha = 0$, $D^\alpha y(t)$ est l'opérateur identité :

$$D^0 y(t) = y(t) \quad (\text{I.27})$$

5. la loi additive d'index :

$${}^0D_t^\alpha ({}^0D_t^\beta f(t)) = {}^0D_t^\beta {}^0D_t^\alpha f(t) = {}^0D_t^{\alpha+\beta} f(t) \quad (\text{I.28})$$

6. la différentiation et l'intégration sont des opérateurs linéaires :

$${}^0D_t^\alpha (af(t) + bf(t)) = a_0 D_t^\alpha f(t) + b_0 D_t^\alpha f(t) \quad (\text{I.29})$$

I.9. La transformation de Laplace des opérateurs d'ordre fractionnaire

Les expressions des opérateurs différentiels non entiers en termes temporels peuvent sembler complexes sur le plan mathématique. Néanmoins, leur représentation dans le domaine de Laplace apparaît étonnamment simple, surtout lors de l'étude des systèmes à l'équilibre au temps $t=0$. Nous nous concentrerons spécifiquement sur le cas où l'ordre m est un nombre réel.

I.9.1. La transformation de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire

Nous débuterons par l'évolution de Laplace. De l'opérateur d'amas parcellaire de Riemann-Liouville d'amas $m > 0$ m posé pendant lequel une convolution des fonctions [21].

$$g(t) = \frac{1}{\Gamma(m)} t^{m-1} \quad \text{et} \quad f(t) \quad (\text{I.30})$$

$$I^m f(t) = D^{-m} f(t) = \frac{1}{\Gamma(m)} \int_0^t (t-\tau)^{m-1} f(\tau) d\tau = \frac{1}{\Gamma(m)} t^{m-1} * f(t) \quad (\text{I.31})$$

La transformée de Laplace de la fixé t^{m-1} est :

$$G(p) = L\{t^{m-1}\} = \Gamma(m)p^{-m} \quad (\text{I.32})$$

Ainsi, l'intégrale de Riemann-Liouville a été transformée par Laplace:

$$L\{I^m[f(t)]\} = p^{-m}F(p) \quad (\text{I.33})$$

De manière similaire, l'équation (I.22) fournit également la transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire définie par Grünwald-Leitnikov et Caputo.

I.9.2. Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire

Dans ce qui suit, nous examinons la transformée de Laplace des différentes définitions de la dérivée d'ordre arbitraire.

Riemann-Liouville

$$L\{D^m f(t)\} = p^m F(p) - \sum_{k=0}^{n-1} p^k [D^{m-k-1} f(t)] t = 0 \quad (\text{I.34})$$

La transformée de Laplace de la dérivée de Riemann-Liouville est une relation bien connue lorsque $n-1 < m < n$. Cependant, son utilité pratique est souvent limitée en raison du manque d'interprétation physique claire pour les valeurs limites des dérivées d'ordre fractionnaire à $t=0$ [12] [17].

Pour la dérivée au sens de Caputo

$$L\left\{{}^C D_t^m f(t); s\right\} = s^m F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{m-1-k} f(0)^{(k)} \quad (\text{I.35})$$

avec : $n - 1 \leq m < n$

Pour la dérivée au sens de Grünwald-Letnikov

$$L\left\{ {}_0^GL D_t^m f(t); s \right\} = s^m F(S) \text{ avec } n - 1 \leq m < n \quad (\text{I.36})$$

La transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire, avec des conditions initiales nulles pour l'ordre m , est représentée par la formule suivante pour les trois définitions :

$$L\{ {}_0D_t^m f(t) \} = s^m F(S) \quad (1.37)$$

Remarque: La résolution de l'ordre fractionnaire des équations différentielles à l'aide de la transformée de Laplace suit une procédure similaire à celle des équations différentielles d'ordre entier.

I.10.Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire

De nombreuses techniques d'approximation des systèmes d'ordre non entier sont présentes dans la littérature. Les méthodes du domaine fréquentiel (approximations analogiques) et les méthodes du domaine temporel (approximations numériques) sont les deux grandes catégories.

I.10.1. Approximation analogique des systèmes d'ordre fractionnaire

La recherche d'approximations d'ordre entier pour des fonctions de transfert d'ordre fractionnaire revêt une grande importance. En d'autres termes, lors de l'exécution des simulations.

Lorsque les correcteurs sont nécessaires, les fonctions de transfert d'ordre fractionnaire sont remplacés par des fonctions de transfert d'ordre entier, qui ont un comportement assez similaire à celui souhaité, mais beaucoup plus simples à manipuler. Il convient de souligner que les estimations sont approximatives.

I.10.1.1.méthode d'Oustaloup

La méthode d'approximation du filtre d'Oustaloup pour un différenciateur d'ordre fractionnaire est couramment utilisée dans le domaine du calcul fractionnaire. On peut concevoir un filtre d'Oustaloup généralisé de la manière suivante [1]:

$$G(s) = C \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega_{zk}}{s + \omega_{pk}} \quad (\text{I.38})$$

L'endroit où les pôles, les zéros et le gain sont déterminés.

$$\omega_{zk} = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{1+2k+\alpha}{2N+1}} \quad (\text{I.39})$$

$$\omega_{pk} = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{1+2k-\alpha}{2N+1}} \quad (\text{I.40})$$

Le gain fréquentiel unité (ωu) est défini comme la racine carrée du produit des fréquences haute (ωh) et basse (ωb) d'une bande de fréquences distribuées géométriquement autour d'une fréquence centrale. En d'autres termes, $\omega u = \omega h$, où ωh représente la haute fréquence et ωb la basse fréquence de la bande.

La méthode proposée repose sur l'approximation d'une fonction irrationnelle par une fonction rationnelle obtenue grâce à la technique de l'expansion par fractions continues (EFC). Cette méthode implique également l'ajustement de la fonction originale sur un ensemble de points espacés de manière équilibrée.

Si l'on suppose que les points sont choisis comme suit ($i = 0, 1, 2, 3, \dots$), l'approximation prend la forme :

$$H(s) = a_0 + \frac{(s - s_0)(s - s_1)(s - s_2)(s - s_3)}{a_1(s) + a_2(s) + a_3(s) + a_4(s)} \quad (\text{I.41})$$

Où :

$$a_i = \mu_i(s_i); \mu_0(s) = H(s); \mu_{i+1} = \frac{s - s_i}{\mu_i(s) - a_i} \quad (\text{I.42})$$

I.10.1.2.méthode de Charef

L'approche suggérée par Charef et ses collègues repose sur l'approximation d'une fonction de la forme suivante [22]:

$$H(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{p_t}\right)^\alpha} \quad (\text{I.43})$$

Où $\frac{1}{p_t}$ est la constante de temps de relaxation, et $0 < \alpha < 1$:

$$H(S) = \frac{\prod_{i=0}^{n-1} (1 + \frac{s}{z_i})}{\prod_{i=0}^n (1 + \frac{s}{p_i})} \quad (\text{I.44})$$

Définissons :

$$a = 10^{\frac{y}{10(\alpha-1)}}, b = 10^{\frac{y}{10^\alpha}} \quad , ab = 10^{\frac{y}{10\alpha(\alpha-1)}} P_0 = PT10^{\frac{y}{20}\alpha}, \alpha = \frac{\log(a)}{\log(ab)} \quad (\text{I.45})$$

Ainsi, nous pouvons obtenir la distribution des pôles et des zéros comme :

$$p_{i=(ab)^i p_0} \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{I.46})$$

$$z_i = (ab)^i a p_0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, N - 1$$

I.10.1.3.Méthode de Carlson

La méthode suggérée par repose sur l'approximation de l'opérateur d'ordre fractionnaires $G(s)=s^\alpha$ par une fonction rationnelle $\widehat{G}(S)$ en identifiant le modèle d'approximation à partir de son gain. On calcule le gain en utilisant M fréquences réparties dans une bande de fréquence $[\omega_0, \omega_M]$ où l'approximation est effectuée. Pour un groupe de points choisis $\omega_i, i=0, 1, 2, \dots, M$, l'approximation se présente sous la forme suivante [23]:

$$\widehat{G}(s) = a_0 + \frac{s-\omega_0}{a_1} + \frac{s-\omega_0}{a_2} + \frac{s-\omega_0}{a_3} + \dots = [a_0, \frac{s-\omega_{i-1}}{a_i}]_{I=1}^M \quad (\text{I.47})$$

Ou

$$a_i = f(\omega_i) ; f_0(\omega) = G(s) ; f_{i+1}(s) = \frac{s - \omega_1}{f_i(s) - a_i} \quad (\text{I.48})$$

Le modèle d'approximation est obtenu en remplaçant chaque opérateur d'ordre fractionnaire de la fonction de transfert irrationnelle explicite par son approximation.

I.10.2. Approximation numérique des systèmes d'ordre fractionnaire

Des approximations numériques de systèmes d'ordre fractionnaire sont souvent nécessaires car les solutions exactes de ces systèmes sont souvent difficiles, voire impossibles, à obtenir analytiquement.

I.10.2.1. Approximation Par calcul de l'expression analytique de la sortie du système

Dans le contexte de l'approximation, on peut employer le calcul de l'expression analytique de la sortie du système d'ordre fractionnaire. Cette approche utilise la représentation modale du système, définie par la fonction suivante [24] :

$$H(s) = \sum_{l=1}^L \frac{A_l}{s^{n-\lambda_l}} \quad (\text{I.49})$$

Où $l = 1, 2, \dots$ représente la multiplicité de la valeur propre λ_l .

La sortie du système est alors donnée par la formule :

$$y(t) = L^{-1} \left\{ \frac{A_l}{s^{n-\lambda_l}} \right\} * u(t) = h_l(t) * u(t) \quad (\text{I.50})$$

L'expression analytique de la sortie n'est pas simple, car elle nécessite le calcul d'une intégrale complexe. De plus, sa précision dépend du calcul du produit de convolution entre l'entrée et $h_l(t)$.

I.10.2.2. Approximation du modèle non entier par un modèle rationnel discret

Le principe de cette méthode est de remplacer les dérivées non entières par leurs équivalents discrets $w(z-1)$. Cette substitution donne la fonction de transfert discrète suivante [25]:

$$H(Z) = \frac{b_1(w(Z^{-1}))^{n_{b1}} + \dots + b_j(w(Z^{-1}))^{n_{bj}}}{(w(Z^{-1}))^{n_{a1}} + \dots + a_l(w(Z^{-1}))^{n_{al}}} \quad (\text{I.51})$$

Où (Z^{-1}) peut être calculé de différentes manières, notamment :

Méthode d'Euler :

$$S^n = \left(\frac{1}{T} (1 - Z^{-1}) \right)^n = \frac{1}{T^n} (1 - nZ^{-1} + \frac{n(n-1)}{2} Z^{-2} + \dots) \quad (\text{I.52})$$

Méthode de Tustin :

$$S^n = \left(\frac{2}{T} \frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \right)^n = \left(\frac{2}{T} \right)^n (1 - 2nZ^{-1} + 2n^2Z^{-2} + \dots) \quad (\text{I.53})$$

Méthode de Simpson :

$$S^n = \left(\frac{3}{T} \frac{(1-Z^{-1})(1+Z^{-1})}{1+4Z^{-1}+Z^{-2}} \right)^n = \left(\frac{3}{T} \right)^n (1 - 4nZ^{-1} + 2n(4n+3)Z^{-2} + \dots) \quad (\text{I.54})$$

Méthode d'Al Alaoui :

$$S^n = \left(\frac{8}{7T} \frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \right)^n = \left(\frac{8}{7T} \right)^n \left(1 - \frac{8}{7}nZ^{-1} + \left(-\frac{24}{49}n + \frac{32}{49}n^2 \right) Z^{-2} + \dots \right)^n \quad (\text{I.55})$$

L'inconvénient de ces méthodes est l'impossibilité d'obtenir des modèles entiers d'ordre élevé, ce qui rend la simulation en temps réel difficile.

I.11. Présence de systèmes d'ordre fractionnaires

L'identification des systèmes à ordre fractionnaire constitue un domaine de recherche actif depuis les années 1990. Son objectif est de dériver un modèle mathématique d'un système physique à partir de données expérimentales et de connaissances préalables. De nombreux systèmes physiques exhibent une dynamique non entière, ce qui signifie que leur comportement temporel est décrit par des équations différentielles à ordre fractionnaire. Par conséquent, l'utilisation de modèles entiers ne convient pas pour les identifier efficacement.

Cette problématique a suscité un vif intérêt au sein de la communauté scientifique. Cependant, l'identification des systèmes à ordre fractionnaire présente des défis supplémentaires, nécessitant non seulement l'estimation des paramètres du modèle mais également la détermination de leurs ordres fractionnaires.

Pour relever ces défis, de nombreuses approches temporelles et fréquentielles ont été développées et proposées dans la littérature scientifique afin de permettre une identification précise des systèmes à ordre fractionnaire [24] [26] [27] [28].

I.13. Conclusion

En conclusion, ce chapitre sert d'introduction aux fondamentaux du calcul fractionnaire. Nous avons exposé des définitions mathématiques des opérateurs fractionnaires, en mettant en évidence leurs propriétés ainsi que leurs transformations de Laplace. De plus, nous avons examiné deux catégories de méthodes pour approximer la dérivée et l'intégrale d'ordre fractionnaire: les approches fréquentielles et les méthodes numériques.

