République **A**lgérienne **D**émocratique et **P**opulaire
Ministère de l'**E**nseignement **S**upérieur et de la **R**echerche **S**cientifique

UNIVERSITÉ **M**OULOUD **M**AMMERI DE **T**IZI-**O**UZOU

Faculté de Génie Électrique et d'Informatique

DÉPARTEMENT Automatique

Mémoire de Fin d'Etudes

de MASTER PROFESSIONNEL

Domaine : **Science et Technologie**

Filière : **Automatique**

Spécialité : **Contrôle, Véhicule et Propulsion Électrique**

Présenté par

MEDANI Nour Elhouda
OUMSALEM Souhila

Thème

Commande à deux degrés de liberté d'un système instable à retard.

Devant le Jury :

Président	:	KASRI.A	*MAA,UMMTO*
Encadreur	:	Titouche.K	*MCB,UMMTO*
Examinateurs	:	AMOURA.K	*MCB,UMMTO*
	:	AMROUN.F	*MAA,UMMTO*

le 02/10/2024

REMERCIEMENTS

Nous commençons par exprimer notre gratitude envers Allah, dont la grâce nous a permis de mener à bien ce travail avec succès. Sa guidance constante nous a conféré la force et les capacités nécessaires pour franchir chaque étape de ce parcours académique.

Nous tenons également à exprimer notre profonde reconnaissance envers notre promotrice, Madame TITOUCHE.K, pour son soutien inébranlable tout au long de cette expérience d'apprentissage. Ses conseils avisés, ses encouragements constants et sa disponibilité ont été des éléments cruciaux dans notre progression. Sa bienveillance à l'égard de notre travail et sa réceptivité à nos questions et requêtes ont considérablement enrichi notre parcours d'étudiants.

Nous souhaitons également exprimer notre gratitude à Monsieur KASRI.A, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri, pour avoir accepté de présider le jury. Nous remercions également les membres du jury, Madame AMOURA.K et Madame AMROUN.F, pour avoir examiné notre travail avec attention et pour leur contribution précieuse à cette évaluation minutieuse.

Enfin, nos remerciements vont à toutes les personnes, qu'elles soient connues ou inconnues, qui ont contribué, directement ou indirectement, à la réalisation de ce projet. Leur soutien a été essentiel et nous leur sommes profondément reconnaissants.

Melle.MEDANI Nour Elhouda Melle.OUMSALEM Souhila .

DÉDICACES

Louange à Dieu seul.

Ce modeste travail est dédié spécialement.

À ma chère maman, ma raison de vivre, en témoignage de ma reconnaissance pour sa patience, son amour et ses sacrifices.

À mon cher papa pour son amour et son dévouement.

« À vous, mes parents, je dis merci d'avoir fait de moi celui que je suis aujourd'hui. Aucune dédicace ne pourra exprimer mes respects, mes considérations et ma grande admiration pour vous. Puisse ce travail vous témoigner mon affection et mon profond amour. »

À mes chers frères Ishak et Abdelrahmane, pour qui je sais que ma réussite est très importante. Que Dieu vous garde pour moi.

« À vous, mes princes, je vous souhaite une vie pleine de bonheur, de joie et de réussite »

À mon fiancé, celui qui m'a guidée sur le chemin de la détermination et m'a rappelé que les self-made men finiront toujours par réussir. Grâce à toi, je crois en moi-même et en notre avenir.

À mes amis, mes enseignants et à tous ceux qui m'ont donné de l'aide un jour, que Dieu vous récompense pour tous vos bienfaits.

Pour finir, à tous ceux que j'aime et qui m'aiment, je dédie ce mémoire.

Melle.MEDANI Nour Elhouda

DÉDICACES

Je dédie chaleureusement ce modeste travail à :

À mes très chers parents que j'aime beaucoup, qui ont veillé sur mon éducation et qui ont sacrifié les meilleurs moments de leur vie pour ma réussite. Je ne pourrai jamais les remercier assez ; qu'ALLAH les garde pour moi.

À mes chères sœurs, auxquelles je souhaite une vie pleine de bonheur et de réussite.

À mes chers frères et ses femmes et leurs enfants, que Dieu les protège.

À ma binôme, pour son soutien moral et ses sacrifices. Elle a toujours été présente, et je lui souhaite une vie pleine de bonheur et de réussite.

Melle.OUMSALEM Souhila

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements **i**

Dédicaces **iii**

1 Stabilisation des systèmes instable à retard. **3**

1.1 Introduction 3

1.2 Méthode de Walton-Marshall 4

1.3 Sur la stabilisation des systèmes à retard 7

1.4 Stabilisation d'un système du premier ordre instable à retard. 8

1.4.1 Stabilisation avec un contrôleur Proportionnel (P) 9

1.4.2 Stabilisation avec un contrôleur Proportionnel Dérivé (PD) 12

1.5 Conclusion 15

2 Commande par modele interne. **16**

2.1 Introduction 16

2.2 Méthode de commande par modèle interne 16

2.2.1 Structure IMC 17

2.2.2 Relation entre le contrôleur à modèle interne et le contrôleur standard . . 18

2.2.3 Synthèse du régulateur à modèle interne pour les systèmes stables 19

2.2.3.1 Synthèse du contrôleur PI et PID pour les systèmes stables du 1er ordre à retard 20

2.2.4 Synthèse du régulateur à modèle interne pour les systèmes instables à retard . . . 23
2.3 Conclusion . . . 26

3 Commande à deux degrés de liberté. 28
3.1 Introduction . . . 28
3.2 Commande à plusieurs degrés de liberté . . . 29
3.2.1 Structure de commande à un degré de liberté (1DDL) . . . 29
3.2.2 Structure de commande à deux degrés de liberté en utilisant un pré-filtre. 30
3.2.3 Commande à deux degrés de liberté avec modèle de référence . . . 31
3.2.4 Commande IMC-2DDL . . . 32
3.3 Commande à deux degrés de liberté d'un système stable du premier ordre à retard 33
3.3.1 Commande à 1DDL d'un système stable du premier ordre à retard . . . 33
3.3.2 Commande à deux degrés de liberté d'un système stable du premier ordre à retard . . . 35
3.4 Conclusion . . . 43

4 Commande à deux degrés de liberté d'un système instable à retard. 45
4.1 Introduction . . . 45
4.2 Commande à modèle interne d'un système du premier ordre instable à retard. . 46
4.3 Conception du contrôleur de suivi de consigne $C(s)$ . . . 47
4.4 Implémentation du contrôleur de suivi de consigne . . . 48
4.4.1 Lorsque la boucle interne est stabilisée avec un contrôleur proportionnel 49
4.4.2 Lorsque la boucle interne est stabilisée avec un contrôleur PD : . . . 50
4.5 Exemples numériques [32] [33] . . . 51
4.6 Conclusion . . . 63

TABLE DES FIGURES

1-1 Principe de la méthode Walton Marshall 4
1-2 Réponses du système pour l'exemple 1 7
1-3 Structure de commande stabilisante 9
1-4 Évolution de K_M en fonction de $\frac{\theta}{\tau}$ pour $G_0 = 1$ 11
1-5 Évolution de K_M pour différentes valeurs du gain G_0 11
1-6 KM pour système du 1er ordre instable à retard cas $\frac{\theta}{\tau} < 2$ 12
1-7 Valeurs de $\hat{b}$ pour le système du 1er ordre instable à retard ($\frac{\theta}{\tau} < 2$) 14

2-1 Structure de commande par modèle interne 17
2-2 Structure de contrôle classique à retour unitaire 18

3-1 Schéma de régulation à un degré de liberté. 29
3-2 Schéma de commande à deux degrés de liberté avec pré-filtre [28]. 30
3-3 Schéma de régulation à deux degrés de liberté avec modèle de référence [30]. . . 31
3-4 Schéma de régulation IMC-2DDL 32
3-5 Schéma de commande à 1DDL. 34
3-6 Schéma de commande à 2DDL. 35
3-7 Evolution de la sortie et la consigne 1DDL. 38
3-8 Influence du changement du paramètre K_{cp} du contrôleur $C(s)$ sur l'évolution de la sortie (1DDL). 39
3-9 Influence du changement du paramètre T_{cp} du contrôleur $C(s)$ sur l'évolution de la sortie (1DDL). 39

3-10 Evolution de la sortie et la consigne 2DDL. 40
3-11 Influence du changement du paramètre K_{cp} du contrôleur $C_1(s)$ sur l'évolution de la sortie (2DDL). 41
3-12 Influence du changement du paramètre T_{cp} du contrôleur $C_1(s)$ sur l'évolution de la sortie (2DDL). 41
3-13 Influence du changement du paramètre K_{pd} du contrôleur $C_2(s)$ sur l'évolution de la sortie (2DDL). 42
3-14 Influence du changement du paramètre τ_{id} du contrôleur $C_2(s)$ sur l'évolution de la sortie (2DDL). 42

4-1 Schéma de commande à 2DDL utilisé dans le cas d'un système instable. 46
4-2 Structure du contrôleur des équations (4.9) et (4.16). 51
4-3 Réponse indicielle de la boucle fermée avec les trois approche avec perturbation. 52
4-4 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 :(la méthode de Taylor). 53
4-5 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 :(la méthode de padé). 53
4-6 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 :(la méthode de Prédicteur de Smith). 54
4-7 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ :(la méthode Taylor) . 54
4-8 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ :(la méthode Pade) . 55
4-9 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ :(la méthode Prédicteur de Smith) 55
4-10 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ :(la méthode Taylor) . 56
4-11 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ :(la méthode Pade) . 56
4-12 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ :(la méthode Prédicteur de Smith) 57
4-13 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 : Méthode prédicteur de Smith 59
4-14 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 : Méthode proposée (Lee) 59

4-15 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 : Méthode proposée (Shamszzoha) 60
4-16 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ : Méthodes prédicteur de Smith 60
4-17 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ : Méthode proposée (Lee) 61
4-18 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ : Méthode proposée (Shamszzoha) 61
4-19 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ : Méthodes prédicteur de Smith 62
4-20 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ : Méthode Lee 62
4-21 Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ : Méthode Shamszzoha. 63

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'automatique est la discipline qui, d'une manière générale, traite de la commande des systèmes. Elle revêt donc un caractère très important dans le domaine industriel auquel elle apporte à la fois des solutions, des méthodes d'étude ainsi que des démarches systématiques d'analyse [1]. L'objectif de l'asservissement d'un système est d'atteindre le plus rapidement possible sa valeur de consigne et de la maintenir, quelque soient les perturbations externes [2]. En effet, la synthèse d'un asservissement consiste à concevoir et dimensionner un correcteur permettant de satisfaire les performances désirées contenues dans le cahier de charges. Les performances souhaitées sont généralement : un dépassement réduit, une réponse rapide, une erreur statique nulle entre la réponse du processus et la consigne en régime permanent, et une bonne robustesse par rapport aux perturbations.

Dans ce cadre, Ce mémoire traite de la commande des systèmes linéaires, en particulier ceux à retards. Il offre une analyse approfondie de la stabilité des systèmes à retards, présente des méthodes d'évaluation pour les quasi-polynômes et développe des techniques de stabilisation pour les systèmes du premier ordre instables, illustrées par des exemples . De plus, il propose des méthodes de conception de régulateurs adaptés et évalue leurs performances. Enfin, une application concrète d'une structure de commande à deux degrés de liberté met en lumière la pertinence et l'efficacité des approches développées.

Le premier chapitre de ce mémoire explore la stabilisation des systèmes instables à retard, en mettant particulièrement l'accent sur la méthode de Walton-Marshall [3]. Cette approche classique offre des outils théoriques et des techniques pratiques pour stabiliser des systèmes dynamiques malgré la présence de retards significatifs.

Le deuxième chapitre aborde la commande par modèle interne, une méthode éprouvée pour la conception de régulateurs robustes adaptés aux systèmes dynamiques complexes [4]. Cette approche permet d'intégrer la dynamique du processus à contrôler dans la structure du régulateur, améliorant ainsi sa performance face aux retards et aux non-linéarités du système.

Dans le troisième chapitre, nous explorons la commande à plusieurs degrés de liberté, une approche avancée visant à optimiser la gestion des systèmes en séparant efficacement les objectifs de commande, tels que le suivi de consigne et le rejet de perturbations [5]. Cette méthode offre une flexibilité accrue pour adapter le contrôle aux variations et aux imprévus rencontrés dans les environnements industriels et technologiques modernes.

Enfin, le quatrième chapitre examine spécifiquement la commande des systèmes instables à retard en utilisant les connaissances acquises dans les chapitres précédents. Nous analysons les performances de la commande à deux degrés de liberté dans ce contexte, évaluant son efficacité par rapport aux approches traditionnelles et explorant ses applications potentielles dans des scénarios réels.

Cette étude s'appuiera sur une méthodologie rigoureuse incluant une revue approfondie de la littérature spécialisée, la formulation de modèles mathématiques représentatifs, des simulations numériques détaillées [6].

CHAPITRE 1

STABILISATION DES SYSTÈMES INSTABLE À RETARD.

1.1 Introduction

l'étudier de la stabilité des systèmes sans retard est assez simple car le nombre de racines de leurs équations caractéristiques est fini. En revanche, pour les systèmes à retard, le nombre de ces racines devient infini, ce qui complique leur analyse de stabilité. En effet, l'équation caractéristique d'un système à retard est une forme particulière de polynôme en s et en $e^{-\theta s}$, représentée par :

$$\delta(s, \theta) = D(s) + N(s)e^{-\theta s} = 0 \tag{1.1}$$

(Où s est la variable de Laplace, θ désigne le retard, $D(s)$ et $N(s)$ sont des polynômes à coefficients constants avec des degrés respectifs q et p, et il est souvent supposé que $q \geq p$).

La stabilité des systèmes sans retard est déterminée par la condition que toutes les racines de leur équation caractéristique aient une partie réelle négative. Cependant, les systèmes à retard présentent une complexité supplémentaire du fait que leur équation caractéristique possède une infinité de racines, ce qui rend leur analyse difficile en raison du terme $e^{-\theta s}$ qu'elle contient. Pour résoudre cette problématique, diverses approches ont été développées. Dans ce chapitre, nous avons opté pour la méthode de Walton-Marshall, dont les principes seront expliqués ultérieurement[9] [10].

1.2 Méthode de Walton-Marshall

La méthode Walton-Marshall est une approche couramment utilisée pour analyser la stabilité des systèmes à retard cette figure montre que le retard peut influencer la stabilité du système de deux maniérés . il peut avoir un effet déstabilisant , le système est stable pour $\theta = 0$ et devient instable pour d'autres valeurs de θ. il peut egalement avoir un effet stabilisant , le système est instable pour$\theta = 0$ et devient stable pour d'autres valeurs de θ.

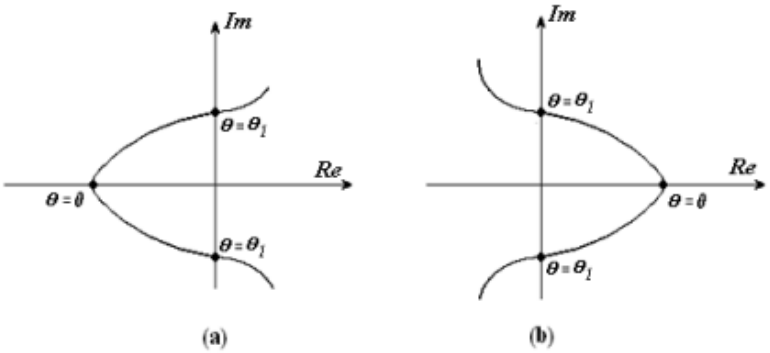

FIGURE 1-1 – Principe de la méthode Walton Marshall

elle consiste à intégrer un polynôme à une seule variable $W(\omega^2)$ à l'équation caractéristique (1.1) en supprimant le terme $e^{-\theta s}$ et en substituant la variable de Laplace s par $j\omega$. En outre, on considère que si s est une racine de l'équation caractéristique (1.1), son conjugué $\bar{s}$ l'est également, car pour les nombres imaginaires purs, $\bar{s} = -s$. Si des racines de l'équation se trouvent sur l'axe imaginaire, cela confirme la vérification du système d'équations :

$$\begin{cases} D(j\omega) + N(j\omega)e^{-j\theta\omega} = 0 \\ D(-j\omega) + N(-j\omega)e^{j\theta\omega} = 0 \end{cases} \tag{1.2}$$

Elles sont également solutions de l'équation obtenue après avoir éliminé le terme $e^{-j\theta\omega}$, qui est :

$$D(j\omega) \cdot D(-j\omega) + N(j\omega) \cdot N(-j\omega) = 0 \tag{1.3}$$

L'équation caractéristique(1.3) définit un polynôme en ω^2, noté $W(\omega^2)$, représenté par :

$$W(\omega^2) = D(j\omega) \cdot D(-j\omega) + N(j\omega) \cdot N(-j\omega) \tag{1.4}$$

L'équation (1.4), nommée polynôme rationnel $W(\omega^2)$, joue un rôle central dans la méthode de Walton-Marshall pour l'analyse de la stabilité des systèmes à retard. Elle encapsule les propriétés essentielles du système utilisée pour déterminer la stabilité en fonction des conditions spécifiques.

La procédure de la méthode de Walton-Marshall est composée de trois étapes principales :

— Première étape : Stabilité pour $\theta = 0$. Cette étape implique l'étude de l'équation caractéristique pour $\theta = 0$. Elle vise à déterminer le nombre de racines de $\delta(s, 0) = 0$. Les résultats obtenus sont utilisés ultérieurement pour évaluer la stabilité globale du système à retard.

— Deuxième étape : Étude spécifique à $p = q$, cette étape est pertinente uniquement lorsque $p = q$. Elle consiste à analyser le comportement des racines de l'équation caractéristique en augmentant la valeur de θ de 0 à une valeur infiniment petite. Si $W(\omega^2) > 0$ pour des valeurs de grandes, de nouvelles racines apparaissent dans le demi-plan gauche.

— Troisième étape : Analyse du lieu des racines, pour $p < q$, cette étape implique l'étude du lieu des racines de $\delta(s, \theta\ )$ en $s = j\omega$, où ω_c représente la pulsation pour laquelle le système est à la limite de stabilité. On observe la direction de croisement de ces racines pour des valeurs croissantes de θ. Les racines sont considérées comme déstabilisantes si elles passent du demi-plan gauche au demi-plan droit et stabilisantes si elles passent du demi-plan droit au demi-plan gauche.

L'analyse de l'évolution du lieu des racines implique l'évaluation du signe de la dérivée de $W(\omega^2)$ par rapport à ω^2, notée $W'(\omega_c^2)$, pour chaque racine positive de $W(\omega^2)$.

— Si $W'(\omega_c^2) > 0$, la racine est déstabilisante.

— Si $W'(\omega_c^2) < 0$, la racine est stabilisante.

— Si $W'(\omega_c^2) = 0$, il peut être nécessaire de considérer des dérivées d'ordre supérieur.

Pour déterminer la valeur de θ pour laquelle la racine est située sur l'axe imaginaire, on doit résoudre l'équation :

$$D(j\omega_c) + N(j\omega_c)e^{-j\theta\omega_c} = 0 \tag{1.5}$$

Donc :

$$e^{-j\theta\omega_c} = \frac{D(j\omega_c)}{N(j\omega_c)} \tag{1.6}$$

Si θ_0 représente la solution la plus petite qui satisfait l'équation (1.6), la solution générale pour une racine ω_c donnée est :

$$\theta = \theta_0 + \frac{2k\pi}{\omega_c} \quad (k = 0, 1, 2, \ldots) \tag{1.7}$$

Exemple 1

Soit le système dont l'équation caractéristique est donnée par

$$\delta(s, \theta) = s^2 + 6s + 7 + \mathrm{e}^{-\theta s} = 0 \tag{1.8}$$

— Dans la première étape, on étudie la stabilité pour $\theta = 0$. Dans ce cas, l'équation caractéristique devient :

$$\delta(s, 0) = s^2 + 6s + 8 = (s + 2)(s + 4) \tag{1.9}$$

L'équation caractéristique a deux racines à partie réelle négative, donc le système est stable pour $\theta = 0$.

— Dans la deuxième étape, on calcule le polynôme $W(\omega^2)$:

$$W(\omega^2) = \big((j\omega)^2 + 6j\omega + 7\big)\big((-j\omega)^2 - 6j\omega + 7\big) - 1 = \omega^4 + 22\omega^2 + 48 = (\omega^2 + 19.554)(\omega^2 + 2.456) \tag{1.10}$$

$W(\omega^2)$ ne possède pas de racines positives et comme le système est déjà stable pour $\theta = 0$, on peut conclure qu'il est asymptotiquement stable pour toutes les valeurs du retard.

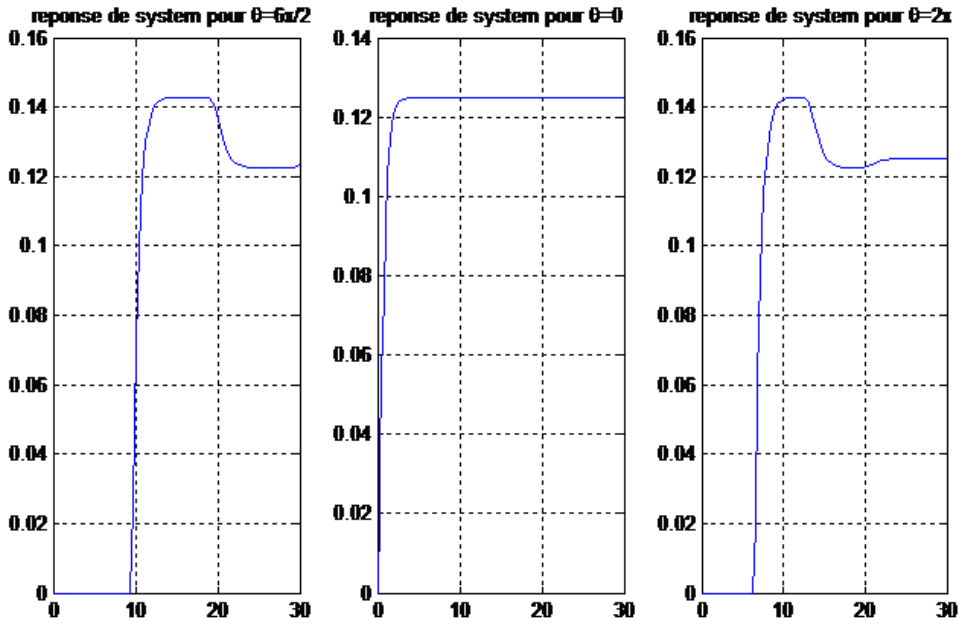

FIGURE 1-2 – Réponses du système pour l'exemple 1

— Pour toute valeur de θ la réponse du système est stable.

1.3 Sur la stabilisation des systèmes à retard

La recherche sur la stabilisation des systèmes à retard est actuellement très active[10]. Les contrôleurs P/PI/PD/PID sont réputés pour leur facilité à stabiliser ces systèmes. Cependant, il reste un défi majeur de mettre en place des conditions de stabilité pour de tels systèmes. Huang et Chen [12] ont utilisé le lieu des racines pour analyser la stabilisation des systèmes du premier ordre instable à retard.

La stabilisation des systèmes à retard avec des contrôleurs PID a été étudiée par Silva et al [10]. Leur recherche repose sur le théorème de Hermite-Biehler pour les quasi-polynômes, qui implique de trouver les racines de l'équation transcendante pour évaluer l'intervalle de stabilisation des paramètres K_p, T_i et T_d du contrôleur PID. La méthode de D-partition a été utilisée par Hwang et al [13] afin de déterminer les zones de stabilité du contrôleur pour un système linéaire à retard. Le critère de stabilité de Nyquist a été employé par Xiang et al [14] afin d'analyser la stabilisation des systèmes du second ordre instable à retard par des régulateurs P/PI/PD/PID.Pour un contrôleur proportionnel (P) ou proportionnel intégral (PI), le rapport θ sur la constant du temps doit être inférieur à 1, et pour un contrôleur proportionnel dérivé

(PD) ou proportionnel intégral dérivé (PID), il doit être inférieur à 2.En utilisant de simples contrôleurs, Chek [15] a examiné la stabilisation des systèmes instables à retard d'ordre quelconque dont le numérateur est une constante. Dans notre situation, nous utilisons la méthode de Walton-Marshall dont le principe a été exposé précédemment pour évaluer les paramètres du contrôleur stabilisant.

1.4 Stabilisation d'un système du premier ordre instable à retard.

Malgré les recherches abondantes sur les méthodes de conception de contrôleur pour les systèmes instables avec retard, leurs performances demeurent souvent limitées lorsqu'on utilise la structure de commande standard à retour unitaire [12] [16]. Cette limitation découle principalement de l'impact du retard sur la phase de la fonction de transfert en boucle ouverte[17]. Pour optimiser l'efficacité globale du système en boucle fermée, les experts préconisent de stabiliser ces systèmes avant d'appliquer la commande[12] [17].
La figure (1.3) présente la structure de la commande, dans laquelle un contrôleur stabilisant $C_s(s)$ est incorporé dans la boucle interne, ou $G(s)$ est la fonction de transfert d'un modèle du premier ordre instable à retard.

$$G(s) = G_0 e^{-\theta s} \frac{1}{\tau s - 1} \tag{1.11}$$

Où :

— G_0 : Le gain statique.

— τ : La constante de temps du système.

— θ : Le retard.

Il est mentionné dans la littérature qu'un système du premier ordre instable à retard peut être stabilisé par un contrôleur proportionnel (P) ou par un contrôleur proportionnel intégral (PI) si et seulement si $\frac{\theta}{\tau} < 1$ [12].
Cependant, si le contrôleur PD ou PID est considéré, le système est stabilisable pour $\frac{\theta}{\tau} < 2$ [12] [14].
Le contrôleur stabilisant peut être du type proportionnel (P) dont $C_s(s) = K$ ou proportionnel

dérivé (PD) dont $C_s(s) = K(bs + 1)$.

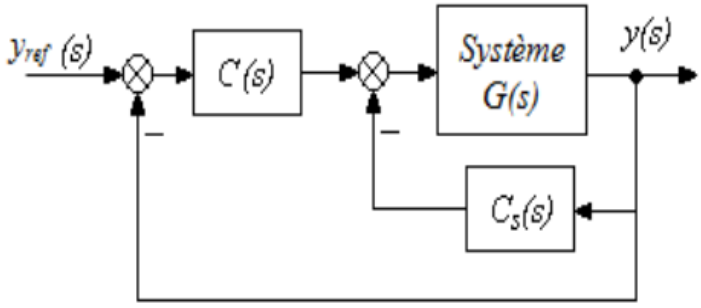

FIGURE 1-3 – Structure de commande stabilisante

1.4.1 Stabilisation avec un contrôleur Proportionnel (P)

La fonction de transfert de la boucle interne peut être exprimée de la manière suivante si le contrôleur stabilisant est un contrôleur proportionnel :

$$G_{IL}(s) = \frac{G_0 e^{-\theta s}}{\tau s - 1 + K G_0 e^{-\theta s}} \tag{1.12}$$

Au lieu d'utiliser la méthode de Walton-Marshall pour calculer les valeurs de θ qui rend le système stable cette méthode sera utilise pour calculer les valeurs du gain du contrôleur proportionnel qui assurent la stabilité du système, en prenant en compte le retard appréhendé. En examinant la stabilité de la fonction de transfert fournie par l'équation (1.12), on peut obtenir les valeurs de la borne inférieure K_m et de la borne supérieure K_M du gain K [10] [11].

$$\delta(s, \theta) = \tau s - 1 + K G_0 e^{-\theta s} \tag{1.13}$$

Pour $\theta = 0$, l'équation possède une seule racine, $s = \frac{1 - K G_0}{\tau}$. On déduit que le système est stable pour $\theta = 0$ si et seulement si $K > \frac{1}{G_0}$. Cette valeur notée K_m est la valeur de la borne inférieure du gain du contrôleur proportionnel qui assure la stabilité du système.
Étant donné que $(q = 1, p = 0 \Rightarrow q > p)$, on néglige la deuxième étape de la méthode de Walton-Marshall.