Chapitre II :

La commande adaptative

II.1.Introduction

La régulation d'un système bouclé avec des contrôleurs à paramètres fixes est influencée par les variations des paramètres d'un processus réel, nécessitant des régulateurs adaptatifs basés sur l'identification en ligne des paramètres du procédé. Cette méthode, connue depuis les années soixante, permet de créer un modèle mathématique fidèle au comportement dynamique du processus. La commande adaptative ajuste automatiquement les paramètres du correcteur en cas de modifications des caractéristiques du processus ou de perturbations inconnues dans le temps, caractérisée par une non-linéarité avec deux boucles de contre-réaction. La preuve de stabilité étant complexe, une approche générale de commande adaptative basée sur le théorème de stabilité de Landau est utilisée. Bien que les recherches aient commencé dans les années 1950 pour être abandonnées en raison du manque de résultats théoriques et techniques, les avancées ultérieures ont rouvert l'intérêt, notamment avec l'utilisation de microprocesseurs et de techniques d'estimation paramétrique comme la méthode des moindres carrés récursive. L'objectif de ce chapitre est de présenter le concept essentiel de la commande adaptative, ainsi que d'explorer les différentes méthodes qui lui sont liées.

II.2.Historique

Les régulateurs standards rencontraient des difficultés à maintenir une performance constante dans toutes les situations, en particulier face aux variations de paramètres et pendant les phases de transition. L'idée d'ajuster automatiquement les paramètres des régulateurs a émergé vers la fin des années 1940, bien que le terme "Commande Adaptative" n'ait acquis sa signification actuelle que dans les années 1960. À cette époque, la technique de la "commande à gains programmés" a été développée pour gérer efficacement les évolutions connues et mesurables du comportement du processus. Toutefois, cette approche a rapidement montré ses limites face à des perturbations inconnues.

Le premier régulateur numérique adaptatif a vu le jour en 1981, avec l'avènement des ordinateurs et des microprocesseurs. La commande adaptative indirecte avec identification du modèle (MIAC), également connue sous le nom de commande auto-ajustable, a été introduite par Kalman dès 1958. Cette méthode repose sur les principes de séparation et d'équivalence certaine. Un régulateur adaptatif est considéré comme basé sur le principe de séparation lorsqu'il distingue l'estimation du modèle de la conception du régulateur. Il repose également sur le principe de l'équivalence certaine, qui suppose que les paramètres estimés du modèle sont

identiques à ceux du processus réel. Dans ce cadre, aucune erreur d'estimation n'est prise en compte lors de la conception du régulateur, ce qui est théoriquement justifié lorsque les paramètres du processus sont connus, que les variables d'état d'un processus linéaire sont estimées et qu'un critère quadratique de performance est utilisé, selon Bar-Shalom et Tse.

La commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC), introduite en 1961, se concentre sur la minimisation d'un indice de performance, une approche plus tard connue sous le nom de règle de conception du MIT. Cette méthode définit la réponse idéale du processus à un signal de commande en se basant sur un modèle de référence précis. Ensuite, un mécanisme d'adaptation ajuste les paramètres pour réduire progressivement la différence entre la sortie du processus et celle du modèle jusqu'à ce qu'elle converge vers zéro [30].

II.3.La commande adaptative

Il s'agit de toutes les méthodes employées pour ajuster automatiquement les régulateurs des boucles de commande en ligne et en temps réel, dans le but d'atteindre ou de maintenir un certain niveau de performances lorsque les paramètres du procédé à commander sont soit inconnus, soit variables dans le temps.

On peut définir la commande adaptative comme une directive permettant au régulateur de s'ajuster automatiquement aux changements du processus. Son objectif principal est de modifier les boucles de commande en temps réel afin de maintenir ou d'atteindre un niveau de performance spécifié, même lorsque les paramètres du processus varient dans le temps. En général, cela vise à réduire l'écart entre la consigne et la sortie. Un système adaptatif peut être conceptualisé 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 réactive aux variations des paramètres du processus, jouant un rôle crucial dans l'efficacité globale. Les réglages du processus jouent un rôle crucial dans l'adaptabilité du système, tandis que les différentes techniques de commande adaptative se distinguent par leurs approches en temps réel pour ajuster les paramètres du régulateur en fonction des fluctuations du processus [12] [31].

II.3.1. Principe de la commande adaptative

La commande adaptative est cruciale dans les applications industrielles car elle permet d'ajuster le régulateur en temps réel, garantissant ainsi des performances stables même lorsque

les paramètres du processus fluctuent ou sont inconnus. En surveillant un indice de performance basé sur l'écart entre la sortie désirée et la sortie mesurée, le système adaptatif ajuste les paramètres ou ajoute des signaux de commande pour minimiser cet indice, comme illustré dans la figure ci-dessous qui présente le concept global de la commande adaptative [31].

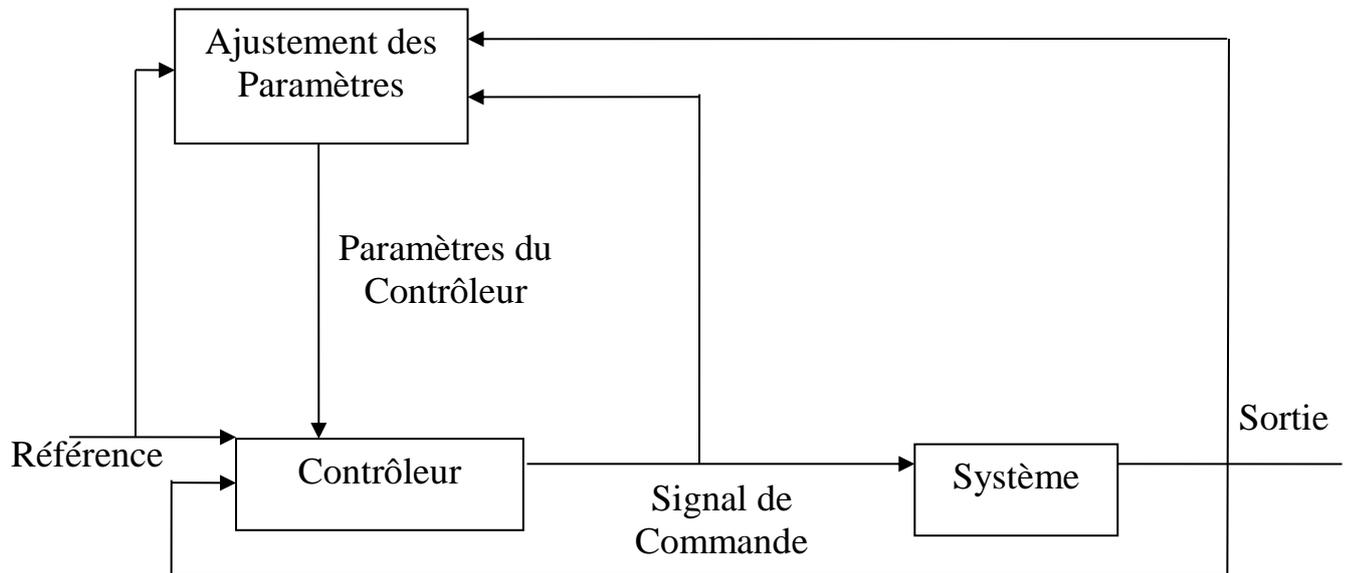


Figure II. 1: Principe d'un système de commande adaptative.

Un contrôleur adaptatif se caractérise par ses paramètres ajustables et son mécanisme d'ajustement. Dans un système de commande adaptative, deux boucles fermées interviennent : l'une assure la rétroaction classique entre le processus et le contrôleur, tandis que l'autre se charge d'ajuster les paramètres. Les principales caractéristiques d'un tel système sont les suivantes :

- Adaptation aux variations ou à l'incertitude des paramètres au fil du temps.
- Nécessité d'une loi de commande capable de s'ajuster à ces conditions changeantes.
- Estimation en temps réel des paramètres.
- Absence de nécessité de connaître préalablement les limites de ces paramètres.

II.3.2. Les buts d'un système de contrôle adaptatif

1. Réduction du temps d'ajustement et amélioration des résultats grâce à l'automatisation de l'ajustement des régulateurs.

2. Automatisation du calcul des paramètres optimaux des régulateurs pour diverses formes de régulations.
3. Le système de commande doit maintenir les performances nécessaires en cas de changements dans les paramètres du processus.
4. L'utilisation de régulateurs plus complexes et plus efficaces que les PID peut être possible (ceci en raison de l'ajustement automatique).
5. Repérage des fluctuations inhabituelles des caractéristiques du processus (qui pourraient éventuellement être causées par des perturbations structurelles). Les valeurs des paramètres fournies par les algorithmes d'adaptation présentent ces variations.
6. Création de nouvelles méthodes technologiques en utilisant des systèmes de commande adaptatifs (pour assurer le bon déroulement du processus).

Parmi les difficultés rencontrées pour mettre en place la commande adaptative, on retrouve :

Le temps de calcul joue un rôle essentiel dans la mise en œuvre en ligne. Afin de s'assurer de la stabilité et de la convergence souhaitée par rapport à la source [33] [44].

II.3.3. Domaines d'application de la commande adaptative

On utilise la CA lorsque cela est techniquement indispensable et économiquement rentable. Les méthodes du CA ont été efficacement employées dans de nombreuses applications :

Asservissements motorisés ; robots manipulateurs ; usines de ciment ; réacteurs Les produits chimiques comprennent des colonnes à distiller, des machines à papier, des régulateurs de pH, des échangeurs de chaleur, des systèmes d'armes, etc.

Les systèmes de CA sont en pleine expansion, d'une part en raison de leur raisonnable complexité, et d'autre part en raison de l'évolution des cartes à microprocesseurs qui peuvent être utilisées comme support pour leur construction. Quant à la rentabilité, il faut prendre en compte les facteurs suivants :

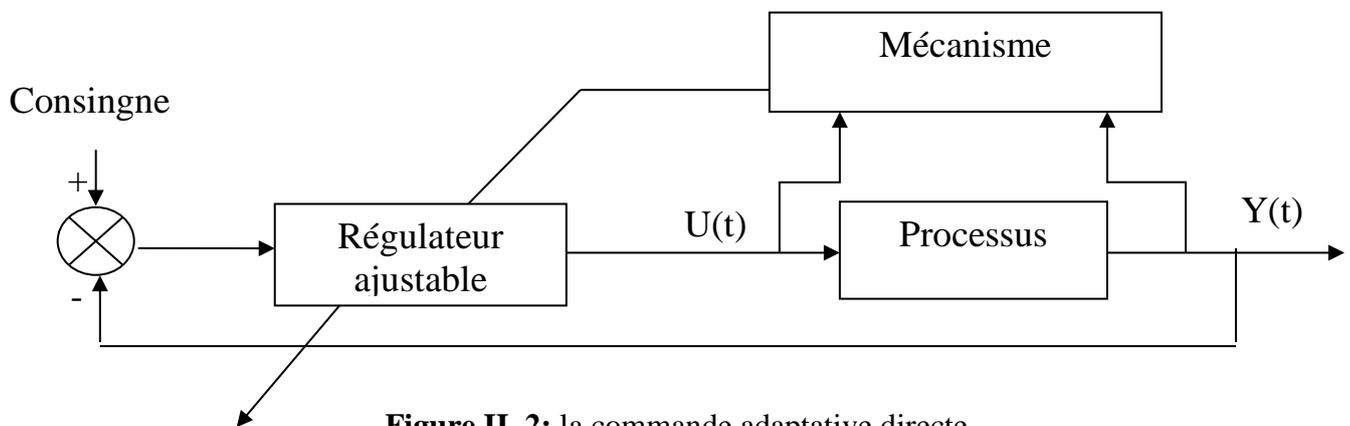
Mettre à niveau la qualité des produits, augmenter la production, économiser de l'énergie, étendre les arrêts d'entretien et détecter les anomalies de manière précoce.

II.3.4. Classification des approches de commande adaptative

Les approches de la commande adaptative sont des méthodes utilisées en ingénierie de contrôle pour ajuster automatiquement les paramètres d'un système en fonction des variations et des perturbations externes

I.3.4.1. Commande adaptative directe

L'idée est de calculer les paramètres du régulateur sans identifier explicitement ceux du système, ce qui se fait en une seule étape, soutenant ainsi l'approche de la commande directe. Cette méthode tend à générer des algorithmes plus rapides et à faciliter une mise en œuvre en temps réel. La figure (II.2) montre ce type de commande, où les performances de la boucle fermée sont définies via Y_m , un modèle de référence choisi par l'utilisateur de manière cohérente avec les capacités intrinsèques du système [31] [32].



II.3.4.2. Commande adaptative indirecte

La commande auto-ajustable MIAC, également connue sous le nom de commande indirecte, a été développée en 1958 par Kalman, reposant sur les principes de séparation et d'équivalence. Un régulateur adaptatif est conçu en suivant ces principes de séparation. Le schéma synoptique de la commande indirecte MIAC est illustré dans la figure (II.3) [23].

Niveau 1: Boucle d'adaptation

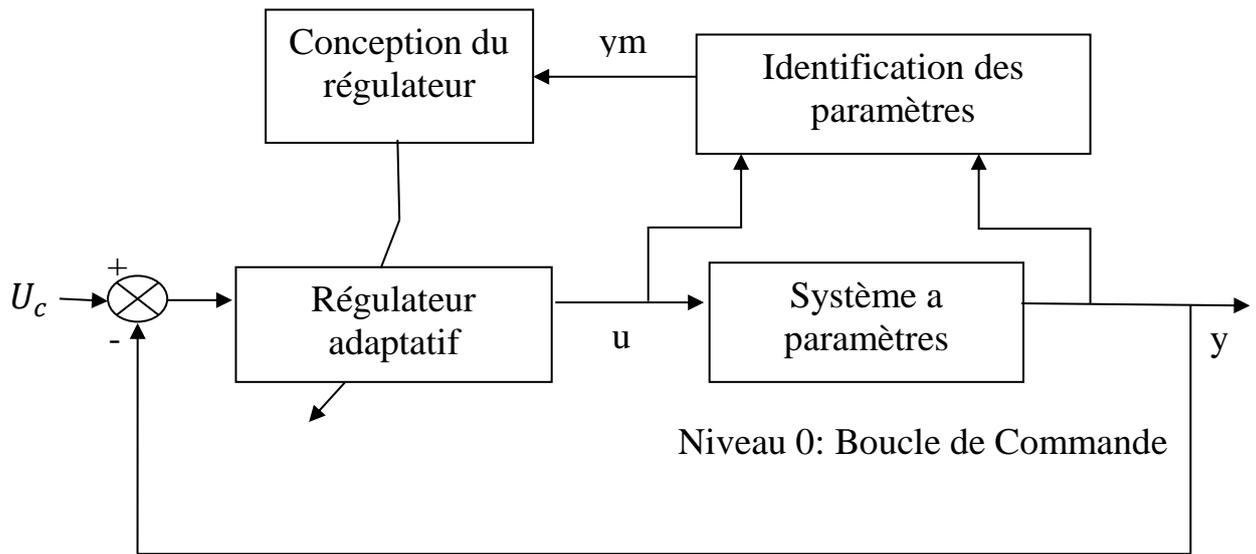


Figure II. 3: la commande adaptative indirecte.

Le principe de cette méthode consiste à estimer les paramètres du modèle dynamique utilisé lors de la synthèse de la loi de commande. L'estimation du modèle du système est réalisée indépendamment de la conception du régulateur ; seule la condition sur la commande est considérée pour la synthèse de ce dernier, sans considérer les résultats de l'estimation.

En d'autres termes, toute erreur d'identification, qui est inévitable, n'est pas prise en compte lors de la synthèse de la loi de commande (séparation complète des deux étapes), d'où le terme de commande adaptative indirecte [33] [34].

II.4. Les techniques de commande adaptative

Il existe divers schémas conçus pour garantir des performances acceptables lorsque les paramètres du procédé sont inconnus ou fluctuent dans le temps. Certains utilisent une boucle de rétroaction basée sur la mesure des performances, tandis que d'autres optent pour une boucle ouverte pour la commande adaptative des systèmes. Trois approches principales ont été principalement étudiées pour élaborer des stratégies de commande adaptative [30].

II.4.1. La Commande Adaptative à Modèle de Référence (MRAC)

Est une approche largement utilisée, développée par Whitaker et ses collègues en 1958. Elle vise à définir les performances souhaitées en choisissant un modèle de référence, ce qui permet de réguler les paramètres du système de commande. Le MRAC utilise deux boucles de rétroaction : une boucle interne pour la régulation normale du processus et une boucle externe pour ajuster les paramètres du régulateur en fonction de l'erreur entre la sortie du processus et celle du modèle de référence. Les paramètres sont adaptés en utilisant la méthode du gradient ou en appliquant la théorie de la stabilité. À l'origine destinés aux systèmes continus déterministes, les MRAC ont été étendus aux systèmes discrets et aux systèmes avec perturbations stochastiques [35].

La commande MRAC vise à aligner la sortie du système sur celle du modèle de référence tout en maintenant la stabilité en boucle fermée. La stabilité dépend de paramètres de régulateur appropriés, lesquels sont souvent inconnus. Dans ce cas, le bloc de loi adaptative ajuste ces paramètres en se basant sur l'erreur entre les sorties du modèle et du système [36].

Les éléments de la commande MRAC comprennent :

- le système contrôlé.
- le modèle de référence pour définir la sortie souhaitée.
- la boucle de régulation.
- et un bloc de loi d'adaptation pour modifier les paramètres du régulateur.

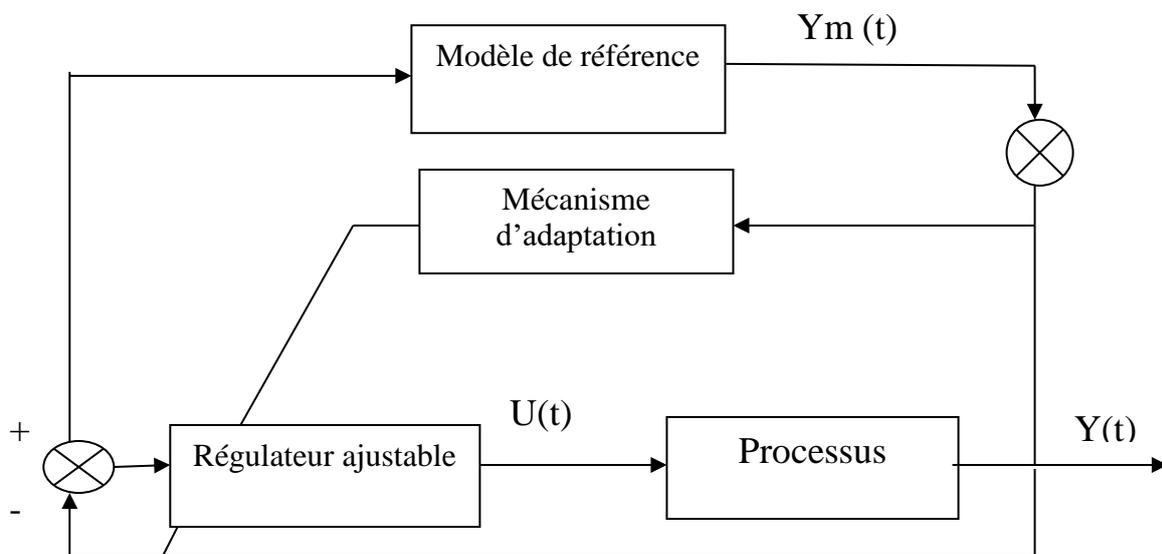


Figure II. 4: Commande adaptative à modèle de référence (MRAC)

II.4.1.1. La loi de M.I.T

La loi du MIT est l'approche originale pour modéliser le contrôle adaptatif dans la référence (CAMR). Le nom vient du fait qu'il a été développé au laboratoire d'instrumentation de l'université M.I.T (Massachusetts Institute of Technology).

Pour illustrer la loi du M.I.T, considérons un système en boucle fermée dans lequel le contrôleur dispose d'un vecteur θ de paramètres réglables. La réponse souhaitée de la boucle fermée est spécifiée par la sortie \mathbf{y}_m du modèle de référence.

Soit e l'erreur entre la sortie en boucle fermée \mathbf{y} et le modèle de référence \mathbf{y}_m .

Les paramètres sont ajustés de manière à minimiser la fonction de coût \mathbf{J} . La fonction de coût \mathbf{J} est définie comme :

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (\text{II.1})$$

Pour obtenir la valeur minimale de \mathbf{J} , il est raisonnable de modifier les paramètres dans le sens négatif du gradient de \mathbf{J} .

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial e}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (\text{II.2})$$

Cette règle du M.I.T fonctionne bien lorsque le gain d'ajustement γ est faible. La taille admissible de γ dépend de l'amplitude du signal de référence et du gain du processus. Par conséquent, la règle du M.I.T peut rendre instable un système en boucle fermée, car il est impossible de fournir une limite fixe pouvant garantir la stabilité. En utilisant la théorie de la stabilité, nous pouvons introduire une loi d'ajustement modifiée [32] [37] [38].

II.4.1.2. Réalisation du régulateur CAMR

Créez un système de modèle de référence adaptatif (SAMR) pour lequel on ajuste les paramètres du contrôleur. Considérez votre processus SISO. Supposons que toutes les dynamiques sont linéaires [37].

L'idée centrale est que le contrôleur peut être paramétré de telle sorte que l'erreur soit linéaire avec les paramètres du contrôleur.

La méthodologie de conception du contrôleur peut être résumée comme suit :

- Trouver une structure de contrôleur permettant un suivi parfait des sorties.
- Calculez l'erreur de modèle.
- Utiliser la loi d'ajustement des paramètres ou la loi de régularisation.

II.4.1.3. La Structure (Régulateur)

Le processus est supposé être décrit par un modèle continu [23] [37] :

$$Ay(t) = b_0Bu(t) \quad (\text{II.3})$$

Ici, les polynômes A et B n'ont pas de facteurs communs et le polynôme B est monique avec tous ses zéros dans le demi-plan gauche. La variable b_0 est appelée gain instantané ou gain aux hautes fréquences. Un contrôleur peut être écrit au format suivant :

$$Ru(t) = Tu_r(t) - Sy(t) \quad (\text{II.4})$$

où u_r est le signal de référence. Le polynôme B étant stable, le pôle correspondant peut être compensé par le contrôleur. Cela correspond à $R = R_1B$.

Le système en boucle fermée résultant lorsqu'un contrôleur est appliqué au processus s'écrit comme suit :

$$(AR_1 + b_0S)y = b_0Tu_r \quad (\text{II.5})$$

Si le polynôme T est choisi tel que $T = t_0A_0$, alors A_0 est un polynôme monique stable et R_1 et S satisfont :

$$AR_1 + b_0S = A_0A_m \quad (\text{II.6})$$

Il est possible d'obtenir une continuité complète du modèle avec le modèle suivant :

$$A_my_m(t) = b_0t_0u_r(t) \quad (\text{II.7})$$

II.4.1.4. Synthèse de commande adaptative à modèle de référence MRAS

Pour appliquer le contrôle adaptatif à un modèle de référence, les hypothèses suivantes doivent être faites [39] :

- Le modèle de référence est linéairement invariant dans le temps.
- Le modèle de référence et le système piloté ont le même ordre.
- En adaptation paramétrique, tous les paramètres du système à contrôler doivent être accessibles pour l'adaptation.
- Les paramètres d'un système accordable dépendent uniquement du mécanisme de réglage.
- Seul le vecteur d'entrée excite le système.
- Connaissance des différences initiales entre les paramètres du modèle et les paramètres du système.

II.4.2. Commande Adaptative Par Auto-ajustement

La commande auto-ajustable (self-tuning control), également connue sous le nom de commande adaptative indirecte, est une technique qui utilise un estimateur pour estimer les paramètres du système en se basant sur la commande et la sortie du système. Cela permet de paramétrer le contrôleur de manière appropriée sans avoir besoin d'un modèle de référence. Ainsi, même si les paramètres réels du système sont inconnus ou variables dans le temps, cette approche permet de maintenir la stabilité du système dans la boucle de contrôle en utilisant des paramètres estimés [40].

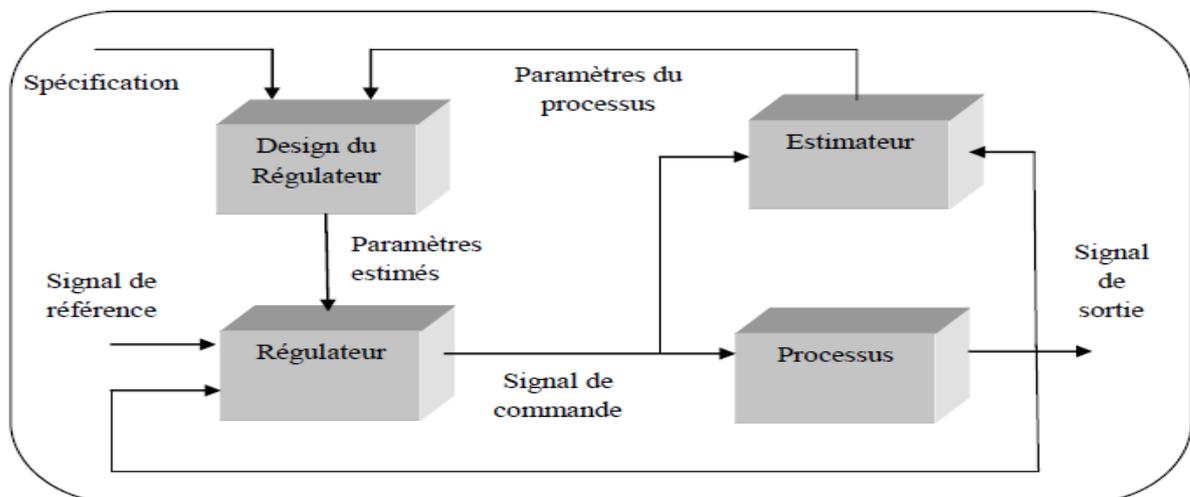


Figure II. 5: Schéma de commande auto-ajustable

II.4.2.1. Régulateur RST

On conçoit directement un régulateur RST en utilisant une méthode de déplacement de pôles algébriques. Une approche spécifique au modèle discret du système. Contrairement aux méthodes de synthèse basées sur le diagramme de Bode ou l'utilisation d'un modèle fréquentiel du système à commander, le régulateur RST se fonde sur un modèle paramétrique du système. Sa structure est habituellement décrite par des polynômes en z^{-1} notés R, S et T. La fonction de transfert $H_m(z^{-1})$ d'un modèle de référence à poursuivre est définie comme suit [35] [41]:

$$H_m(z^{-1}) = z^{-d} \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \quad (\text{II.8})$$

Où A_m : est un polynôme Monique ($A_m(0)=1$).

d : est un retard pur du procédé.

II.4.2.2. Commande Auto-Ajustable indirecte

Après avoir identifié les paramètres du processus, ils sont ensuite transmis au bloc de calcul des paramètres du régulateur. Les nouveaux paramètres du régulateur seront automatiquement mis à jour en fonction des paramètres reçus et des spécifications définies par le cahier des charges (rapidité, amortissement,...), ce qui permettra de le mettre à jour. Le processus mentionné précédemment se reproduira tout au long du fonctionnement de la boucle de réglage [35].

II.4.2.3. Commande Auto-Ajustable directe

Les algorithmes Directs des régulateurs auto-ajustables présentent un avantage par rapport aux algorithmes Indirects, car ils nécessitent davantage de calculs et peuvent parfois être impactés négativement par certaines valeurs des paramètres. En ce qui concerne les régulateurs Directs, les calculs de conception sont réduits ou même supprimés. L'idée principale de ces régulateurs Directs consiste à redéfinir le modèle en utilisant les équations de conception pour ajuster les paramètres du régulateur. Il est également essentiel de comprendre la relation entre les SAMR et les régulateurs auto-ajustables grâce à cette réparamétrisation [35].