— $\mathbf{W(\omega^2) = \tau^2 \omega^2 + 1 - K^2 G_0^2}$ Cette équation a une seule racine positive $\omega_c^2 = \frac{K^2 G_0^2 - 1}{\tau^2}$. De plus, la dérivée $W'(\omega_c^2) = \tau^2$ est positive, donc cette racine est déstabilisante.

— La valeur de θ correspondante verifier les equations :

$$\begin{aligned} \cos(\theta\omega_c) &= \mathrm{Re}\left[-\frac{j\tau\omega_c - 1}{KG_0}\right] = \frac{1}{KG_0}, \\ \sin(\theta\omega_c) &= \mathrm{Im}\left[+\frac{j\tau\omega_c - 1}{KG_0}\right] = \frac{\tau\omega_c}{KG_0}. \end{aligned} \tag{1.14}$$

D'où :

$$\tan(\theta\omega_c) = \frac{\tau\omega_c}{1} = \tau\omega_c \tag{1.15}$$

On pose $\tau\omega_c = y \Rightarrow \omega_c = \frac{y}{\tau}$. L'équation (1.15) devient :

$$\frac{\arctan(y)}{y} = \frac{\theta}{\tau} \tag{1.16}$$

Étant donné que la valeur de $\frac{\arctan(y)}{y}$ est inférieure à celle de y, l'équation (1.16) ne peut être résolue que pour des valeurs de $\theta/\tau < 1$. Ceci implique que le régulateur proportionnel ne peut maintenir la stabilité du système instable du premier ordre à retard que si :

$$\frac{\theta}{\tau} < 1 \tag{1.17}$$

Dans cette situation, examinons donc les critères concernant le gain K du régulateur proportionnel afin de garantir la stabilité du système.

Si $\frac{\theta}{\tau} \ll 1$ est approprié à la valeur maximale du gain du régulateur K_{max}, le terme $\frac{\arctan(y)}{y}$ signifie que la valeur de y est très élevée, ce qui signifie que $\frac{\arctan(y)}{y} = \frac{\pi}{2}$.

On peut conclure de l'équation (1.16) que :

$$\frac{\pi/2}{y} = \frac{\theta}{\tau} \Rightarrow y = \frac{\pi\tau}{2\theta} \tag{1.18}$$

Étant donné que $y = \theta\omega_c$, on obtient :

$$\omega_c = \frac{\pi}{2\theta} \tag{1.19}$$

Comme $\omega_c^2 = \frac{K^2 G_0^2 - 1}{\tau^2}$, la valeur maximale du gain du régulateur, correspondant à K_M, est exprimée par :

$$K_M = \sqrt{\frac{1 + \tau^2 \omega_c^2}{G_0^2}} = \sqrt{\frac{4\theta^2 + \tau^2 \pi^2}{4 G_0^2 \theta}} \tag{1.20}$$

Dans la figure (1-4), les valeurs numériques de la borne inférieure K_m et de la borne supérieure K_M du gain du régulateur sont présentées pour différentes valeurs de θ/τ pour $G_0 = 1$. Il est observé que la borne inférieure K_m est autonome de θ/τ, par contre la borne supérieure K_M décroît rapidement quand θ/τ augmente.

Afin de montrer comment le gain statique du système influt sur l'évolution de la borne supérieure K_M, la figure (1-5) présente l'évolution de K_M en fonction de $\frac{\theta}{\tau}$ pour diverses valeurs de G_0.

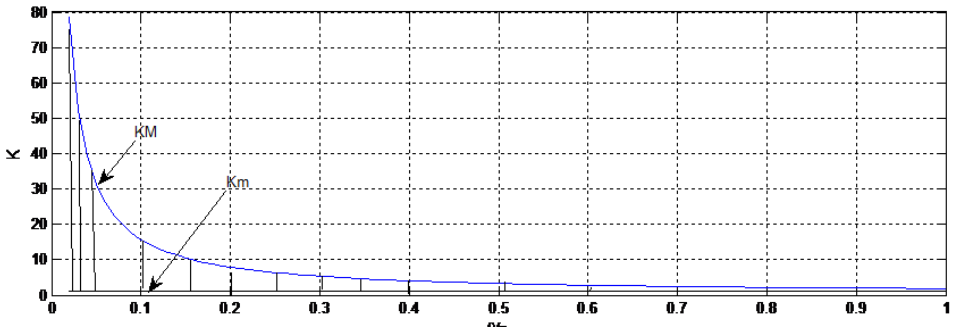

FIGURE 1-4 – Évolution de K_M en fonction de $\frac{\theta}{\tau}$ pour $G_0 = 1$

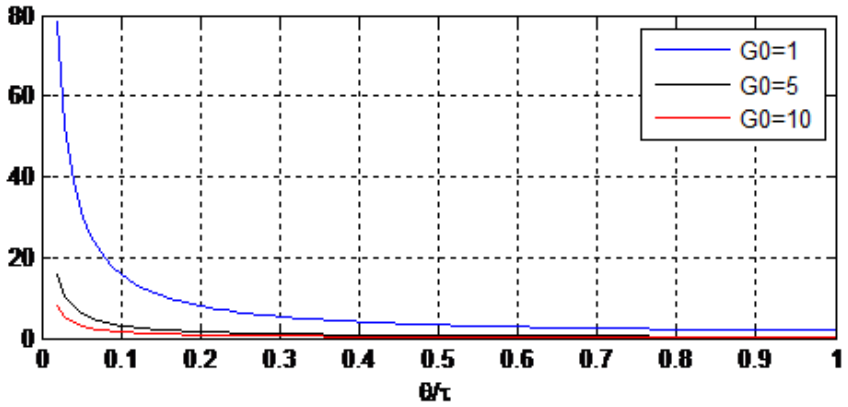

FIGURE 1-5 – Évolution de K_M pour différentes valeurs du gain G_0

En définitive, afin de déterminer la valeur du gain du régulateur, il est nécessaire de prendre en considération la stabilité du système en boucle fermée ainsi que la stabilité face aux variations de $\frac{\theta}{\tau}$ (marges de performance).

Ainsi, il est nécessaire que la valeur du gain K du régulateur proportionnel stabilisant soit comprise entre K_m et K_M [12]. Les auteurs suggèrent de sélectionner la valeur du gain K en fonction de la valeur moyenne de K_m et de K_M :

$$K = \frac{1}{2}(K_m + K_M) \tag{1.21}$$

1.4.2 Stabilisation avec un contrôleur Proportionnel Dérivé (PD)

Si le contrôleur stabilisant soit de type PD, dans cette situation, la fonction de transfert de la boucle interne est donnée par :

$$G_{IL}(s) = \frac{G_0 e^{-\theta s}}{\tau s - 1 + K G_0 (bs + 1) e^{-\theta s}} \tag{1.22}$$

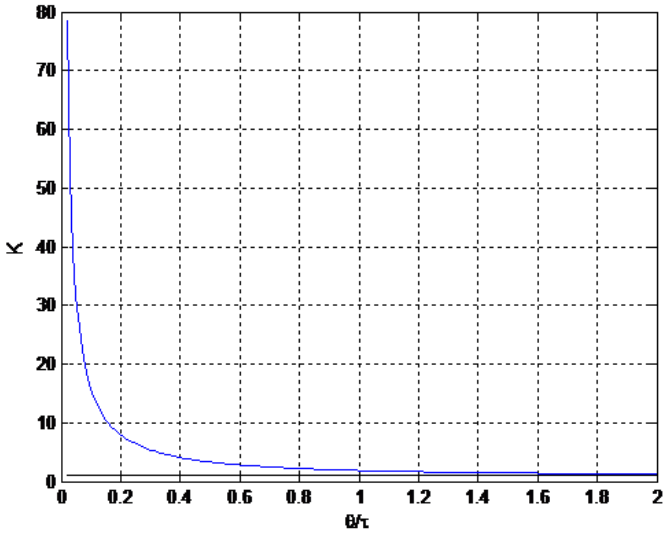

FIGURE 1-6 – KM pour système du 1er ordre instable à retard cas $\frac{\theta}{\tau} < 2$

L'équation caractéristique du système est donc donnée par :

$$p(s, \theta) = \underbrace{\tau s - 1}_{\text{D(s)}} + \underbrace{K G_0 (bs + 1) e^{-\theta s}}_{\text{N(s)}} \tag{1.23}$$

On reprend l'utilisation de la méthode de Walton Marshall afin d'analyser les conditions de stabilité de la boucle interne, et de déterminer les paramètres K et b du contrôleur PD.

— Pour $\theta = 0$, l'équation possède une seule racine réelle positive :

$$s = \frac{1 - KG_0}{\tau + KG_0 b} \tag{1.24}$$

On déduit que le système est stable pour $\theta = 0$ si et seulement si $K > \frac{1}{G_0}$.

— puisque $p = q = 0$, nous devons considérer le comportement de $W(\omega^2)$ pour de grandes valeurs de ω^2 :

$$W(\omega^2) = \tau^2\omega^2 + 1 - K^2G_0^2(b^2\omega^2 + 1) \tag{1.25}$$

Pour de grandes valeurs de ω^2, $W(\omega^2) \approx (\tau^2 - K^2G_0^2b^2)\omega^2$, qui est positif pour $\tau > KG_0b$.

— En cherchant les racines réelles positives de $W(\omega^2) = 0$, nous mettons en évidence la seule racine de valeur $\omega^2 = \frac{K^2G_0^2-1}{\tau^2-K^2G_0^2b^2}$, qui est positive pour des valeurs de $K > \frac{1}{G_0}$ et $\tau > KG_0b$.

— La dérivée $W'(\omega^2) = \tau^2 - K^2G_0^2b^2$ est positive en raison du fait que $\tau > KG_0b$, ce qui signifie que la racine précédente est déstabilisante.

La valeur de θ correspondante le système suivant :

$$\cos(\theta\omega_c) = \frac{1 - \tau\omega_c^2}{KG_0(1 + b^2\omega_c^2)} \tag{1.26}$$

$$\sin(\theta\omega_c) = \frac{(\tau + b)\omega_c}{KG_0(1 + b^2\omega_c^2)} \tag{1.27}$$

$$\tan(\theta\omega_c) = \frac{(\tau + b)\omega_c}{1 - \tau\omega_c^2} \tag{1.28}$$

On pose $y = \tau\omega_c$ et $\hat{\text{b}}=\frac{b}{\tau}$ l'équation (1.27) se réécrit sous la forme :

$$\frac{\theta}{\tau} = \frac{1}{y}\arctan\left(\frac{y(1 + \hat{b})}{1 - \hat{b}y^2}\right) \tag{1.29}$$

Et le gain K devient :

$$K = \frac{\sqrt{1+y^2}}{G_0\sqrt{1+\hat{b}^2y^2}} = K_M \tag{1.30}$$

Les équations (1.29) et (1.30) étant non-linéaires, il est donc très difficile d'établir une relation directe entre les paramètres K_M et b du correcteur PD et le retard θ, contrairement à ce qui est possible avec un contrôleur proportionnel stabilisant. Cependant, il est possible d'interpoler $K_M G_0$ et b en fonction de différentes valeurs de $\frac{\theta}{\tau}$ pour $\frac{\theta}{\tau} < 2$, comme indiqué par les équations suivantes :

$$K_M G_0 = 1.631 \left(\frac{\theta}{\tau}\right)^{-0.9549} \tag{1.31}$$

$$\frac{b}{\tau} = 0.0038 + 0.1524 \left(\frac{\theta}{\tau}\right) + 0.347 \left(\frac{\theta}{\tau}\right)^2 - 0.088 \left(\frac{\theta}{\tau}\right)^3 \tag{1.32}$$

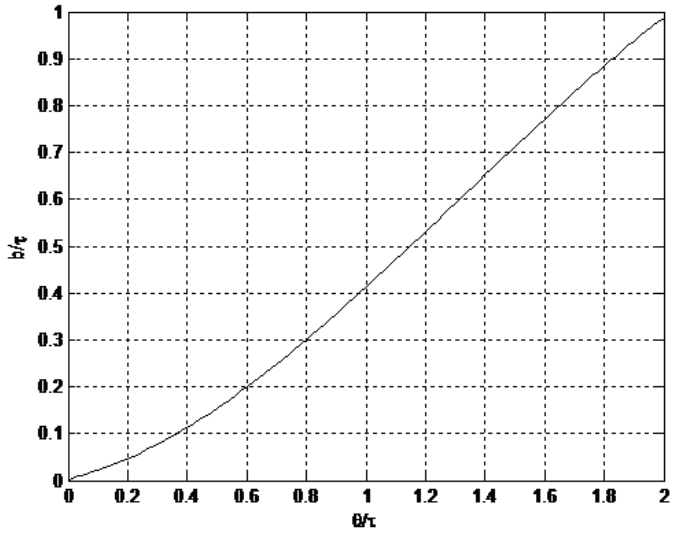

FIGURE 1-7 – Valeurs de $\hat{b}$ pour le système du 1er ordre instable à retard ($\frac{\theta}{\tau} < 2$)

1.5 Conclusion

La stabilité des systèmes à retard a été un sujet d'intérêt important, car ils sont souvent rencontrés dans le secteur industriel. Nous avons étudié dans ce chapitre la stabilisation des systèmes à retard, en particulier les systèmes du premier ordre instable, à l'aide de régulateurs P et PD. Les paramètres de ces contrôleurs stabilisants peuvent être déterminés en utilisant la méthode de Walton-Marshall appliquée aux quasi-polynômes.