II.4.3. Commande adaptative à Gain Programmé

Selon cette méthode, les non-linéarités doivent être connues, car il n'y a pas de correction pont pour compenser une programmation incorrecte (fonctionnement de la boucle ouverte). Cependant, elle présente l'avantage d'ajuster rapidement les paramètres du correcteur lorsqu'il y a des modifications rapides de la dynamique [35].

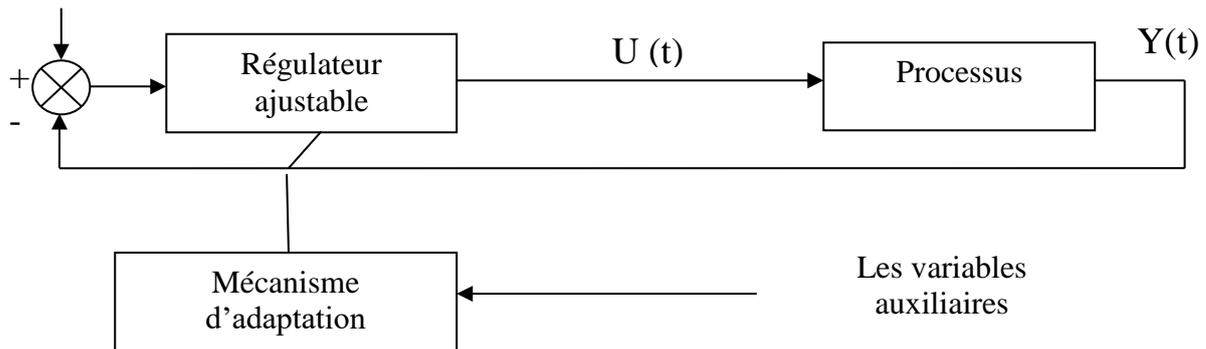


Figure II. 6: commande adaptative à gain préprogramme.

Le principe de cette méthode est de modifier les paramètres du contrôleur en surveillant les conditions de fonctionnement après le processus, la méthode est donc basée sur la mesure des conditions du système pour compenser les changements des paramètres du système, ou d'éventuelles non-linéarités de comportement connu [42][43].

Les effets des changements dans les paramètres du système peuvent être réduits en modifiant les paramètres du correcteur via des blocs fonctionnels basés sur des variables système auxiliaires.

Cette commande comporte deux boucles :

- Peut être considéré comme une transformation de l'espace des paramètres du système vers l'espace des paramètres du contrôleur.
- Peut être implémenté comme une "table de recherche".

II.5. Ajustement des paramètres de la commande adaptative

Le réglage des paramètres du régulateur peut être réalisé de deux manières [32]:

- Méthode du gradient (MIT)
- Théorie de la stabilité (Lyapunov)

Fonction Lyapunov :

Dans cette approche, nous tenterons de trouver une loi d'ajustement garantissant que l'erreur converge vers zéro.

Lyapunov a présenté sa méthode directe pour étudier la stabilité des solutions d'équations différentielles non linéaires. Le principe sous-jacent de cette méthode est une extension d'une observation physique de base : si l'énergie totale d'un système mécanique (ou électrique) est continuellement dissipée, le système convergera vers un état d'équilibre. Par conséquent, nous pouvons déduire la stabilité d'un système donné en examinant simplement une fonction scalaire [7].

Soit l'équation différentielle

$$\underline{\dot{x}} = f(\underline{x}, t) \quad f(0, t) = 0 \quad (\text{II.9})$$

Où : \underline{x} est un vecteur d'état à n dimensions. Le point d'équilibre est supposé être l'origine.

Soit la fonction $V: \mathfrak{R}^{n+1} \rightarrow \mathfrak{R}$ satisfaire la condition :

$$V(0, t) = 0 \quad \forall t \in \mathfrak{R}. \quad (\text{II.10})$$

- V est différentiable en \underline{x} et t .
- V est défini positive, c'est-à-dire $V(\underline{x}, t) \geq g(\underline{x}) > 0$ où $g: \mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}$ est une fonction continuellement croissante, et $\lim_{x \rightarrow \infty} g(\underline{x}) = \infty$.

La condition suffisante pour que le système soit uniformément asymptotiquement stable est donnée par l'équation de fonction :

$$V(\underline{x}, t) = f^t(\underline{x}, t) \text{grad } V + \frac{\partial v}{\partial t} < 0 \text{ pour } \underline{x} \neq 0 \quad (\text{II.11})$$

Cela signifie que $V(\underline{x}, t)$ est défini négative.

La théorie de la stabilité de Lyapunov peut être utilisée pour concevoir des lois de contrôle adaptatives capables de garantir la stabilité des systèmes en boucle fermée. Nous illustrerons ci-dessous l'application de ce théorème aux systèmes linéaires du premier ordre [11].

II.6. Conclusion

En conclusion, le chapitre II a abordé en profondeur la commande adaptative, une technologie essentielle en automatique moderne, ce chapitre a couvert l'historique, les principes et les diverses applications de cette technologie, qui ajuste les paramètres du régulateur pour optimiser les performances face à l'incertitude et la diversité des approches. La commande adaptative à modèle de références (MRAC) et la commande adaptative par auto-ajustement démontrent son importance croissante dans des secteurs variés comme l'aéronautique industrielle. L'adoption de l'intelligence artificielle et du machine Learning devrait renforcer l'efficacité et l'autonomie de ces systèmes. La commande adaptative se présente ainsi comme une solution clé aux défis des systèmes complexes d'aujourd'hui, assurant une performance et une adaptabilité nécessaires pour l'avenir de l'ingénierie des systèmes.

Chapitre III :

**Application des contrôleurs APID et FAPID sur les
fours de chauffage**

III.1. Introduction

Aujourd'hui, la plupart des appareils des installations industrielles et domestiques doivent être maintenus à des valeurs physiques spécifiques, malgré les variations externes ou internes qui peuvent avoir un impact sur ces valeurs. Par exemple, la température d'un four, le niveau d'eau dans un réservoir, la vitesse et la position des moteurs, étant variables par nature, il est nécessaire de résoudre ces problèmes en utilisant des mesures appropriées sur le processus en question.

III.2. Les commande PID

Le régulateur PID (Proportionnel-Intégral-Dérivé) est une méthode fréquemment employée en régulation dans les systèmes (à rétroaction). Environ 90% des systèmes de contrôle intègrent un régulateur PID. Ce type de dispositif est habituellement intégré dans les systèmes de contrôle à boucle fermée conventionnels pour garantir une réaction précise et stable face aux changements de consigne et aux perturbations [23].

Le schéma fonctionnel d'un système contrôlé avec un régulateur PID est illustré dans la figure III.1 [44].

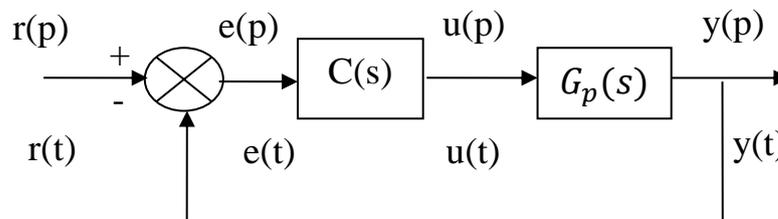


Figure III. 1: système de commande a retour unitaire classique

Le régulateur PID classique établit une relation directe entre le signal de commande $u(t)$ et le signal d'écart $e(t)$, exprimé temporellement de la manière suivante :

$$u(t) = K_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (III.1)$$

Avec l'écart défini comme suit :

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (\text{III.2})$$

Avec:

$r(t)$: représente le signal d'entrée.

$u(t)$: indique le signal de commande.

$e(t)$: correspond à l'écart résultant entre la consigne $r(t)$ et la grandeur à commander $y(t)$.

$y(t)$: La grandeur à commander.

$C(s)$: est la fonction de transfert du correcteur.

$G_p(t)$: représente la fonction de transfert du système.

III.3. Correcteur Fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$

III.3.1. Définition

Le contrôleur PID est largement adopté dans l'industrie pour sa simplicité, mais ses performances peuvent être limitées par des retards significatifs dans le modèle du procédé ou des fluctuations des paramètres. Aujourd'hui, pour surmonter ces limitations, d'autres techniques telles que le réglage par retour d'état ou par modèle interne sont employées. Cependant, afin d'améliorer les performances du contrôleur PID, Podlubny a introduit le concept de contrôleur PID fractionnaire. Ce type de contrôleur comprend un intégrateur d'ordre λ et un différenciateur d'ordre μ , où λ et μ sont des nombres réels.

III.3.2. Configuration du Correcteur Fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$ [46]

La représentation la plus commune du correcteur PID fractionnaire est formulée comme suit :

$$u_c(t) = k_p \left(e(t) + \frac{1}{T_I} D^{-\lambda}(e(t)) + T_D D^\mu(e(t)) \right) \quad (\text{III.3})$$

Où :

k_p : représente la constante proportionnelle.

T_I : est la constante d'intégration.

T_D : indique la constante de différenciation.

λ : représente l'ordre fractionnaire de l'action d'intégration.

μ : est l'ordre fractionnaire de l'action de différenciation.

Une expression alternative, préférée pour sa facilité de calcul analytique, est présentée sous forme parallèle :

$$G_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s^\lambda} + K_D s^\mu \quad (\text{III.4})$$

La figure (III.2) met en évidence la structure interne en parallèle du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire, où des connexions parallèles sont établies entre les parties proportionnelles, intégrales et dérivées d'ordre fractionnaire.

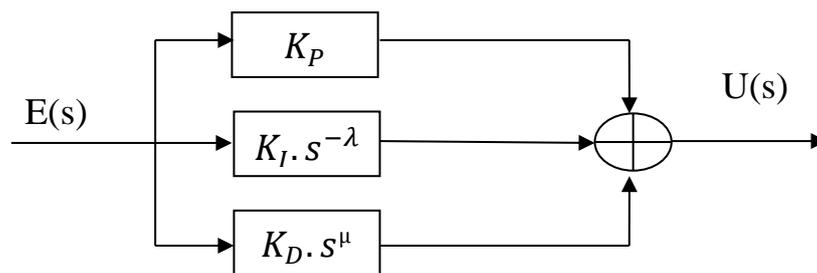


Figure III. 2: Structure interne du $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire

L'illustration montre que le correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire généralise le correcteur PID classique, étendant ainsi son domaine d'action d'un point à un plan. Cette extension offre une flexibilité accrue dans la conception des systèmes de commande PID.

III.3.3. Fonctionnement des Correcteurs d'Ordre Fractionnaire

Le fonctionnement des correcteurs implique la comparaison d'un signal de retour de l'installation de traitement avec un point de consigne ou un signal de référence $u(t)$, ce qui génère un signal d'erreur correspondant $e(t)$ appliqué à l'algorithme PID. En fonction des calculs effectués par les termes proportionnel, intégral et dérivé de l'algorithme, par l'ajout de deux paramètres supplémentaires, λ et μ , qui définissent l'ordre d'intégration et de dérivation

respectivement. En manipulant ces paramètres, différentes configurations de correcteurs d'ordre fractionnaire peuvent être obtenues [5].

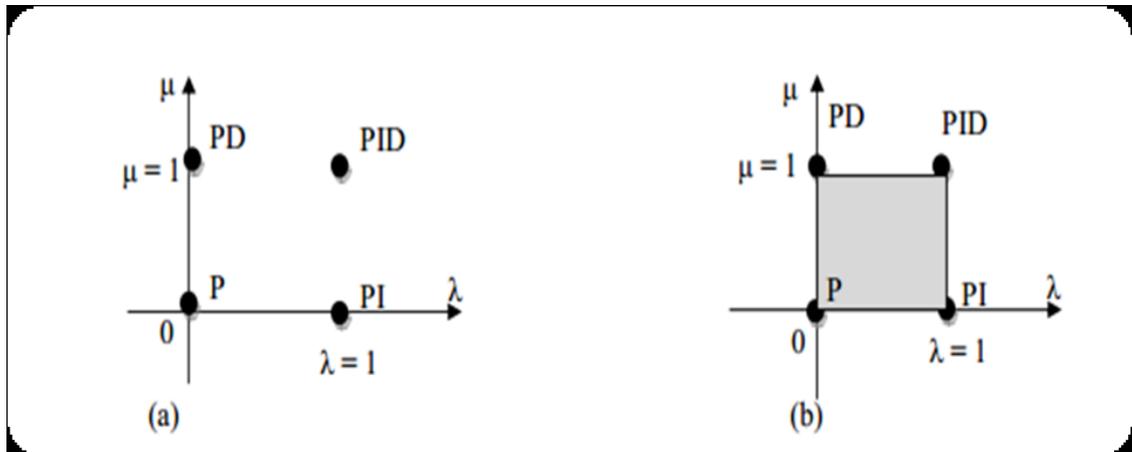


Figure III. 3: $PI^\lambda D^\mu$: (a) Ordre entier, (b) Ordre fractionnaire

Les cas suivants peuvent être identifiés en référence à la figure :

- Quand $\lambda=0$ et $\mu=0$, le correcteur correspond au cas classique du correcteur P.
- Si $\lambda=1$ et $\mu=0$, cela donne un correcteur PI classique.
- Quand $\lambda=0$ et $\mu=1$, on a un correcteur PD classique.
- Avec $\lambda=1$ et $\mu=1$, le correcteur est le classique PID.
- Pour $0<\lambda<1$ et $\mu=1$, on obtient un correcteur de type PI fractionnaire.
- Lorsque $\lambda=0$ et $0<\mu<1$, il s'agit d'un correcteur PD fractionnaire.
- Enfin, lorsque $0<\lambda<1$ et $0<\mu<1$, nous avons un correcteur PID fractionnaire.