Nous avons d'abord évoqué la méthode de Walton-Marshall pour l'analyse de la stabilité des quasi-polynômes. Effectivement, le principe de la méthode repose sur le fait qu'il existe une continuité des solutions de l'équation caractéristique par rapport au retard θ, ce qui dépend principalement de ce dernier pour assurer la stabilité du système. Il est possible qu'un système soit stable pour certaines valeurs de θ et qu'il devienne instable lorsque θ évolue, et vice versa.

La méthode de Walton-Marshall est ensuite employée afin de définir les paramètres du contrôleur qui garantissent la stabilité d'un système du premier ordre instable pour une valeur de θ connue (fixe). .

Effectivement, le contrôleur stabilisant est de type P ou PI pour une valeur de $\frac{\theta}{\tau} < 1$ et de type PD ou PID pour une valeur de $\frac{\theta}{\tau} < 2$.

Dans le chapitre suivant, nous examinerons la synthèse de contrôleurs en se basant sur la structure de commande par modèle interne. Le chapitre abordera également la simulation des contrôleurs.

CHAPITRE 2
COMMANDE PAR MODELE INTERNE.

2.1 Introduction

Parmi les problèmes que pose la commande des systèmes physiques, celui de la synthèse des lois de commande performantes vis-à-vis de la précision mais aussi suffisamment robustes pour assurer la stabilité[18] [19]. La diversité des structures de commandes est liée aux objectifs fixés d'une part et aux contraintes sur la qualité du modèle du procédé. Ce chapitre porte sur une structure de commande réputée comme une structure de commande robuste en l'occurrence la Commande à Modèle Interne (Internal Model Control, IMC). Une présentation théorique de la méthode IMC sera présentée dans ce deuxième chapitre.

2.2 Méthode de commande par modèle interne

La méthode de commande à modèle interne est une technique de contrôle des systèmes dans le domaine de l'automatique et de l'ingénierie des systèmes[3]. Elle est utilisée pour la conception et le réglage des paramètres du correcteur, en raison de la simplicité de synthèse qu'elle offre, ce qui en fait une approche intéressante pour synthétiser les différents blocs. La simplicité de cette méthode réside dans le fait qu'il n'existe qu'un seul paramètre à régler directement, lié à la constante de temps en boucle fermée définie par l'utilisateur. La méthode par modèle interne regroupe les avantages de la boucle ouverte qui se présentent par la facilité de la synthèse du contrôleur et la possibilité de tenir compte de la robustesse et de pouvoir traiter

les processus avec retard, ainsi que les avantages de la boucle fermée qui sont la possibilité d'obtenir une erreur statique nulle en régime permanent à des échelons de consigne en présence de perturbations, ainsi que des erreurs de modélisation du processus à contrôler [4]. Cette méthode a acquis un intérêt croissant ces dernières années en raison de la robustesse inhérente à sa structure.

2.2.1 Structure IMC

La méthode IMC est basée sur le schéma fonctionnel simplifié présenté sur la figure (2-1).

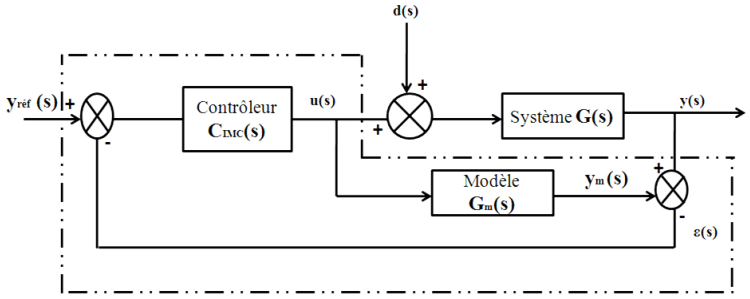

FIGURE 2-1 – Structure de commande par modèle interne

Sur cette figure, on retrouve les principaux éléments d'une boucle de contre-réaction :

— Le système $G(s)$ de sortie $y(s)$

— Le modèle de système $G_m(s)$, obtenu par identification au préalable du système, c'est la grandeur que l'on souhaite contrôler.

— Le contrôleur $C_{\text{imc}}(s)$

— La consigne ou l'entrée de référence $y_{\text{ref}}(s)$, c'est la grandeur que l'on souhaite faire suivre à la sortie $y(s)$

— L'entrée de commande $u(s)$, c'est la grandeur sur laquelle on peut agir pour modifier volontairement la sortie $y(s)$

— La grandeur disponible à la sortie du modèle $y_m(s)$, elle représente l'image de la grandeur à contrôler $y(s)$

— La perturbation $d(s)$, c'est une grandeur qui modifie, de manière indésirable, la sortie du système.

— L'écart $\epsilon(s)$ entre la sortie du procédé $y(s)$ et celle du modèle $y_m(s)$.

L'étude de la structure permet d'établir l'équation de fonctionnement suivante, liant la sortie y à l'entrée u et à la perturbation d :

$$\begin{aligned} y(s) &= \frac{G(s)C_{\text{imc}}(s)}{1+C_{\text{imc}}(s)(G(s)-G_m(s))}y_{\text{ref}}(s) + \frac{G(s)(1-C_{\text{imc}}(s)G(s))}{1+C_{\text{imc}}(s)(G(s)-G_m(s))}d(s) \\ u(s) &= \frac{C_{\text{imc}}(s)}{1+C_{\text{imc}}(s)(G(s)-G_m(s))}y_{\text{ref}}(s) + \frac{-C_{\text{imc}}(s)G(s)}{1+C_{\text{imc}}(s)(G(s)-G_m(s))}d(s) \end{aligned} \tag{2.1}$$

Pour le cas particulier d'un modèle parfait où $G(s) = G_m(s)$, la relation (2.1) se réduit à :

$$\begin{aligned} y(s) &= G_m(s)C_{\text{imc}}y_{\text{ref}} + G_m(s)(1-C_{\text{imc}}y_{\text{ref}})d(s) \\ u(s) &= C_{\text{imc}}y_{\text{ref}} - C_{\text{imc}}G_m(s)d(s) \end{aligned} \tag{2.2}$$

l'équation(2.2) montre que le système peut être vu comme fonctionnent en boucle ouverte [20]

.

2.2.2 Relation entre le contrôleur à modèle interne et le contrôleur standard

L'objectif est de déterminer la relation entre le contrôleur classique $C(s)$(voir la figure 2-1) et le contrôleur $C_{\text{imc}}(s)$ (voir la figure 2-2).

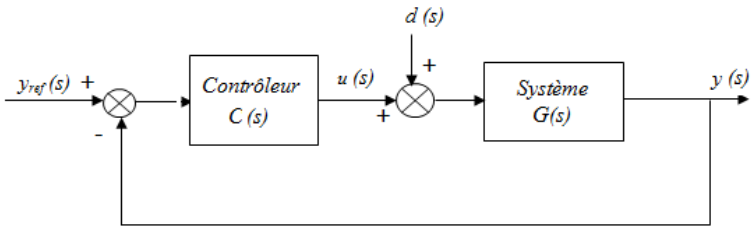

FIGURE 2-2 – Structure de contrôle classique à retour unitaire

En calculant la fonction de transfert en boucle fermée de la structure de commande de la figure (2-2), on obtient les équations de sortie $y(s)$ et de commande $u(s)$ suivantes :

$$\begin{aligned} y &= \frac{GC}{1+GC}y_{\text{ref}} + \frac{G}{1+GC}d \\ u &= \frac{C}{1+GC}y_{\text{ref}} + \frac{-CG}{1+GC}d \end{aligned} \tag{2.3}$$

Ces équations permettent d'établir le lien entre la fonction de transfert du correcteur utilisé dans la structure de commande par modèle interne C_{imc} et celle du correcteur utilisé dans la

structure de commande à retour unitaire [21] [22] :

$$C = \frac{C_{\text{imc}}}{1 - G_m C_{\text{imc}}} \tag{2.4}$$

Pour passer d'une structure en boucle fermée classique à une structure CIMC, il suffit d'extraire le modèle dans le bloc correcteur de la boucle fermée :

$$C_{\text{imc}} = \frac{C}{1 + G_m C} \tag{2.5}$$

La structure de commande par modèle interne est employée pour synthétiser le contrôleur $C(s)$ en utilisant les relations de l'équation (2.4), et la structure de commande classique pour contrôler le système [21],étant donné que les performances obtenues en utilisant les deux structures, à savoir celle à modèle interne et celle utilisant le contrôleur classique, sont équivalentes.

2.2.3 Synthèse du régulateur à modèle interne pour les systèmes stables

Pour les systèmes stables ,la conception du contrôleur$C_{\text{imc}}(s)$ se fait en trois étapes[6] [22].

En premier lieu, il est nécessaire de décomposer la fonction de transfert G_m du modèle pour assurer la stabilité et la causalité du contrôleur $C_{\text{imc}}(s)$. en deux parties, inversible (G_m^-) et non inversible (G_m^+) :

$$G_m = G_m^+ G_m^- \tag{2.6}$$

Où la fonction de transfert $G_m^+(s)$ contient tous les zéros instables et les retards de $G_m(s)$, elle doit néanmoins avoir un gain statique égal à 1. $G_m^-(s)$ est la partie contenant les zéros stables (le reste de la fonction de transfert .), c'est cette fonction de transfert qui est utilisée pour la synthèse du contrôleur.

En deuxième lieu, la fonction de transfert du contrôleur $C_{\text{imc}}(s)$ retenant la partie inversible seulement est donnée par :

$$C_{\text{imc}} = \frac{1}{G_m^-} \cdot f \tag{2.7}$$

où $f(s)$ est un filtre passe-bas dont le gain statique est égal à 1 et qui assure que la sortie

converge vers la valeur de la consigne à l'équilibre. En général, le filtre $f(s)$ adopte la forme suivante :

$$f = \frac{1}{(1+\tau_c s)^r} \tag{2.8}$$

Le concepteur sélectionne τ_c comme paramètre de synthèse pour définir la dynamique de la réponse indicielle en boucle fermée. r est un nombre entier positif choisi de manière à assurer la causalité du contrôleur $C_{\text{imc}}(s)$ (le degré du dénominateur est plus élevé ou égal au degré du numérateur). Le gain est choisi à 1 pour obtenir une sortie correspondant à la consigne.

En troisième lieu, une fois le contrôleur $C_{\text{imc}}(s)$ calculé à l'aide de l'équation (2.7), on obtient la fonction de transfert du contrôleur standard $C(s)$ en utilisant la relation :

$$C = \frac{C_{\text{imc}}}{1 - G_m C_{\text{imc}}} \tag{2.9}$$

2.2.3.1 Synthèse du contrôleur PI et PID pour les systèmes stables du 1er ordre à retard

Afin de trouver les différents paramètres du contrôleur $C(s)$ avec la méthode de commande par modèle interne pour un système à retard, on utilise les deux méthodes Taylor et Padé pour les approximer, car les retards purs sont difficiles à traiter directement dans les algorithmes de commande[23].

Considérons un système dont la fonction de transfert est donnée par :

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-\theta s} \tag{2.10}$$

Où :

— K est le gain du système,

— τ est la constante de temps,

— θ est le temps de retard.

Approximation de Taylor($0 < \frac{\theta}{\tau} < 1$) :

$$e^{-\theta s} = 1 - \theta s \tag{2.11}$$

Approximation de Padé ($0 < \frac{\theta}{\tau} < 2$) :

$$e^{-\theta s} = \frac{1 - \theta s/2}{1 + \theta s/2} \tag{2.12}$$

a) Approximation du retard par l'approximation du Taylor

On remplace le retard θ par l'approximation de Taylor donnée par l'expression (2.11) dans la fonction du modèle $G_m(s)$, le modèle devient donc :

$$G_m(s) = \frac{k(1 - \theta s)}{1 + \tau s} \tag{2.13}$$

On factorise la fonction de transfert du modèle en partie inversible et non inversible comme suit :

$$G_m^+ = (1 - \theta s) \tag{2.14}$$

$$G_m^- = \frac{k}{1 + \tau s} \tag{2.15}$$

Le contrôleur C_{imc} est donné par la relation (2.16) suivante :

$$C_{\text{imc}} = \frac{1 + \tau s}{k} f(s) \tag{2.16}$$

On rappelle que le filtre $f(s)$ est choisi de façon à ce que $C_{\text{imc}}(s)$ soit causal. Dans notre cas, il suffit de prendre $f(s)$ du premier ordre :

$$f = \frac{1}{1 + \tau_c s} \tag{2.17}$$

Le contrôleur standard $C(s)$:

$$C(s) = \frac{(1 + \tau s)}{k(\tau_c + \theta)s} \tag{2.18}$$

Par identification de cette fonction de transfert (2.18) avec celle d'un régulateur PI dont la fonction de transfert est donnée par l'équation suivante :

$$C_{\text{pi}} = K_{cpi}\left(1 + \frac{1}{T_{cpi}s}\right) \tag{2.19}$$

Par identification, on obtient :

$$\begin{aligned} K_{cpi} &= \frac{\tau}{k(\tau_c + \theta)} \\ T_{cpi} &= \tau \end{aligned} \tag{2.20}$$

La fonction de transfert du contrôleur PI est donc :

$$C_{\text{pi}} = \frac{\tau}{k(\tau_c + \theta)}\left(1 + \frac{1}{\tau s}\right) \tag{2.21}$$

b) Approximation du retard par l'approximation du Padé

Pour simplifier le traitement du retard, nous pouvons utiliser l'approximation de Padé représentée dans la relation (2.12) :
Ainsi, la fonction de transfert approximative devient :

$$G(s) = \frac{k(1 - \theta s/2)}{(\tau s + 1)(1 + \theta s/2)} \tag{2.22}$$

On factorise la fonction de transfert du modèle $G_m(s)$ pour obtenir les deux équations (2.23) et (2.24) :

$$G_m^+ = (1 - \theta s/2) \tag{2.23}$$

$$G_m^- = \frac{k}{(1 + \tau s)(1 + \theta s/2)} \tag{2.24}$$

Pour calculer le contrôleur C_{imc}, on utilise l'équation (2.25) :

$$C_{\text{imc}} = \frac{(1 + \tau s)(1 + \theta s/2)}{k} f(s) \tag{2.25}$$

Sachant que :

$$f = \frac{1}{(1 + \tau_c s)} \tag{2.26}$$

On calcule le contrôleur classique $C(s)$ par la relation (2.27) :

$$C(s) = \frac{(\tau + \theta s/2)}{k(\tau_c + \theta/2)} \left(1 + \frac{1}{(\tau + \theta/2)s} + \frac{\tau\theta s}{2(\tau + \theta/2)}\right) \tag{2.27}$$

On peut identifier cette fonction de transfert avec celle d'un régulateur PID dont la fonction de transfert est donnée par l'équation suivante :

$$C_{\text{pid}}(s) = K_{\text{pid}} \left(1 + \frac{1}{T_{\text{pid}} s} + T_{\text{dpid}} s\right) \tag{2.28}$$

Par identification, les paramètres de C_{pid} sont :

$$\begin{aligned} K_{\text{pid}} &= \frac{\tau + \theta/2}{k(\tau + \theta/2} \\ T_{\text{pid}} &= \tau + \theta/2 \\ T_{\text{dpid}} &= \frac{\tau\theta}{2(\tau + \theta/2)} \end{aligned} \tag{2.29}$$

2.2.4 Synthèse du régulateur à modèle interne pour les systèmes instables à retard

La méthode de synthèse utilisant la commande par modèle interne doit être modifiée pour les systèmes instables. L'idée est d'utiliser une fonction de transfert $f(s)$ à imposer à la boucle fermée, plus complexe afin de satisfaire les conditions de stabilité interne du système de commande [7] :

$$f(s) = \frac{\sum_{i=1}^{n} \lambda_i s^i + 1}{(1 + \tau_c s)^r} \tag{2.30}$$

n : nombre de pôle instable.

Les paramètres λ_i sont déterminés de sorte que les zéros de $1 - G_m(s)C_{imc}(s)$ compensent les pôles de $G_m(s)$. Ils sont calculés par :

$$1 - G_m(s)C_{imc}(s)|_{s=pins_1, pins_2, \ldots, pins_n} = 0 \tag{2.31}$$

Pour illustrer cette méthode de synthèse basée sur le principe de la commande par modèle interne pour les systèmes instables, soit à contrôler un système dont la fonction de transfert

est donnée par :

$$G(s) = \frac{G_0(1+0.02s)}{(1+0.05s)(\tau s-1)} \tag{2.32}$$

dont le modèle est :

$$G_m = \frac{G_0}{\tau s-1} \tag{2.33}$$

En utilisant l'équation (2.7), le contrôleur $C_{imc}(s)$ est donné par :

$$C_{imc} = \frac{(\tau s-1)(1+\lambda s)}{G_0(1+\tau_c s)^2} \tag{2.34}$$

Notant que le filtre $f(s)$ est d'ordre 2 pour rendre le contrôleur C_{imc} propre. λ est un paramètre à calculer pour garantir que $(1-G_m(s)C_{imc}(s))$ élimine le pôle à partie réelle positive de $G_m(s)$, à savoir :

$$(1-G_m(s)C_{imc}(s))|_{s=\frac{1}{\tau}} = \left(1-\frac{1+\lambda s}{(1+\tau_c s)^2}\right)\Bigg|_{s=\frac{1}{\tau}} = 0 \tag{2.35}$$

La valeur de λ permettant de vérifier cette condition est :

$$\lambda = \tau_c\left(\frac{\tau_c}{\tau}+2\right) \tag{2.36}$$

Le contrôleur équivalent $C(s)$ est donné par :

$$C = \frac{(\tau s-1)(\lambda s+1)}{G_0\left((1+\tau_c s)^2-(\lambda s+1)\right)} \tag{2.37}$$

En substituant la valeur de λ dans le dénominateur de l'équation ((2.37)), on obtient :

$$C = \frac{(\tau s-1)(\lambda s+1)}{\frac{G_0\tau_c^2}{\tau}s(\tau s-1)} \tag{2.38}$$

Le pôle instable est ainsi compensé grâce à la valeur de λ donnée par l'équation((2.36)). Finalement, le contrôleur $C(s)$ est donné par :

$$C = \frac{\lambda\tau}{G_0\tau_c^2}\left[1+\frac{1}{\lambda s}\right] \tag{2.39}$$

Si cette procédure peut être utilisée pour commander des systèmes instables, elle ne fonctionne pas dans le cas où le système possède un retard pur. Pour expliquer pourquoi, considérons

le système instable à retard donné par l'équation :

$$G_m = \frac{G_0}{\tau s - 1} e^{-\theta s} \tag{2.40}$$

Pour rendre $G_m(s)(1 - G_m(s)C_{imc}(s))$ stable, la condition suivante doit être satisfaite :

$$\left(1 - \frac{(1+\lambda s)e^{-\theta s}}{(1+\tau_c s)^2}\right)\Bigg|_{s=\frac{1}{\tau}} = 0 \tag{2.41}$$

La valeur de λ obtenue est donnée par :

$$\lambda = \tau \left[(\tau_c/\tau + 1)^2 \, e^{\frac{\theta}{\tau}} - 1\right] \tag{2.42}$$

La fonction de transfert du contrôleur équivalent $C(s)$ est alors :

$$C = \frac{(\tau s - 1)(\lambda s + 1)}{G_0 \left[(1+\tau_c s)^2 - (s+1)e^{-\theta s}\right]} \tag{2.43}$$

Cette équation montre que le pôle instable ne peut pas être simplifié directement comme dans l'équation (2.44). Ainsi, le contrôleur ne peut pas être implémenté en pratique .
lorsque le retard n'est pas très important,le terme $e^{-\theta s}$ peut être approximer en utilisant soit le développement de Taylor soit de Padé, directement dans la fonction de transfert du modèle du système à commander. En effet, si le retard est approximé par un Padé d'ordre 1, le modèle du système devient

$$G_0 = \frac{G_0(1 - \theta/2s)}{(\tau s - 1)(1 + \theta/2s)} \tag{2.44}$$

Le contrôleur C_{imc} est alors

$$C_{imc} = \frac{(\tau s - 1)(1 + \theta/2s)(\lambda s + 1)}{G_0(1 + \tau_c s)^3} \tag{2.45}$$

En utilisant l'équation((2.42)), on trouve λ

$$\lambda = \tau \left(\frac{(\tau_c/\tau + 1)^3}{1 - \theta/2\tau} - 1\right) \tag{2.46}$$

Le contrôleur C dans ce cas est

$$C = \frac{(1+\theta/2s)(1+\lambda s)}{G_0 s\left((\tau_c^3 s/\tau) + (\lambda - 3\tau_c - \theta/2)\right)} \tag{2.47}$$

Dans ce cas, le contrôleur $C(s)$ peut être mis sous la forme d'un PID. Les paramètres K_p, τ_i, et τ_d peuvent être calculés comme suit :

$$K_p = \frac{\theta/2 + \lambda}{G_0(1 - 3\tau_c - \theta/2)} - \frac{\tau_c^3/\tau}{G_0(1 - 3\tau_c - \theta/2)^2} \tag{2.48}$$

$$\tau_i = \theta/2 + \lambda - \frac{\tau_c^3/\tau}{(1 - 3\tau_c - \theta/2)} \tag{2.49}$$

$$\tau_d = 0 \tag{2.50}$$

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthode de commande par modèle interne (IMC), qui offre une approche robuste et systématique pour la synthèse des contrôleurs proportionnels (P) et proportionnels intégral-dérivatif (PID) dans les systèmes à retard, qu'ils soient stables ou instables.

Pour les systèmes stables avec retard, la méthode IMC permet de concevoir des contrôleurs P et PID qui peuvent efficacement compenser les retards en utilisant des approximations de Padé ou de Taylor, assurant ainsi une performance satisfaisante. Les contrôleurs IMC pour ces systèmes peuvent souvent être directement transformés en structures classiques P ou PID.

En revanche, pour les systèmes instables, la synthèse des contrôleurs est plus complexe. La méthode IMC aide à stabiliser ces systèmes en utilisant un modèle interne précis. Les contrôleurs PID dérivés via l'IMC pour les systèmes instables doivent souvent inclure des filtres supplémentaires pour gérer les retards et garantir la stabilité du système.

La méthode de commande par modèle interne n'est généralement pas utilisée pour les systèmes instables à retard en raison de la sensibilité accrue au modèle, de la complexité de la conception et des limitations des approximations de retard. La commande à deux degrés de liberté est préférée car elle offre une meilleure robustesse, une stabilité améliorée et une

flexibilité pour optimiser le suivi de la consigne et le rejet des perturbations.

CHAPITRE 3
COMMANDE À DEUX DEGRÉS DE LIBERTÉ.

3.1 Introduction

L'automatique, en tant que science de la régulation et du contrôle des systèmes dynamiques, nous confronte invariablement à des compromis. Chercher à maximiser la performance dans un aspect spécifique d'un système peut souvent conduire à des concessions dans d'autres domaines. Ainsi, il est crucial de définir clairement les objectifs de la régulation pour mieux appréhender les compromis impliqués.

Au cœur de la commande d'un système se trouvent plusieurs performances désirées qui guident la conception et l'optimisation des contrôleurs. Ces performances se résument généralement par un suivi précis de consigne, un rejet efficace des perturbations et des bruits, ainsi que une robustesse face aux incertitudes inhérentes aux modèles du système.

Ce chapitre s'attache à présenter un état de l'art sur la commande à plusieurs degrés de liberté, explorant diverses structures et méthodes existantes dans la littérature [24] [25] . Parmi ces approches, nous nous focaliserons sur l'utilisation d'une structure spécifique pour la commande d'un système du premier ordre à retard. La méthode de synthèse choisie pour cette étude est la méthode de commande par modèle interne (IMC), reconnue pour sa capacité à fournir une gestion efficace des performances souhaitées [3].

3.2 Commande à plusieurs degrés de liberté

La commande à plusieurs degrés de liberté est une approche sophistiquée utilisée en ingénierie pour contrôler des systèmes complexes. Elle permet de gérer efficacement différentes performances désirées, telles que le suivi de consigne, le rejet de perturbations, la réduction du bruit et la robustesse face aux incertitudes. Cette approche offre une flexibilité accrue en permettant le contrôle indépendant de plusieurs paramètres ou variables du système.

3.2.1 Structure de commande à un degré de liberté (1DDL)

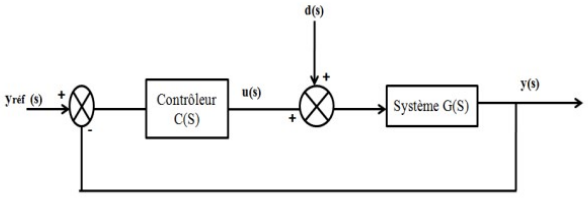

FIGURE 3-1 – Schéma de régulation à un degré de liberté.

Le schéma de commande à un degré de liberté est une représentation de la configuration de contrôle pour réguler un seul paramètre ou variable d'un système La Figure (3-1), où [26] [27] .

La fonction de transfert entre le signal de sortie $y(s)$ et le signal d'entrée $y_{\text{réf}}(s)$ pour le schéma donné dans la figure (3-1) est donnée par la relation suivante :

$$y(s) = \frac{G(s)C(s)}{1 + G(s)C(s)} y_{\text{réf}}(s) + \frac{G(s)}{1 + G(s)C(s)} d(s) \tag{3.1}$$

La relation (3.1) souligne un élément essentiel de la structure de commande à un degré de liberté : le contrôleur $C(s)$ intervient dans la fonction de transfert entre la sortie $y(s)$ et la consigne $y_{\text{réf}}(s)$ (pour le suivi de consigne) et dans la fonction de transfert entre la sortie $y(s)$ et la perturbation $d(s)$ (pour le rejet de perturbations).Cela implique que n'importe quelle modification des paramètres du contrôleur aura un impact à la fois sur le suivi de consigne et

sur le rejet de perturbation. Par conséquent, dans une telle configuration, il est essentiel de gérer les deux aspects en même temps afin d'obtenir les performances désirées du système.

Dans certaines situations, il est possible de pouvoir adapter de manière autonome le suivi de consigne et le rejet de perturbation. C'est alors que la structure à deux degrés de liberté (2DDL) entre en jeu. Cette structure permet d'avoir des éléments de contrôle différents pour chaque objectif, ce qui permet de régler individuellement le suivi de consigne et le rejet de perturbation.

Ce qui permet une plus grande souplesse dans la conception des systèmes de commande, ce qui peut entraîner des performances améliorées et une meilleure adaptation aux conditions variables du système.

3.2.2 Structure de commande à deux degrés de liberté en utilisant un pré-filtre.

La figure (3-2) présente une structure de commande à 2ddl en utilisant un pré-filtre :

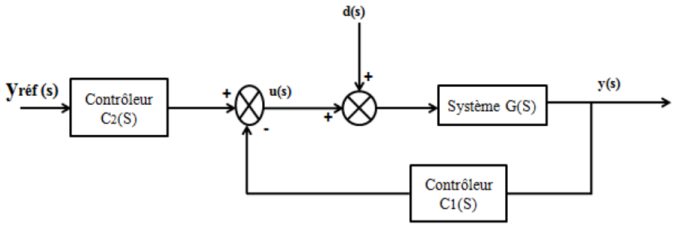

FIGURE 3-2 – Schéma de commande à deux degrés de liberté avec pré-filtre [28].