Ces constatations montrent que les correcteurs classiques sont en réalité des cas spécifiques des correcteurs d'ordre fractionnaire.

III.4. Commande PID adaptative d'ordres entier

La directive de commande pour le contrôleur adaptatif en boucle fermée est formulée à travers l'équation (III.5).

$$\begin{aligned}
 u(t) &= -k_c[k_1(t)e(t) + I\{k_2(t)e(t)\} + D\{k_3(t)e(t)\}] . \\
 k_1(t) &= k_p(t) + \alpha_1 k_i(t) + \alpha_3 k_d(t) . \\
 k_2(t) &= \alpha_2 k_i(t) . \\
 k_3(t) &= \alpha_4 k_d(t) . \\
 k_p(t) &= e^2(t) . \\
 k_i(t) &= I \{e^2(t)\} . \\
 k_d(t) &= D \{e^2(t)\} . \\
 e(t) &= y(t) - r(t) .
 \end{aligned}
 \tag{III.5}$$

Tel que : K_c, a_1, a_2, a_3 et a_4 : sont constantes positifs.

K_1, K_2 et K_3 sont des paramètres intermédiaires.

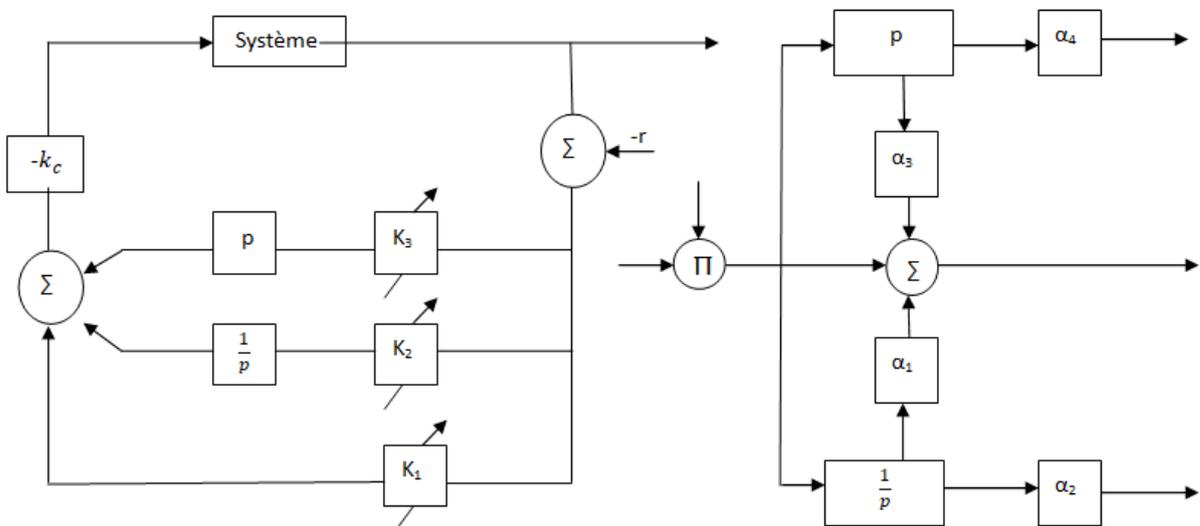


Figure III. 4: Le système de régulateurs adaptatif $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre entier

III.5. Commande PID adaptative d'ordres fractionnaires

La figure (III.5) présente une structure simplifiée des régulateurs adaptatifs des $(PI^\lambda D^\mu)$.

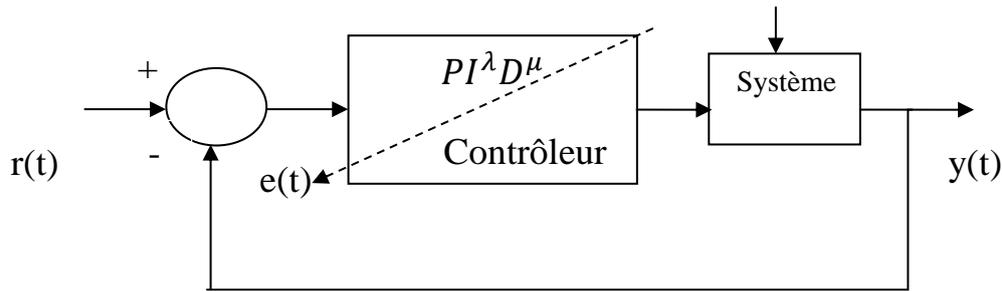


Figure III. 5: Le régulateur adaptatif de $PI^\lambda D^\mu$ d'un système

III.5.1. Régulateur $PI^\lambda D^\mu$ adaptatif d'ordre fractionnaire

En incorporant à l'algorithme présenté dans l'équation (III.6) l'action intégrale fractionnaire λ et l'action dérivée fractionnaire d'ordre μ , nous obtenons le contrôleur adaptatif fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$ [3] [14] [15].

Son algorithme est proposé dans l'équation (III.6) :

$$u(t) = -k_c [k_1(t)e(t) + I^\lambda \{k_2(t)e(t)\} + D^\mu \{k_3(t)e(t)\}] .$$

$$k_1(t) = k_p(t) + \alpha_1 k_i(t) + \alpha_3 k_d(t) .$$

$$k_2(t) = \alpha_2 k_i(t) .$$

$$k_3(t) = \alpha_4 k_d(t) .$$

$$k_p(t) = e^2(t) .$$

$$k_i(t) = I^\lambda \{e^2(t)\} .$$

$$k_d(t) = D^\mu \{e^2(t)\} .$$

$$e(t) = y(t) - r(t) .$$

(III.6)

Tel que : K_c, a_1, a_2, a_3 et a_4 sont constantes positifs.

K_1, K_2 et K_3 sont des paramètres intermédiaires.

Les principes du contrôleur adaptatif fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$ sont illustrés dans cette figure (III.6).

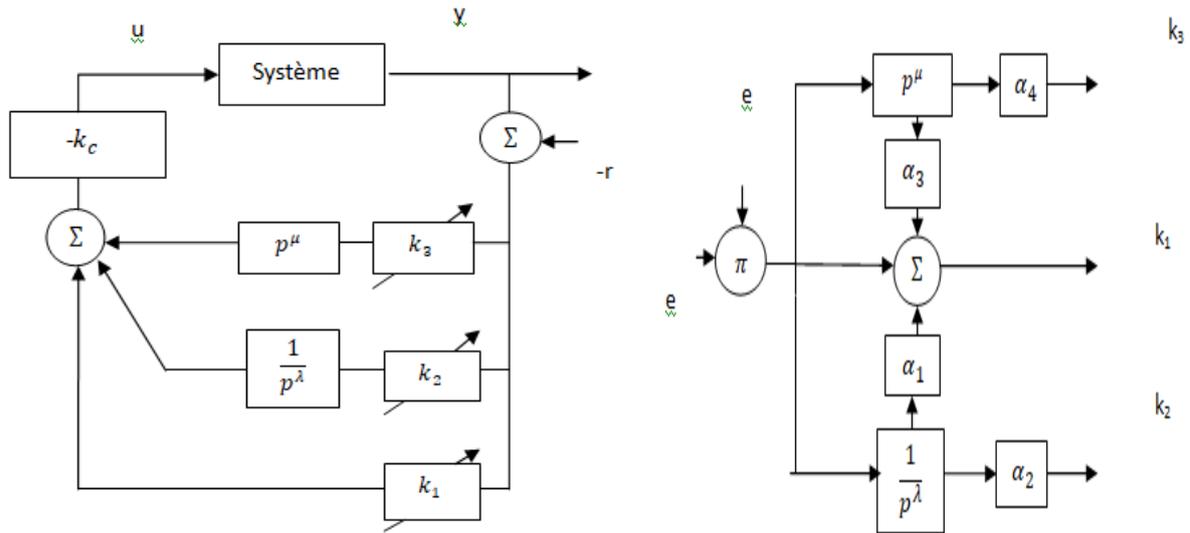


Figure III. 6: le système de régulateurs adaptatif $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire.

Note

En comparant les deux schémas du contrôleur adaptatif, il est clair que la différence principale entre le PID adaptatif classique et le PID adaptatif fractionnaire réside dans l'ordre d'intégration et de dérivation.

III.6. implémentation et simulation

III.6.1.Les fours de chauffage

III.6.1.1.Système d'ordres fractionnaires

Le four de chauffage implémenter sous MATLAB est un système d'ordre fractionnaire donné par la fonction de transfert suivante [45] :

$$G(s) = \frac{1}{6484 s^{1.0888} + 0.001 s^{0.001} + 1.017} \tag{III.7}$$

La fonction de transfert d'ordre entier approximee par la methode d'oustaloup :

Pour N=3 est :

$$G_e = \frac{6+747.8s^5+1.369e^5s^4+1.021e^5s^3+1.867e^4s^2+13.91s+0.002536}{1.469e^4s^7+8.088e^6s^6+1.089e^9s^5+5.98e^8s^4+8.053e^7s^3+6.311e^4s^2+20.07s+0.002581} \tag{III.8}$$

La figure III.7 persente les reponses tompporales des systemes $G(e)$ et $G(s)$

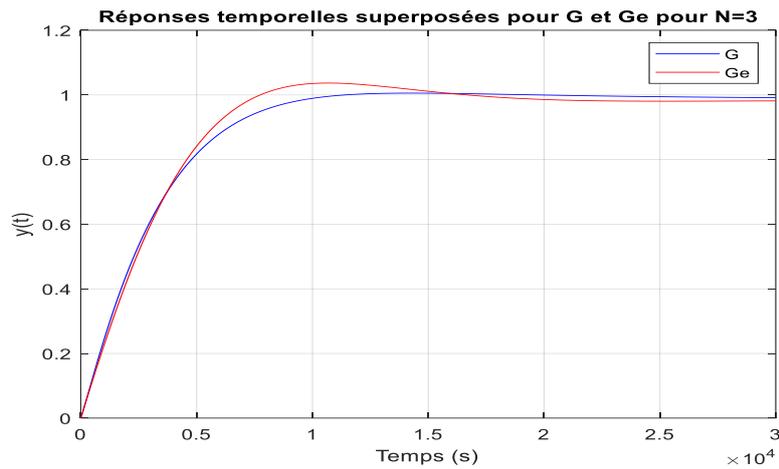


Figure III. 7: Réponses temporelles de G et Ge pour N=3

55

La fonction de transfert d'ordre entier approximee par la methode d'oustaloup :

Pour N=5 est :

$$G_e = \frac{s^{10} + 2820s^9 + 2.034e^6s^8 + 8.673e^7s^7 + 9.761e^8s^6 + 6.593e^8s^5 + 1.176e^8s^4}{1.469e^4s^{11} + 3.447e^7s^{10} + 2.068e^{10}s^9 + 7.337e^{11}s^8 + 6.869e^{12}s^7 + 3.861e^{12}s^6 + 5.733e^{11}s^5 + 1.258e^6s^3 + 3554s^2 + 0.5935s + 2.536e^{-5}} \quad (III.9)$$

$$+ 5.219e^9s^4 + 1.326e^7s^3 + 5283s^2 + 0.6634s + 2.581e^{-5}$$

La figure III.8 persente les reponses tompporales des systemes G(e) et G (s)

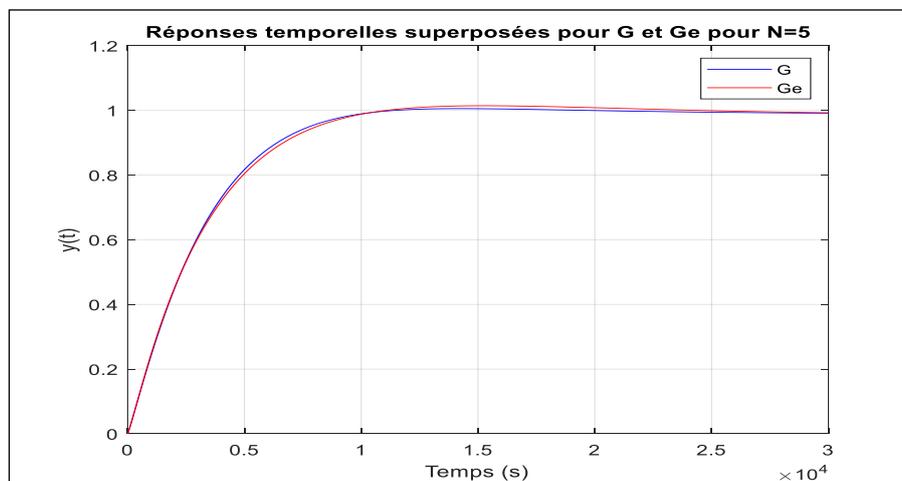


Figure III. 8: Réponses temporelles pour G et Ge pour N=5

La fonction de transfert d'ordre entier approximee par la methode d'oustaloup :

Pour N=10 est :

$$G_e = \frac{s^{20} + 8514s^{19} + 2.214e^7s^{18} + 1.746e^{10}s^{17} + 5.11e^{12}s^{16} + 4.908e^{14}s^{15} + 1.785e^{16}s^{14} + 2.15e^{17}s^{13} + 9.826e^{17}s^{12} + 1.489e^{18}s^{11} + 8.567e^{17}s^{10} + 1.634e^{17}s^9 + 1.184e^{16}s^8 + 2.842e^{14}s^7 + 2.59e^{12}s^6 + 7.815e^9s^5 + 1.51e^{20}s^{15} + 1.659e^{21}s^{14} + 6.915e^{21}s^{13} + 9.559e^{21}s^{12} + 5.017e^{21}s^{11} + 8.735e^{20}s^{10} + 5.781e^{19}s^9 + 1.274e^{18}s^8 + 1.078e^{16}s^7 + 8.93e^6s^4 + 3348s^3 + 0.4662s^2 + 1.964e^{-5}s + 2.536e^{-10}}{1.496e^4s^{21} + 1.141e^8s^{20} + 2.706e^{11}s^{19} + 1.946e^{14}s^{18} + 5.195e^{16}s^{17} + 4.552e^{18}s^{16} + 3.152e^{13}s^6 + 3.806e^{10}s^5 + 1.938e^7s^4 + 4716s^3 + 0.5249s^2 + 2.065e^{-5}s + 2.851e^{-10}} \quad (III.10)$$

La figure III.9 persente les reponses tompporales des systemes G(e) et G(s)

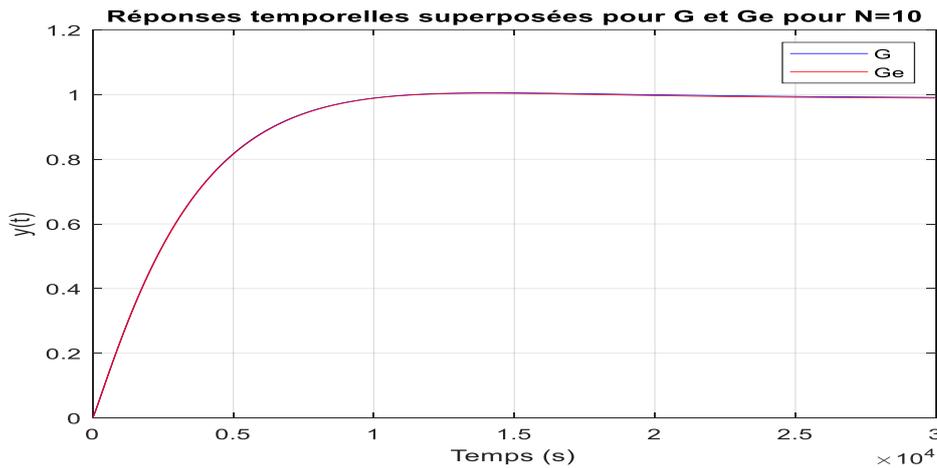


Figure III. 9: Réponses temporelles pour G et Ge pour N=10

La fonction de transfert d'ordre entier approximee par la methode d'oustaloup :

Pour N=15 est :

$$G_e = \frac{s^{30} + 1574s^{29} + 8.997e^5s^{28} + 2.344e^8s^{27} + 3.066e^{10}s^{26} + 2.078e^{12}s^{25} + 7.483e^{13}s^{24} + 1.438e^{15}s^{23} + 1.491e^{16}s^{22} + 8.314e^{16}s^{21} + 2.511e^{17}s^{20} + 4.706e^{14}s^{19} + 4.091e^{17}s^{19} + 6.46e^{17}s^{25} + 1.176e^{19}s^{24} + 1.154e^{20}s^{23} + 6.095e^{20}s^{22} + 1.743e^{21}s^{21} + 2.689e^{21}s^{20} + 3.613e^{17}s^{18} + 1.722e^{17}s^{17} + 4.454e^{16}s^{16} + 6.216e^{15}s^{15} + 4.706e^{14}s^{14} + 1.923e^{13}s^{13} + 2.249e^{21}s^{19} + 1.016e^{21}s^{18} + 2.487e^{20}s^{17} + 3.29e^{19}s^{16} + 2.362e^{18}s^{15} + 9.162e^{16}s^{14} + \dots}{\dots}$$

$$\frac{4.263e^{11}s^{12} + 5.1e^9s^{11} + 3.308e^7s^{10} + 1.157e^5s^9 + 219.3s^8 + 0.2235s^7 + 0.0001229s^6 + 1.933e^{15}s^{13} + 2.211e^{13}s^{12} + 1.383e^{11}s^{11} + 4.747e^8s^{10} + 9.091e^5s^9 + 987s^8 + 0.6252s^7 + 3.606e^{-8}s^5 + 5.623e^{-12}s^4 + 4.543e^{-16}s^3 + 1.842e^{-20}s^2 + 3.406e^{-25}s + 0.0002356s^6 + 5.303e^{-8}s^5 + 6.972e^{-12}s^4 + 5.104e^{-16}s^3 + 1.959e^{-20}s^2 + \frac{2.287e^{-30}2.287e^{-30}}{3.521e^{-25}s+2.328e^{-30}}}{(III.11)}$$

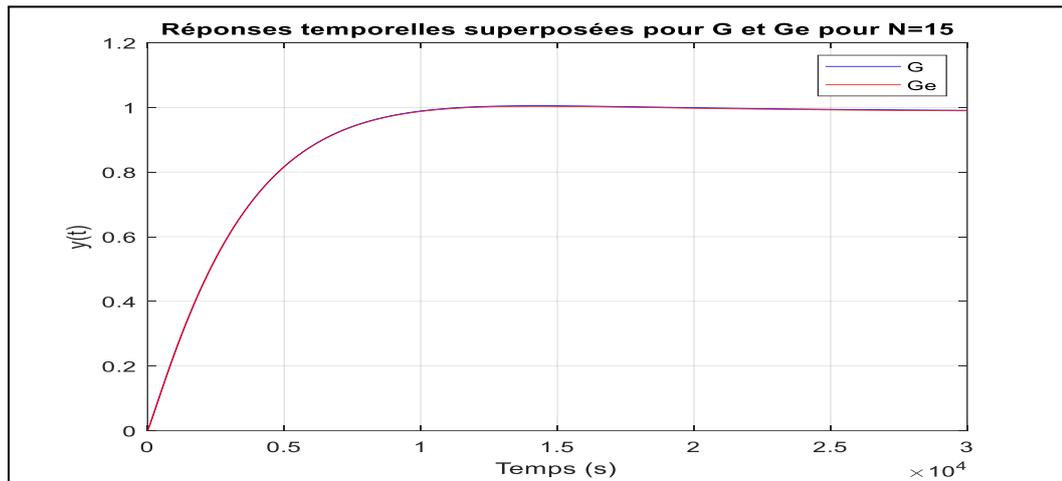


Figure III. 10: Réponses temporelles pour G et Ge pour N=15

La figure III.10 présente les réponses temporelles des systèmes $G(s)$ et $G_e(s)$. On peut dire que la méthode d'approximation utilisée (méthode d'Oustaloup), permet d'obtenir de bons résultats, en particulier lorsque l'ordre d'approximation augmente ($N=10$, $N=15$). Cette approche semble donc bien adaptée pour étudier le comportement dynamique de ce type de système du point de vue de la commande et de l'analyse des performances.

III.6.2. Résultat de simulation pour le PID adaptative entier et fractionnaires

III.6.2.1 Résultat de simulation pour le PID adaptative entier

La Figure (III.11) montre la sortie du système fractionnaire en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier avec $N=3$ et les valeurs de paramètres optimisées suivantes :

$$K_p = 915.9912, K_i = 0.57553, K_d = 462.4492$$

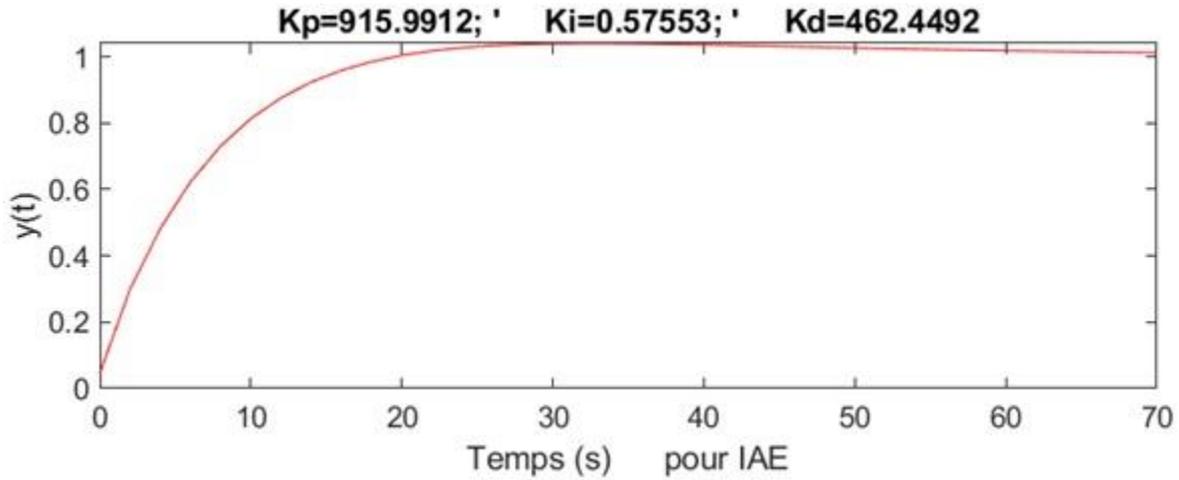


Figure III. 11: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier pour N=3.

La Figure (III.12) montre la sortie du système fractionnaire en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier avec N=5 et les valeurs de paramètres optimisées suivantes :

$$K_p=997.0033, K_i=1120.857, K_d=652.4511$$

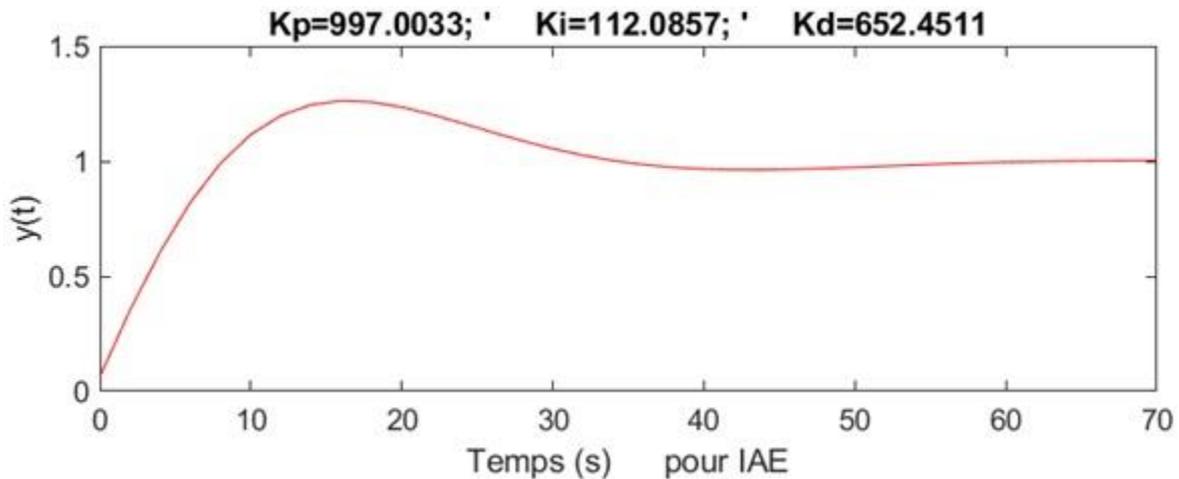


Figure III. 12: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier pour N=5.

La Figure(III.13) montre la sortie du système fractionnaire en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier avec N=10 et les valeurs de paramètres optimisées suivantes :

$$K_p=974.8361, K_i=37.9837, K_d=587.0192$$

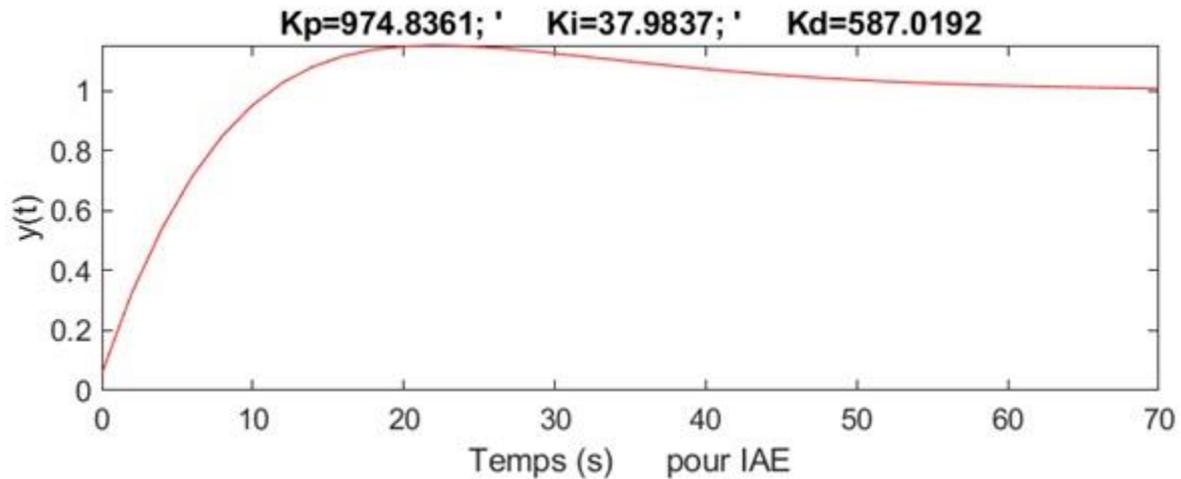


Figure III. 13: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier pour N=10.