Dans cette configuration, on distingue deux boucles de contrôle, $C_1(s)$ est la fonction de transfert du contrôleur de la boucle de contrôle primaire (ou boucle interne), et $C_2(s)$ est la fonction de transfert du contrôleur de la boucle de contrôle secondaire (ou boucle externe) :

La fonction de transfert entre la sortie $y(s)$ et la référence $y_{\text{réf}}(s)$, entre la sortie $y(s)$ et la perturbation $d(s)$:

$$y(s) = \frac{G(s)C_2(s)}{1 + G(s)C_1(s)} y_{\text{réf}}(s) + \frac{G(s)}{1 + G(s)C_1(s)} d(s) \tag{3.2}$$

Le contrôleur $C_1(s)$ intervient dans les deux fonctions de transfert : celle qui relie la sortie du système $y(s)$ à sa référence $y_{\text{réf}}(s)$, et celle qui relie la sortie $y(s)$ à la perturbation $d(s)$. Cela implique que le système de contrôle $C_1(s)$ agit à la fois sur le suivi de consigne et le rejet de perturbations. D'autre part, le contrôleur $C_2(s)$ n'intervient que dans la fonction de transfert qui relie la sortie du système $y(s)$ à sa référence $y_{\text{réf}}(s)$, ce qui démontre que son rôle est exclusivement consacré au suivi des consignes. Pour cette raison, il est nécessaire de commencer par déterminer les paramètres du contrôleur $C_1(s)$ afin de résoudre le problème de rejet de perturbations, puis de trouver les paramètres du contrôleur $C_2(s)$ afin de répondre aux exigences de suivi des consignes [29].

3.2.3 Commande à deux degrés de liberté avec modèle de référence

Dans cette structure , le système est conçu avec deux boucles de rétroaction distinctes (voir figure 3-3) :

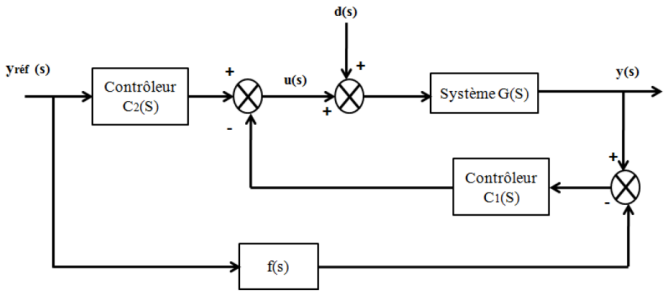

FIGURE 3-3 – Schéma de régulation à deux degrés de liberté avec modèle de référence [30].

D'après le schéma de la figure (3-3), on peut établir la relation entre la sortie $y(s)$ et les entrées $y_{\text{réf}}(s)$ et $d(s)$ telle que :

$$y(s) = \frac{(C_2(s) + C_1(s)f(s))G(s)}{1 + G(s)C_1(s)} y_{\text{réf}}(s) + \frac{G(s)}{1 + G(s)C_1(s)} d(s) \tag{3.3}$$

Cette structure est une approche de commande à deux degrés de liberté (2DDL) avec un filtre $f(s)$ ajouté, souvent utilisée pour les systèmes stables et instables car elle offre une grande flexibilité dans la conception du contrôle.

L'ajout du filtre $f(s)$ peut jouer un rôle crucial dans la conception du contrôle, notamment pour améliorer la stabilité du système, réduire les effets du retard, ou encore atténuer les oscillations indésirables.

Cette structure sera utilisée pour commander un système du premier ordre à retard dans la suite de ce chapitre. Les systèmes du premier ordre à retard sont courants dans de nombreux domaines d'ingénierie et présentent souvent des défis particuliers en termes de contrôle et de stabilité. L'introduction de cette structure à deux degrés de liberté pourrait permettre d'illustrer comment elle peut être utilisée pour améliorer les performances de contrôle de ces systèmes, en tenant compte à la fois de la réponse dynamique et du retard.

3.2.4 Commande IMC-2DDL

La commande IMC-2DDL combine deux approches de conception de contrôle : la commande à deux degrés de liberté (2DDL) et la commande par modèle interne (IMC) déjà étudiée dans le deuxième chapitre. Le schéma de la figure suivante le représente [31] :

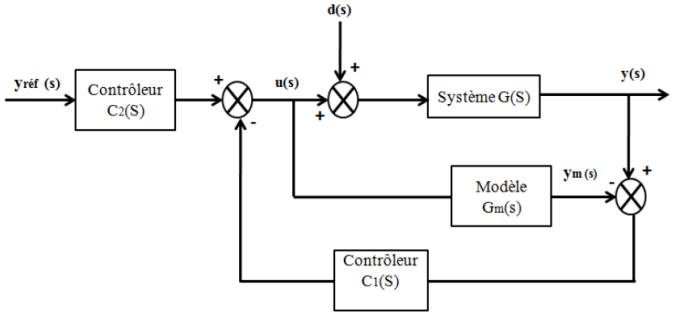

FIGURE 3-4 – Schéma de régulation IMC-2DDL

Selon la figure (3-4), $G_m(s)$ est le modèle de la fonction de transfert $G(s)$. On peut représenter la sortie en fonction de la référence $y_{\text{réf}}(s)$ et de la perturbation $d(s)$ selon la relation suivante :

$$y(s) = \frac{C_2(s)G(s)}{1 + C_1(s)(G(s) - G_m(s))} y_{\text{réf}}(s) + \frac{G(s)(1 - C_1(s)G_m(s))}{1 + C_1(s)(G(s) - G_m(s))} d(s) \tag{3.4}$$

Une fois que nous supposons que le modèle $G_m(s)$ représente parfaitement le système $G(s)$,

c'est-à-dire $G_m(s) = G(s)$, l'équation (3.4) se simplifie en :

$$y(s) = C_2(s)G(s)\, y_{\text{réf}}(s) + G(s)(1 - C_1(s)G_m(s))\, d(s) \tag{3.5}$$

Le contrôleur $C_2(s)$ agit uniquement sur le suivi de consigne.Le contrôleur $C_1(s)$ agit sur le rejet de perturbations.

Cela illustre bien la séparation des tâches entre les deux contrôleurs dans la structure à deux degrés de liberté utilisant la méthode IMC. Chacun des contrôleurs peut être conçu et réglé indépendamment pour résoudre le problème spécifique auquel il est destiné, soit le suivi de référence pour $C_2(s)$ et le rejet de perturbations pour $C_1(s)$. Cette approche offre une plus grande flexibilité dans la conception du contrôle, car elle permet de traiter ces deux aspects du contrôle de manière séparée.

3.3 Commande à deux degrés de liberté d'un système stable du premier ordre à retard

Pour un système stable du premier ordre à retard, la commande à deux degrés de liberté (2DDL) peut être mise en œuvre pour obtenir un bon suivi de référence et une robustesse face aux perturbations. La fonction de transfert du modèle à commander est donnée par :

$$G_m(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{1 + \tau s} \tag{3.6}$$

3.3.1 Commande à 1DDL d'un système stable du premier ordre à retard

Dans la section suivante, nous examinerons la gestion d'un système du premier ordre à retard en utilisant une structure de commande avec un degré de liberté donné par la figure (3-5). Dans cette structure, il y a un seul contrôleur $C(s)$. La synthèse de ce contrôleur sera réalisée en utilisant la méthode de commande par modèle interne .

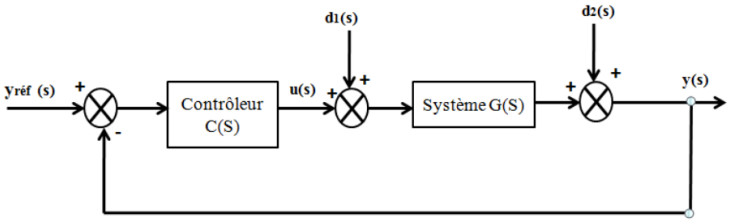

FIGURE 3-5 – Schéma de commande à 1DDL.

Le modèle de référence est donné par :

$$f(s) = \frac{1}{\tau_c s + 1} \tag{3.7}$$

En premier lieu, il est nécessaire de calculer l'expression du contrôleur IMC en utilisant la méthode de commande par modèle interne déjà mentionnée dans le précédent chapitre. En utilisant la relation (2.7), on obtient :

$$C_{\text{imc}}(s) = \frac{\tau_c s + 1}{k(\tau s + 1)} \tag{3.8}$$

Par la suite, l'expression du contrôleur $C(s)$ est obtenue en utilisant l'équation (2.9), en tenant compte du fait que le retard θ doit être approximé par la série de Taylor d'ordre 1, fournie par l'équation (2.11). Ainsi, on obtient :

$$C(s) = \frac{1 + \tau s}{k(\tau_c + \theta)s} \tag{3.9}$$

L'expression du contrôleur $C(s)$ peut être comparée à celle d'un contrôleur proportionnel intégral PI fournie dans le deuxième chapitre, afin de déterminer les paramètres K_{cpi} et T_{cpi} du contrôleur $C_{\text{pi}}(s)$ tels que :

$$K_{\text{cpi}} = \frac{\tau}{k(\tau_c + \theta)}, \quad T_{\text{cpi}} = \tau \tag{3.10}$$

3.3.2 Commande à deux degrés de liberté d'un système stable du premier ordre à retard

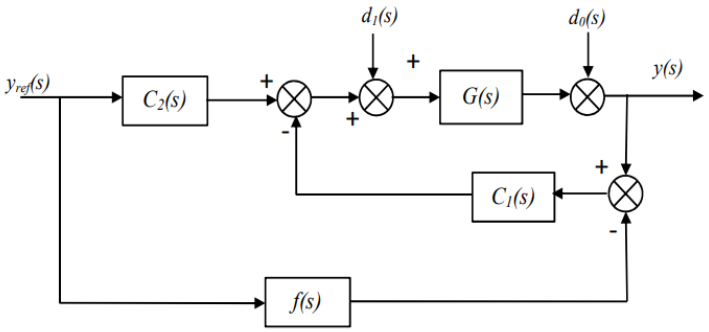

FIGURE 3-6 – Schéma de commande à 2DDL.

En utilisant ce schéma de commande à 2DDL (voir figure 3-6), on peut régler indépendamment le suivi de consigne et le rejet de perturbations, ce qui peut améliorer significativement les performances globales du système en boucle fermée.

a) Synthèse du contrôleur de suivi de consigne $C_2(s)$:

Pour concevoir le contrôleur de suivi de consigne $C_2(s)$ on utilise la méthode IMC, nous suivons une approche standard. L'expression obtenue pour $C_2(s)$ est :

$$C_2(s) = \frac{1+\tau s}{k(1+\tau_c s)} \tag{3.11}$$

Cette expression peut être décomposée en un filtre suivi d'un contrôleur PD, comme suit :

$$C_2(s) = \frac{1}{(1+\tau_c s)} \cdot \frac{1+\tau s}{k} = \frac{1}{(1+\tau_c s)} \cdot \frac{1}{k} \cdot (1+\tau s) \tag{3.12}$$

Les paramètres du contrôleur PD sont les suivants :

$$K_{\text{PD}} = \frac{1}{k}, \quad \tau_d = \tau \tag{3.13}$$

b) Synthèse du contrôleur de rejet de perturbation $C_1(s)$:

Pour déterminer le contrôleur de rejet de perturbation $C_1(s)$, nous devons d'abord établir les fonctions de transfert reliant les perturbations $d_0(s)$ et $d_1(s)$ à la sortie $y(s)$, telles que :

$$\frac{y(s)}{d_0(s)} = \frac{1}{1 + C_1(s)G(s)} \tag{3.14}$$

$$\frac{y(s)}{d_1(s)} = \frac{G(s)}{1 + C_1(s)G(s)} \tag{3.15}$$

La fonction de sensibilité de la boucle interne est donnée par :

$$S = \frac{1}{1 + C_1(s)G(s)} \tag{3.16}$$

Après avoir trouvé S, nous pouvons obtenir la fonction de sensibilité complémentaire T par :

$$T = 1 - S = \frac{C_1(s)G(s)}{1 + C_1(s)G(s)} \tag{3.17}$$

En utilisant l'équation (3.17), les relations $\frac{y(s)}{d_0(s)}$ et $\frac{y(s)}{d_1(s)}$ peuvent être exprimées en fonction de la fonction de sensibilité complémentaire T, et donc on peut réécrire les équations (3.18) et (3.19) sous la forme :

$$\frac{y(s)}{d_0(s)} = 1 - T \tag{3.18}$$

$$\frac{y(s)}{d_1(s)} = G(1 - T) \tag{3.19}$$

Ainsi, la fonction de transfert du contrôleur $C_1(s)$ utilisant la fonction de sensibilité complémentaire T (équation 3.17) peut être calculée comme suit :

$$C_1(s) = \frac{1}{G(s)} \cdot \frac{T}{1 - T} \tag{3.20}$$

En supposant que T tend vers 0 lorsque S tend vers 0 pour garantir le rejet de perturbations, nous avons :

$$\lim_{s \to 0}(1 - T) = 0 \tag{3.21}$$

Cette condition est cruciale pour minimiser l'impact des perturbations sur le système. La fonction de sensibilité complémentaire qui satisfait la condition de l'équation (3.18) peut être

représentée comme suit : [32]

$$T(s) = \frac{1}{\tau_f s + 1} e^{-\theta_c s} \tag{3.22}$$

En utilisant cette fonction de sensibilité complémentaire dans l'équation (3.20) pour la synthèse du contrôleur $C_1(s)$, nous obtenons :

$$C_1(s) = \frac{1 + \tau s}{K e^{-\theta s}} \cdot \frac{\frac{1}{\tau_f s+1} e^{-\theta_c s}}{1 - \left(\frac{1}{\tau_f s+1} e^{-\theta_c s}\right)} \tag{3.23}$$

Si nous supposons $\theta_c = \theta$, l'équation (3.23) peut être simplifiée comme suit :

$$C_1(s) = \frac{1 + \tau s}{K(1 + \tau_f - e^{-\theta s})} \tag{3.24}$$

En approximant le retard θ par la série de Taylor d'ordre 1, comme défini dans l'équation (2.11), nous obtenons :

$$C_1(s) = \frac{1 + \tau s}{K(\tau_f + \theta)s} \tag{3.25}$$

Ce contrôleur peut être assimilé à un correcteur proportionnel dérivé PD, qui prend la forme de l'équation (3.18). Les paramètres de ce correcteur sont déterminés par les relations suivantes :

$$K_{c\text{pi}} = \frac{\tau}{K(\tau_f + \theta)}, \quad T_{c\text{pi}} = \tau \tag{3.26}$$

Exemple d'un Système Stable du Premier Ordre avec Retard

Afin d'illustrer l'avantage d'utiliser une structure de commande à 2DDL, On propose de commander un système stable du premier ordre à retard, en utilisant, d'abord, une structure de commande à 1ddl , ensuite, une structure de commande à deux degrés de liberté sera utilisée.