La Figure (III.14) montre la sortie du système fractionnaire en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier avec N=15 et les valeurs de paramètres optimisées suivantes :

$$K_p=940.3367, K_i=2.9172, K_d=610.307$$

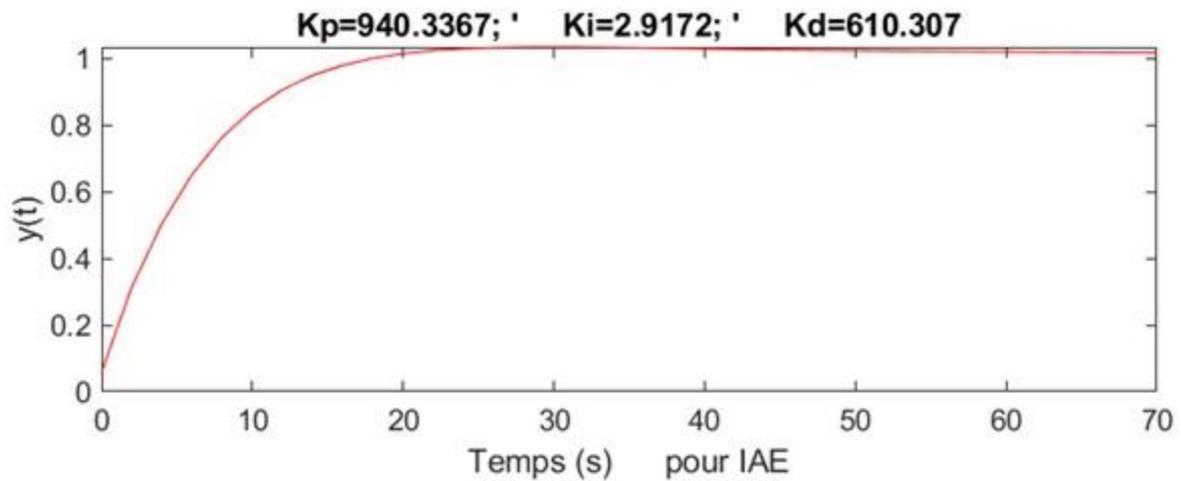


Figure III. 14: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier pour N=15.

III.6.2.2. Résultat de simulation pour le PID adaptative fractionnaire

La figure (III.15) Montre la sortie du système fractionnaire en utilisant le contrôleur PID adaptatif fractionnaire avec N=3 et les valeurs de paramètres optimisées suivantes :

$$K_p=771.9804, K_i=466.4268, K_d=972.7409, \text{ Lamda}=0.19203, \text{ Mu}=0.13887$$

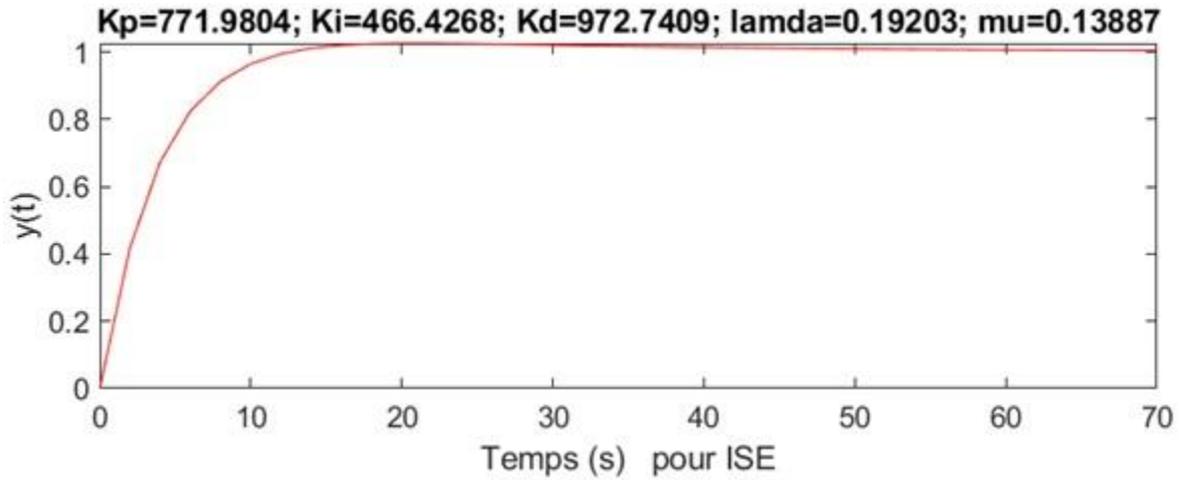


Figure III. 15: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif fractionnaire pour N=3.

La Figure (III.16) montre la sortie du système fractionnaire en utilisant le contrôleur PID adaptatif fractionnaire avec N=5 et les valeurs de paramètres optimisées suivantes :

$K_p=994.243$, $K_i=427.4258$, $K_d=962.4039$, $Lambda=0.67894$, $Mu=0.4035$

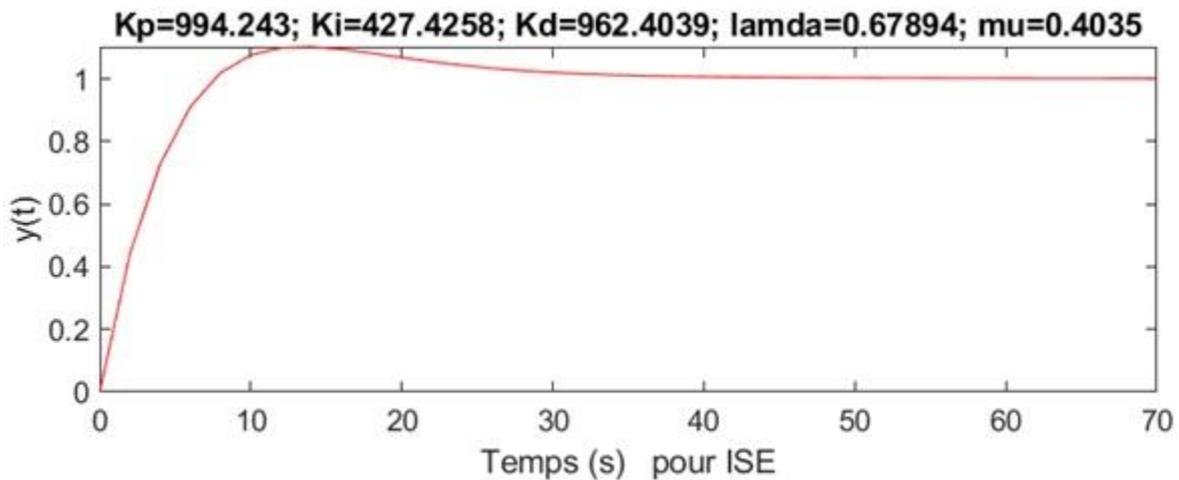


Figure III. 16: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif fractionnaire pour N=5

La Figure (III.17) montre la sortie du système fractionnaire en utilisant le contrôleur PID adaptatif fractionnaire avec N=10 et les valeurs de paramètres optimisées suivantes :

$K_p=959.1413$, $K_i=375.1226$, $K_d=980.9971$, $\text{Lamda}=0.23352$, $\text{Mu}=0.096227$

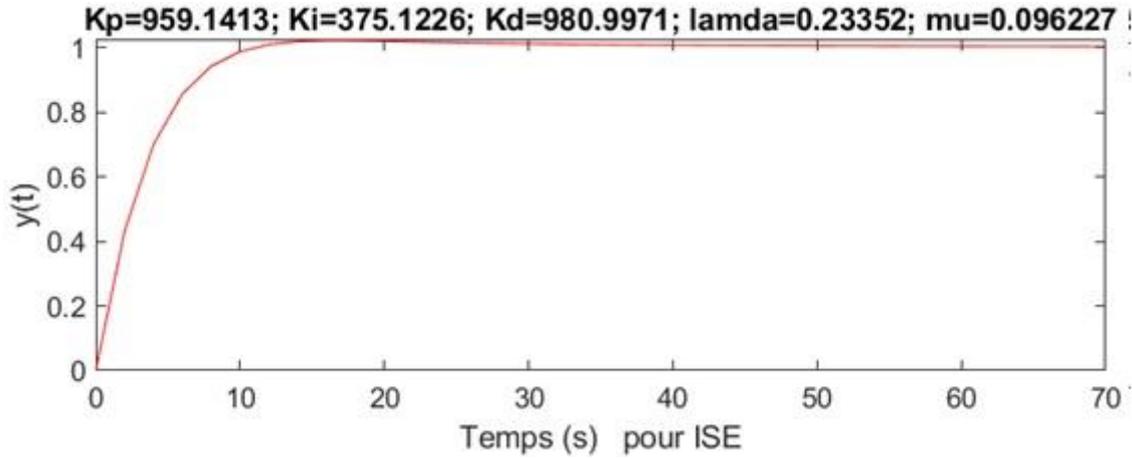


Figure III. 17: Sortie du four de chauffage avec le contrôleur PID adaptatif fractionnaire pour $N=10$

La Figure (III.18) montre la sortie du système fractionnaire en utilisant le contrôleur

PID adaptatif fractionnaire avec $N=15$ et les valeurs de paramètres optimisées suivantes :

$K_p=771.9804$, $K_i=466.4268$, $K_d=972.7409$, $\text{Lamda}=0.19203$, $\text{Mu}=0.13887$

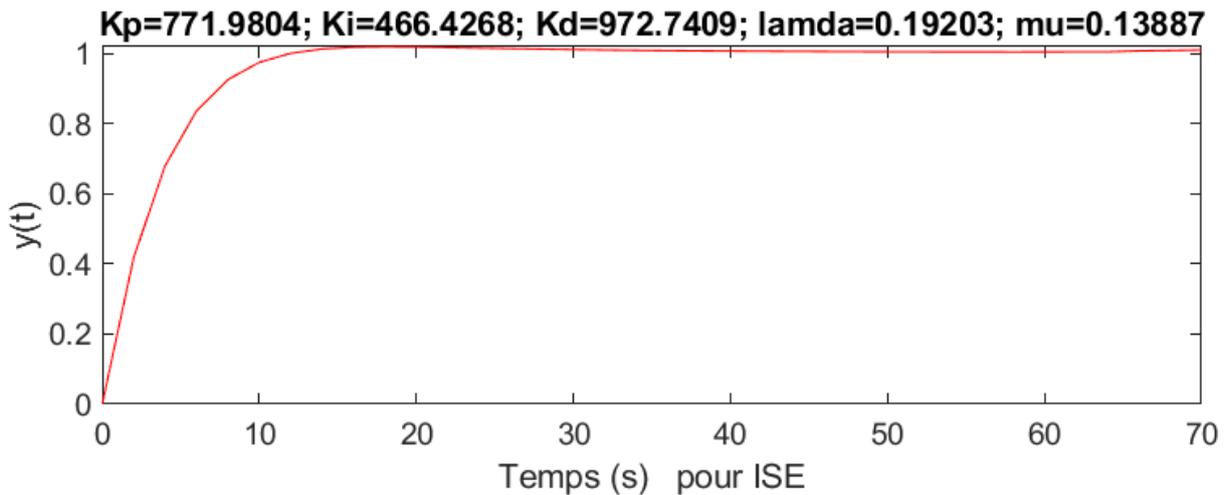


Figure III. 18: Sortie du four de chauffage avec le contrôleur PID adaptatif fractionnaire pour $N=15$

III.6.3. Etude des performances des APID et FAPID :

L'analyse des performances en termes de dépassement, de temps de repense, de temps de montée et d'erreur absolue moyenne en utilisant le contrôleur PID adaptatif d'ordre fractionnaire et celui d'ordre entier est donnée dans le tableau suivant :

N	Contrôleur	temps de montée	temps de réponse	Dépassement(%)	erreur
3	APID	12.9102	44.6825	2.7480	3.9431
	FAPID	7.3115	24.5557	2.1199	1.4915
5	APID	6.3787	54.1439	25.9020	4.4578
	FAPID	5.4374	29.6505	10.0842	1.4490
10	APID	8.5106	53.9747	14.2501	4.6210
	FAPID	6.6224	9.8137	1.8235	1.4402
15	APID	11.9576	17.7708	1.6352	3.6868
	FAPID	7.1489	11.1677	0.9044	1.4774

Tableau III. 1: Les performances de four de chauffage en utilisant les contrôleurs APID et FAPID

III.6.4. Systèmes 2

Le four de chauffage implémenter sous MATLAB est un système d'ordre entier donné par la fonction de transfert suivante :

$$G = \frac{1.5}{1 + 30s} \quad (\text{III.12})$$

La Figure (III.19) montre la sortie du système en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier avec les valeurs de

$$K_p=492.0079, K_i=491.7104, K_d=448.153$$

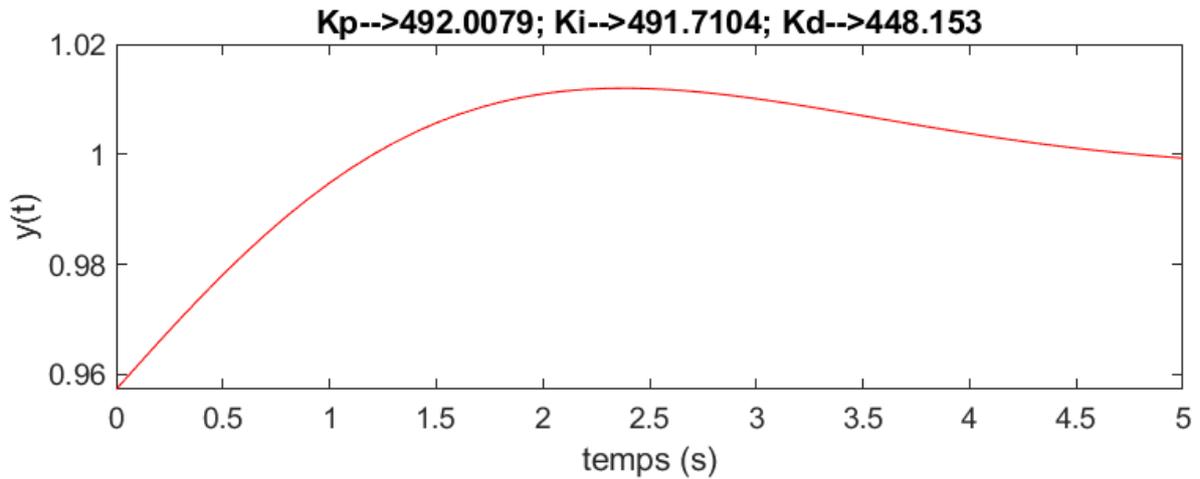


Figure III. 19: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier.