Soit la fonction de transfert du système stable du premier ordre avec retard définie par :

$$g(s) = \frac{e^{-s}}{s+1} \tag{3.27}$$

On applique deux perturbations $d_1(s)$ et $d_2(s)$ de type échelon. La perturbation $d_1(s)$ d'amplitude 0.2 est appliquée sur la commande du système à l'instant $t = 40\,\text{s}$, alors que la perturbation $d_2(s)$ d'amplitude 0.1 est appliquée sur la sortie du système à l'instant $t = 70\,\text{s}$.

Les figures montrent les résultats de simulation de la sortie du système ainsi que la référence, et l'influence du changement des paramètres K_{cp}, K_{pi} et T_{cpi} du contrôleur $C(s)$ sur les performances du système, en particulier sur le rejet des perturbations et le suivi de consigne.

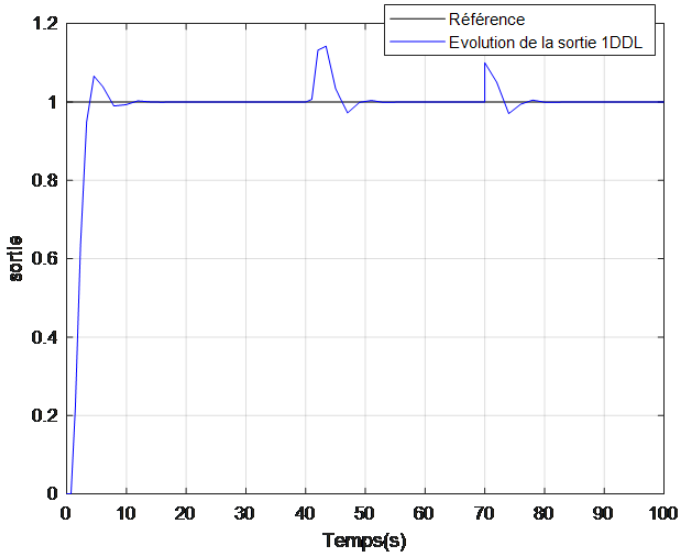

FIGURE 3-7 – Evolution de la sortie et la consigne 1DDL.

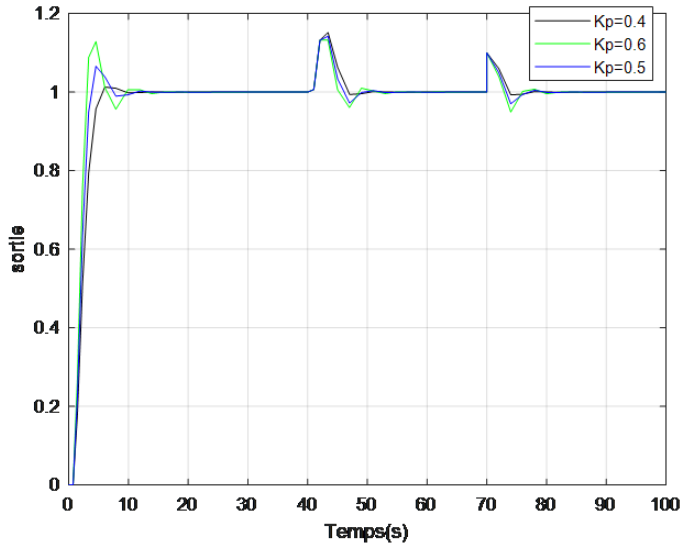

FIGURE 3-8 – Influence du changement du paramètre K_{cp} du contrôleur $C(s)$ sur l'évolution de la sortie (1DDL).

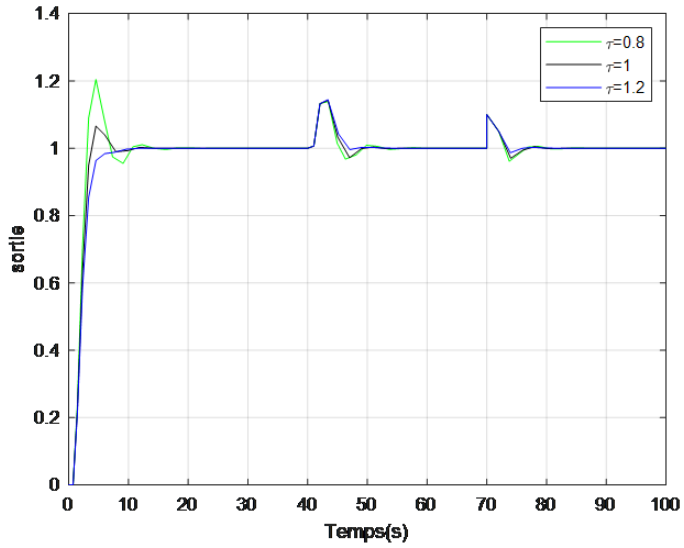

FIGURE 3-9 – Influence du changement du paramètre T_{cp} du contrôleur $C(s)$ sur l'évolution de la sortie (1DDL).

L'analyse des figures révèle que les perturbations appliquées à la commande et à la sortie du système sont efficacement rejetées grâce à l'action du contrôleur $C(s)$. Cependant, les figures (3-8,3-9) illustrent que les variations des paramètres du contrôleur, que ce soit le gain $K_{cp} = 0.5, 0.4, 0.6$ ou la constante d'intégration $T_{cpi} = 1, 0.8, 1.2$, influencent simultanément le rejet des perturbations et le suivi de consigne. Ces résultats de simulation indiquent que la méthode de commande à un degré de liberté (1DDL) peut être efficace lorsque l'on souhaite optimiser à

la fois le rejet des perturbations et le suivi de consigne. Dans le cas contraire, il est préférable d'opter pour une commande à deux degrés de liberté (2DDL).

Les paramètres du contrôleur PD sont les suivants :

— Gain proportionnel : $k_{pd} = 1$

— Temps de dérivation : $\tau_d = \tau = 1$

Les paramètres du contrôleur PI sont :

— Gain proportionnel intégral : $k_{cpi} = 0.5$

— Temps d'intégration : $\tau_{cpi} = 1$

Les figures jointes montrent les résultats de la simulation pour la sortie du système et la référence, ainsi que l'effet des variations des paramètres K_{cp} et T_{cp} du contrôleur $C(s)$ sur les performances du système, notamment en ce qui concerne le rejet des perturbations et le suivi de la consigne.

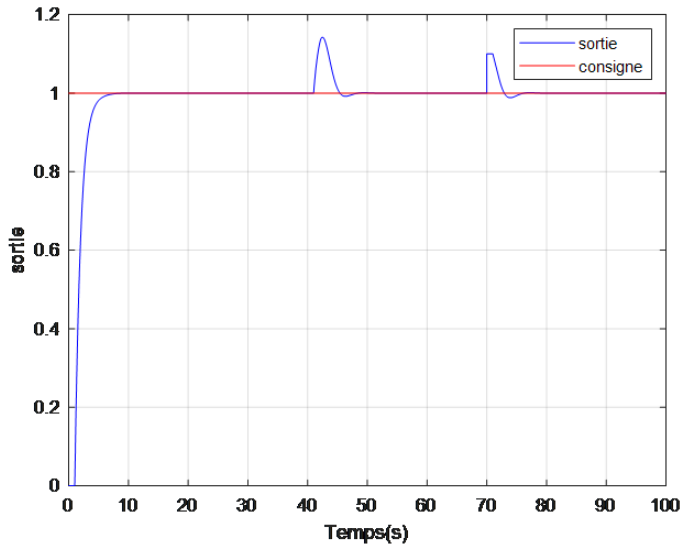

FIGURE 3-10 – Evolution de la sortie et la consigne 2DDL.

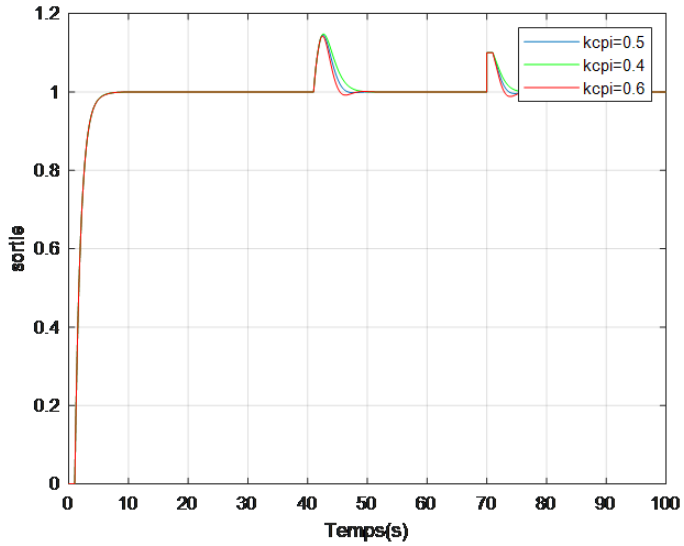

FIGURE 3-11 – Influence du changement du paramètre K_{cp} du contrôleur $C_1(s)$ sur l'évolution de la sortie (2DDL).

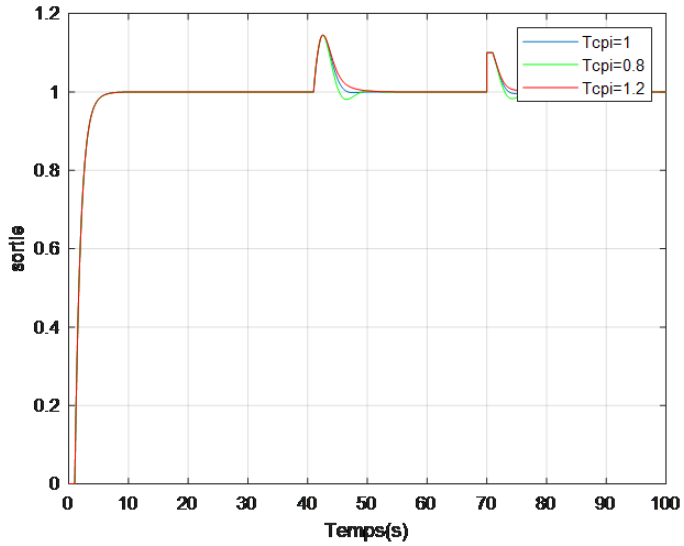

FIGURE 3-12 – Influence du changement du paramètre T_{cp} du contrôleur $C_1(s)$ sur l'évolution de la sortie (2DDL).

Les résultats de simulation présentés dans les figures (3-11) et (3-12) confirment que la variation des paramètres du contrôleur $C_1(s)$, tels que le gain proportionnel $K = 0{,}5, 0{,}4, 0{,}6$ et la constante d'intégration $\tau_{cpi} = 1, 0{,}8, 1{,}2$, affecte uniquement le rejet de perturbation, tandis que le suivi de consigne reste stable et performant. Cela valide la capacité de la méthode de commande à deux degrés de liberté à gérer efficacement les deux aspects de la performance du système de manière indépendante.

Les figures (3-13) et (3-14) montrent l'impact des variations des paramètres de contrôleur $C_2(s)$ sur la sortie et le comportement du système :

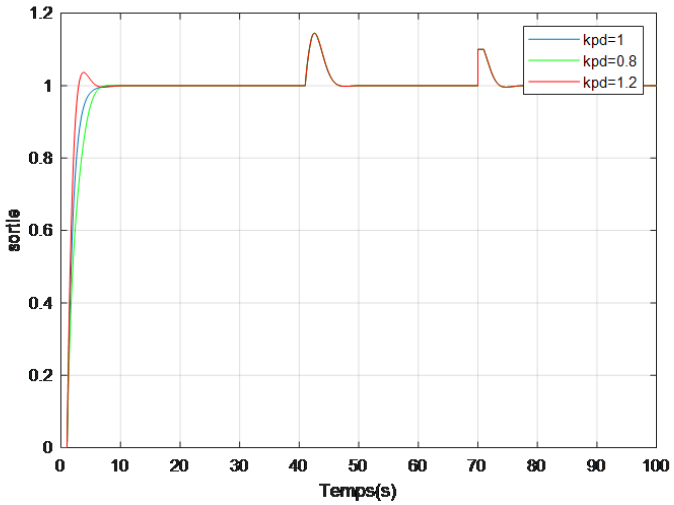

FIGURE 3-13 – Influence du changement du paramètre K_{pd} du contrôleur $C_2(s)$ sur l'évolution de la sortie (2DDL).