La Figure(III.20) montre la sortie du système fractionnaire en utilisant le contrôleur PID adaptatif fractionnaire avec les valeurs de paramètres optimisées suivantes :

$K_p=745.7559$, $K_i=18.4459$, $K_d=953.54$, $\text{Lamda}=0.1628$, $\text{Mu}=0.97046$

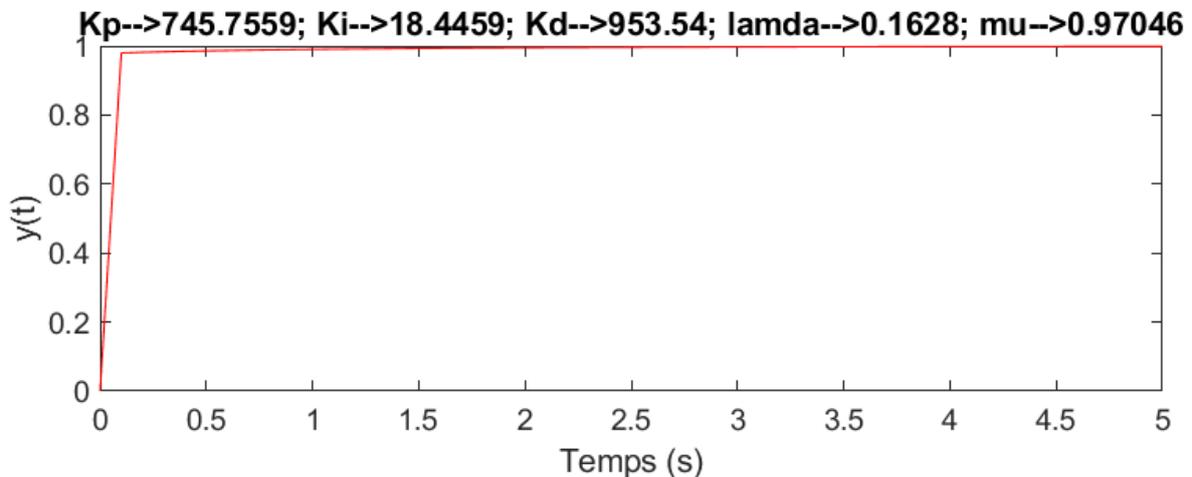


Figure III. 20: Sortie du four de chauffage en utilisant le contrôleur PID adaptatif entier.

III.6.4.1. Etude des performances des APID et FAPID :

L'analyse des performances en termes de dépassement, de temps de repense, de temps de montée et d'erreur absolue moyenne en utilisant le contrôleur PID adaptatif d'ordre fractionnaire et celui d'ordre entier est donnée dans le tableau suivant :

Contrôleur	Dépassement(%)	temps de réponse	temps de montée	erreur
APID	1.2714	4.7352	0.9147	0.0096
FAPID	0	0.0999	0.0816	1.0028

Tableau III. 2: Les performances de four de chauffage en utilisant les contrôleurs APID et FAPID

III.7. Interprétation des résultats de deux systèmes

- on remarque la convergence des réponses du four de chauffage vers la valeur finale (signal de référence) en utilisant les deux contrôleurs APID et FAPID.
- on remarque que le contrôleur FAPID donne des meilleurs résultats en termes de dépassement, temps de montée, temps de réponse et erreur et ça est dû aux nombres de paramètres d'ajustement dans le cas FAPID qui égale à 5 par rapport APID qui égale à 3 paramètres.

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les algorithmes des contrôleurs PID adaptatif d'ordre entier (APID) et PID Adaptatif d'ordre fractionnaire. Ensuite nous avons appliqués les contrôleurs précédents sur deux types de fours de chauffages pour l'objectif d'amélioration des performances de ces derniers.

Dans la comparaison entre les sorties des systèmes en utilisant un contrôleur PID adaptatif d'ordre entier et fractionnaire, on a remarqué que le contrôleur d'ordre fractionnaire réduit au maximum le dépassement, le temps de réponse et l'erreur statique.

Conclusion Générale

Conclusion Générale :

Notre travail met en évidence l'efficacité et la pertinence de la commande PID adaptative d'ordre fractionnaire dans le contexte du contrôle de fours. Les résultats de simulation révèlent une amélioration significative des performances de régulation, particulièrement en ce qui concerne la stabilité, la précision. La modélisation des systèmes fractionnaires s'avère être une approche prometteuse pour mieux comprendre et contrôler les processus thermiques complexes. Cependant, des recherches supplémentaires sont nécessaires pour explorer davantage les limites et les applications pratiques de cette approche dans d'autres contextes industriels.

Ce mémoire contribue à enrichir le domaine du contrôle de processus thermiques en proposant une méthode novatrice et efficace pour améliorer les performances de régulation des fours.

D'après les résultats obtenus de la simulation on constate que la commande PID fractionnaire présente un temps de réponse meilleur, un dépassement minimal et une erreur statique minimale par rapport à la commande PID adaptative d'ordre entier, et cela est justifié par les bonnes performances des intégrateurs et des dérivateurs d'ordres fractionnaires.

En fin de compte, la commande PID adaptative d'ordres fractionnaires est une solution avancée et prometteuse pour le contrôle de systèmes complexes. Elle offre des possibilités d'optimisation et de régulation précise qui conviennent particulièrement aux environnements dynamiques et variables. Son utilisation peut considérablement améliorer les performances et la fiabilité des systèmes de contrôle dans divers secteurs industriels et scientifiques.

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).
- Développer de nouveaux schémas de commande adaptative robuste.

Références

Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] A.Monje,et al. *Fractional-order systems and controls: fundamentals and applications*. Springer Science & Business Media, 2010.
- [2] S.Bouakkaz, T.Ben Djaballah."Réduction de modèles d'un système d'ordre fractionnaire ", mémoire de master, Université Mohamed Khider – Biskra-,2022.
- [3] 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.
- [4] A.Oustaloup, "La Commande CRONE : Commande Robuste d'Ordre Non Entier", Edition Hermès Science Publication, Paris (France) ,1991.
- [5] I.Podlubny, "Fractional Order Systems and Controllers", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 44, No. 1, pp. 208-214, 1999.
- [6] T.Kaczorek and K.Rogowski, "Fractional Linear Systems and Electrical Circuits", Springer, Bialystok (Poland), 2014.
- [7]S.Das,"Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls", SpringerVerlag, Berlin (Germany), 2011.
- [8] B.Mathieu, P. Melchior, A.Oustaloup, and Ch. Ceyral,"Fractional Differentiation for Edge Detection", Signal Processing, vol.83, pp 2421-2432, 2003.
- [9] 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.
- [10] K.Lahouar, A.Silini, Etude Comparative de la Commande PID classique et la Commande d'ordre fractionnaire : Application à un Moteur à Courant Continu, mémoire master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila-2020.
- [11] H.Benzahia, B.Belouadeh, Utilisation des méthodes d'identification pour l'approximation des systèmes linéaires d'ordre fractionnaire, mémoire master, Université Mohamed BOUDIAF - M'Sila-2022.
- [12] S.Ladaci, "Contribution A La Commande Adaptative D'ordre Fractionnaire". Thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine 1. 2006
- [13] Podlubny, "Fractional Order Systems and PI λ D μ Controllers". IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 44, No. 1, pp 208-214., 1999.
- [14] Y.Ferdi, "Impulse invariance-based method for the computation of fractional integral of order $0 < \alpha < 1$." *Computers & Electrical Engineering* 35.5 (2009): 722-729.
- [15] Caputo, Michele. "Linear models of dissipation whose Q is almost frequency independent—II." *Geophysical journal international* 13.5 (1967): 529-539.

Références Bibliographiques

- [16] F.Boutaa, and Fatiha Encadreur Mesdoui. *Systèmes dynamiques fractionnaires et Applications*. Diss. Université de Jijel, 2023.
- [17] S.Ladaci, , and A.Charef, “On Fractional adaptive control”, *Nonlinear Dynamics*, Vol. 43, No. 4, pp. 365-378., 2006.
- [18] M. Assaba « Contribution à la commande d’ordre fractionnaire ». Thèse de Doctorat. Université de Constantine. Soutenue en 2015
- [19] I.Ndoye, « Généralisation du Lemme Gronwald-Bellman pour la stabilisation des systèmes fractionnaires ». Thèse de Doctorat. Université Henri Poincaré, Nancy 1 et Université Hassan II Aïn Chock, Casablanca, 2011.
- [20] A. SI Ammour « Contribution à la commande par mode glissants d’ordre fractionnaire ». Thèse de Doctorat. Université Mouloud Mammeri Tizi Ouzou. 2011.
- [21] N.FERGANI, Réglage de PID fractionnaire pour une Réponse désiré en boucle fermée.Diss. Université de Constantine 1, 2009.
- [22] B.Mecheri, Contribution à la conception d’un contrôleur d’ordre fractionnaire basé sur les méthodes d’optimisation méta-heuristique.Diss.2020.
- [23] Y. BENSALIA, «Utilisation des filtres fractionnaires pour la conception de régulateurs adaptatifs robustes» .Thèse de doctorat, Université du 20 Août 1955 Skikda, 2016.
- [24] SI Ammour « Contribution à la commande par mode glissants d’ordre fractionnaire ». Thèse de Doctorat. Université Mouloud Mammeri Tizi Ouzou. Soutenue en 2011.
- [25] T.Ghezli, and Dj.Ben belkacem. "Méthodes d'approximation des systèmes d'ordre fractionnaire".Diss. Université Mouloud Mammeri, 2017.
- [26] D. Boudjehem and B. Boudjehem, “A fractional model predictive control for fractional order systems,” in *Fractional dynamics and control*, pp. 59–71, Springer, 2012.
- [27] S. Ladaci, J. Loiseau, and A. Charef, “Adaptive internal model control with fractional order parameter,” *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 24, no. 11, pp. 944–960, 2010.
- [28] H.Belgacem," Identification et commande des systèmes basés sur les équations d’ordre ractionnaire", thèse de doctorat, Université 8 Mai 1945 –Guelma, 2021.
- [29] D. Boudjehem, M. Sedraoui, and B. Boudjehem, “A fractional model for robust fractional order smith predictor,” *Nonlinear Dynamics*, vol. 73, no. 3, pp. 1557–1563, 2013.
- [30] O.FEZAZI. "Commande prédictive d'une machine asynchrone doublement alimentée dédiée aux énergies renouvelables ", thèse de doctorat, Université Sidi Bel Abbès,2017.

Références Bibliographiques

- [31] M.M'SAAD, et J.CHEBASSIER., *Commande adaptative des systèmes*. Ed. Techniques Ingénieur, 2012.
- [32] D. Benali, and I.Bakel. *Commande Adaptative Floue D'Un Système Non-Linéaire (Application: Pendule Inversé)*. Université Mouloud Mammeri, 2015.
- [33] I.D Landau et L. Dugard. *Commande Adaptative Aspects Pratiques et Théoriques*. Masson, New York, 1986.
- [34] P.Borne, D.T.Geneviève, J.P. Richarde, F.Rotella,I.Zambettakis. *Commande et Optimisation des Processus*. Technip, Paris, 1990.
- [35] H.LADJAL, *Commande adaptative par placement de pôles des systèmes linéaires, mémoire de master en électronique, Université Akli Mohand Oulhadj-bouira-*, 2018.
- [36] A.TADJINE, *Commande d'une Classe Système non Linéaire par Correcteur PID Adaptatif, mémoire de master en automatique, Université Kasdi Merbah- Ouargla-*, 2020.
- [37] S.Ladaci. "Contribution a la Commande Adaptative d'Ordre Fractionnaire," Thèse de Doctorat, Département d'Electronique, Université Mentouri de Constantine, 2007
- [38] A.Maidi." *Commande Avancée*", polycopie de cours. UMMTO, Faculté de Génie Électrique et informatique, Université de Tizi Ouzou, 2018.
- [39] K.OUARI, "TECHNIQUES DE COMMANDES AVANCEES ". Polycopie de cours, Université A. MIRA-BEJAIA-,2022.
- [40] K.J.Astrom, B.Wittenmark, "Adaptive control", 2nd Edition, Dover-Mineola New York, 1994, 579p.
- [41] I.D. Lundau: « PHD Ginialuca zito, PHD labo.d'automatique de Grenoble INPG/CNRS) ENSIEG », BP46, 38402 Saint Martin d'Herès, France, 1973.
- [42] Z.Tidjani, " les systèmes non linéaires, commande adaptative», prof université Kasdi Merbah ouargla département des nouvelles technologies et de la télécommunication, 2019.
- [43] J.L.GONALEZ,*Commande adaptative à modèle de référence de systèmes discrets*. 1988.
- [44] H.LAZOUZI, &R.FOUCHAL, (2018). *Commande adaptative des systèmes à paramètres localisées: application à la régulation insuline-glucose. Mémoire de master. Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, (4 juillet 2018)*.
- [45] Y. Bensafia, A. Idir et K. Khettab," Performances Analysis of Fractional System using The Fractional Order Adaptive PID controller ", International Conference on Electrical Engineering And Control Applications ICEECA'22 , université de khenechla, Algérie,2022.

Références Bibliographiques

[46] F.ATTOUI, Méthodes *d'optimisation* pour *l'auto-réglage* de contrôleur PID d'ordre fractionnaire, *Mémoire de master. UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA, 2019.*