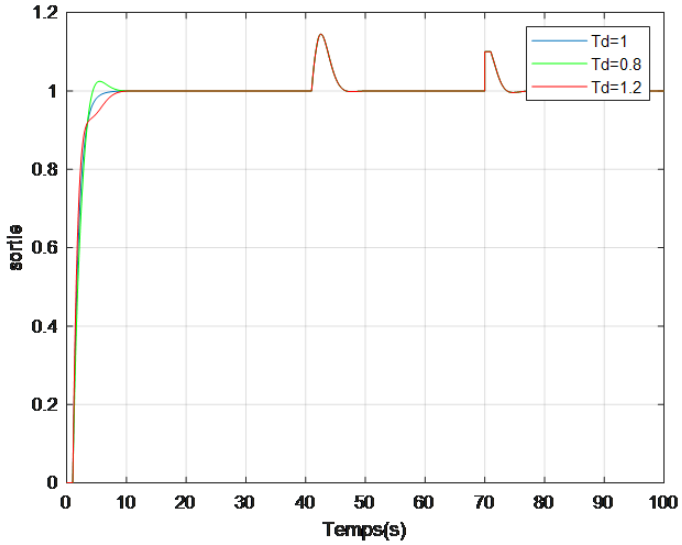

FIGURE 3-14 – Influence du changement du paramètre τ_{id} du contrôleur $C_2(s)$ sur l'évolution de la sortie (2DDL).

D'après les figures (3-13) et (3-14), qui illustrent l'impact des variations des deux paramètres du contrôleur $C_2(s)$, à savoir le gain proportionnel dérivatif $K_{pd} = 1,1{,}2, 0{,}8$ et la constante

de temps dérivative $\tau_d = 1,1{,}2,0{,}8$, sur l'évolution de la sortie du système, on observe que le contrôleur $C_2(s)$ est principalement efficace pour améliorer le suivi de la consigne, mais n'affecte pas le rejet des perturbations. En d'autres termes, le contrôleur $C_2(s)$ est conçu pour régler le suivi de la consigne, tandis que la gestion des perturbations est indépendante de ces ajustements de paramètres.

3.4 Conclusion

Ce chapitre a exploré les récents développements dans le domaine de la commande à plusieurs degrés de liberté, mettant en lumière les limites de la structure à un degré de liberté pour la gestion simultanée du suivi de consigne et du rejet de perturbations. Pour résoudre ces défis, la structure à deux degrés de liberté a été proposée comme une solution prometteuse. Cette approche permet une manipulation indépendante et optimisée de ces deux objectifs essentiels, démontrant ainsi son efficacité dans la commande de systèmes complexes, notamment ceux caractérisés par un premier ordre avec retard.

Les résultats des simulations ont validé que la structure à deux degrés de liberté améliore non seulement la stabilité et la robustesse face aux perturbations, mais elle conduit également à une amélioration des performances globales du système. Elle facilite spécifiquement l'optimisation entre la rapidité de réponse et la réduction du dépassement, tout en maintenant une précision élevée dans le suivi de consigne.

L'adoption de cette approche à deux degrés de liberté marque une avancée significative dans le domaine de la commande des systèmes dynamiques. Elle offre aux ingénieurs et chercheurs une méthode efficace pour répondre aux exigences croissantes en termes de performances et de robustesse des systèmes automatisés modernes.

Un aspect clé de cette approche est son potentiel à découpler le rejet de perturbations du suivi de consigne, offrant ainsi une meilleure flexibilité dans la conception des contrôleurs. Pour mieux comprendre l'efficacité et les implications de cette méthode, des résultats de simulation seront présentés, permettant d'analyser l'influence des paramètres des contrôleurs sur l'évolution de la sortie et le comportement global du système.

En explorant ces concepts et en examinant les résultats obtenus à travers des simulations, ce chapitre offre un aperçu approfondi des défis et des opportunités associées à la commande

automatique à plusieurs degrés de liberté, ouvrant ainsi la voie à de nouvelles avancées dans ce domaine crucial de l'ingénierie de régulation.

CHAPITRE 4

COMMANDE À DEUX DEGRÉS DE LIBERTÉ D'UN SYSTÈME INSTABLE À RETARD.

4.1 Introduction

La commande des systèmes instables à retard constitue un enjeu majeur dans le domaine de l'automatique, particulièrement en ce qui concerne la précision et la robustesse des réponses aux variations de consigne. Dans ce chapitre, nous nous pencherons spécifiquement sur la commande à deux degrés de liberté (2ddl) appliquée à un système du premier ordre à retard instable, en utilisant la méthode de la commande par modèle interne (IMC).

Ensuite, nous aborderons la conception du contrôleur de suivi de consigne $C(s)$.pour implémenter le contrôleur nous utilisons trois approches différentes, la première consiste à utiliser le prédicteur de Smith la deuxième et la troisième consistent à utiliser les approximations de Taylor et Pade à l'ordre 1 pour approximer le retard .les performance de la loi de commande proposée sont illustrées par deux exemples de simulation . Cette étape est cruciale, car elle détermine comment le système répondra aux variations de consigne tout en maintenant une performance optimale malgré les retards. Nous détaillerons les critères de conception qui permettent de garantir la stabilité et la rapidité de réponse du système.

Enfin, nous traiterons de l'implémentation du contrôleur de suivi de consigne, en examinant deux scénarios distincts. Dans la première partie, nous discuterons de l'implémentation lorsque la boucle interne est stabilisée à l'aide d'un contrôleur proportionnel, et dans la seconde, nous

explorerons l'utilisation d'un contrôleur PD pour stabiliser la boucle interne. À travers des exemples concrets et des analyses approfondies, ce chapitre vise à fournir des outils pratiques et théoriques pour la conception de systèmes de commande robustes face à des dynamiques instables et des délais de réponse.

4.2 Commande à modèle interne d'un système du premier ordre instable à retard.

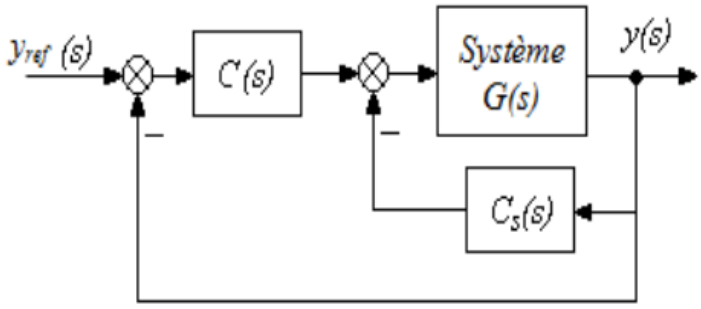

FIGURE 4-1 – Schéma de commande à 2DDL utilisé dans le cas d'un système instable.

Dans la configuration illustrée dans la Figure (4-1), deux contrôleurs sont utilisés pour des objectifs distincts : $C_s(s)$, situé dans la boucle interne, est responsable de stabiliser le système, tandis que $C(s)$, intégré dans la chaîne directe, est conçu pour suivre la consigne désirée.

La synthèse de ces contrôleurs se déroule en deux étapes distinctes :

1. D'abord, nous déterminons le contrôleur $C_s(s)$ requis pour stabiliser le modèle. Cette synthèse est réalisée en appliquant la méthode de Walton-Marshall, décrite dans le premier chapitre.

2. Ensuite, une fois le système stabilisé, nous calculons le contrôleur $C(s)$ pour atteindre les performances souhaitées. Pour sa conception, nous utilisons la méthode de commande par modèle interne .

Il est à noter que la structure adoptée est une structure à 2DDL, cette structure permet de résoudre les deux problèmes de stabilisation du système et de suivi de consigne,séparemment

4.3 Conception du contrôleur de suivi de consigne $C(s)$

La méthode de synthèse du contrôleur $C(s)$ de suivi de consigne est décrite dans cette section. La conception de ce contrôleur est destinée à la boucle interne, qui comprend le système instable avec un retard stabilisé par le contrôleur $C_s(s)$.

Le type de contrôleur stabilisant est principalement déterminé par la valeur du rapport $\frac{\theta}{T}$, comme mentionné dans le chapitre 1. Si $\frac{\theta}{T} < 1$, $C_s(s)$ peut simplement être un contrôleur proportionnel. D'autre part, si $1 < \frac{\theta}{T} < 2$, $C(s)$ est un contrôleur PD ou PID, selon le besoin.

Si le contrôleur stabilisant est un contrôleur proportionnel, la fonction de transfert de la boucle interne est représentée par :

$$G_{IL}(s) = \frac{G_0 e^{-\theta s}}{(\tau s - 1) + K G_0 e^{-\theta s}} \tag{4.1}$$

Si le contrôleur stabilisant est de type PD, $G_{IL}(s)$ devient :

$$G_{IL}(s) = \frac{G_0 e^{-\theta s}}{(\tau s - 1) + K G_0 (bs + 1) e^{-\theta s}} \tag{4.2}$$

On peut présenter les deux expressions de $G_{IL}(s)$ (équations (4.1) et (4.2) sous une forme générale :

$$G_{IL}(s) = \frac{G_0 e^{-\theta s}}{D(s) + N(s) e^{-\theta s}} \tag{4.3}$$

Lorsque le modèle de référence est celui de l'équation (2.8), le contrôleur $C_{imc}(s)$ utilise la méthode de commande à modèle interne :

$$C_{imc}(s) = \frac{D(s) + N(s) e^{-\theta s}}{G_0(\tau_c s + 1)} \tag{4.4}$$

La déduction du contrôleur classique $C(s)$ est effectuée par :

$$C(s) = \frac{D(s) + N(s) e^{-\theta s}}{G_0(\tau_c s + 1 - e^{-\theta s})} \tag{4.5}$$

On peut l'écrire sous la forme suivante :

$$C(s) = \underbrace{\frac{1}{\tau_c + \frac{1-e^{-\theta s}}{s}}}_{\text{filtre}} \quad \underbrace{\frac{D(s) + N(s)e^{-\theta s}}{G_0 s}}_{\text{contrôleur entier}} \tag{4.6}$$

La fonction de transfert $C(s)$ est constituée de deux fonctions :
le filtre $F(s) = \frac{1}{\tau_c + \frac{1-e^{-\theta s}}{s}}$ et un contrôleur d'ordre entier. Il est possible de factoriser $C_{IO}(s)$ en fonction de $\frac{D(s)+N(s)e^{-\theta s}}{G_0 s}$, afin d'obtenir la forme d'un régulateur PID classique.

Quand le contrôleur $C_s(s)$ est proportionnel ($C_s(s) = K$), le contrôleur $C(s)$ est représenté par :

$$C(s) = \frac{1}{\tau_c + \frac{1-e^{-\theta s}}{s}} \left(\frac{\tau s - 1}{G_0 s} + \frac{K G_0 e^{-\theta s}}{G_0 s} \right) \tag{4.7}$$

En cas de stabilisation de la boucle interne par un contrôleur PD ($C_s(s) = K(bs + 1)$), le contrôleur $C(s)$ devient :

$$C(s) = \frac{1}{\tau_c + \frac{1-e^{-\theta s}}{s}} \left(\frac{\tau s - 1}{G_0 s} + \frac{K G_0 (bs + 1) e^{-\theta s}}{G_0 s} \right) \tag{4.8}$$

4.4 Implémentation du contrôleur de suivi de consigne

Le contrôleur de suivi de consigne $C(s)$, comme défini dans l'équation (4.6). est en série avec un contrôleur touts les deux contient un retard d'un filtre . Cette configuration pose des défis lors de sa mise en œuvre. Pour surmonter ces difficultés, deux approches sont proposées pour la réalisation de ce contrôleur : la première repose sur l'utilisation du prédicteur de Smith, tandis que la deuxième exploite des approximations du terme $e^{-\theta s}$, telles que l'approximation de Taylor et/ou l'approximation de Padé d'ordre 1.

4.4.1 Lorsque la boucle interne est stabilisée avec un contrôleur proportionnel

1. **Implémentation sur prédicteur de Smith :**

Dans ce premier cas, le terme $e^{-\theta s}$ n'est pas approximé, le prédicteur de Smith est employé pour mettre en place le filtre. $C(s)$ est un contrôleur factorisé en fonction de :

$$C(s) = \frac{1}{\tau_c + \frac{1-e^{-\theta s}}{s}} \cdot \frac{\tau s - 1}{G_0 s} + \frac{K e^{-\theta s}}{s} \tag{4.9}$$

2. **Implémentation sur l'approximation de Taylor ($e^{-\theta s} \approx 1 - \theta s$) :**

Lorsqu'on utilise l'approximation de Taylor d'ordre 1 pour approximer le terme $e^{-\theta s}$, le contrôleur $C(s)$ se présente sous la forme :

$$C(s) = \frac{1}{\tau_c + \frac{1-1+\theta s}{s}} \cdot \frac{\tau s - 1 + KG_0 - KG_0\theta s}{G_0 s} \tag{4.10}$$

Qui peut être converti en un contrôleur Proportionnel-Intégral en cascade avec un filtre d'ordre 1 :

$$C(s) = \frac{1}{1 + \frac{\tau_c}{\theta}} K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \tag{4.11}$$

Où :

$$K_p = \frac{\tau - KG_0\theta}{G_0\theta} \quad \text{et} \quad \tau_i = \frac{\tau - KG_0\theta}{KG_0 - 1} \tag{4.12}$$

3. **Implémentation sur l'approximation de Padé ($e^{-\theta s} \approx \frac{1-\theta/2s}{1+\theta/2s}$) :**

Si on approxime le terme $e^{-\theta s}$ en utilisant l'approximation de Padé d'ordre 1 :

$$C(s) = \frac{1}{((1 + \frac{\theta}{2}s)\tau_c + \theta)} \cdot \frac{((\tau s - 1)(1 + \frac{\theta}{2}s) + KG_0(1 - \frac{\theta}{2}s))}{G_0 s} \tag{4.13}$$

On peut le factoriser comme suit :

$$C(s) = \frac{1}{\frac{\tau_c}{2}s + \frac{\tau_c}{\theta} + 1} K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s\right) \tag{4.14}$$

Par conséquent, le contrôleur obtenu est un PID en cascade avec un filtre, les paramètres de PID sont donnés par :

$$K_p = \frac{\tau - \frac{\theta}{2} - \frac{kG_0\theta}{2}}{\theta G_0}, \quad \tau_i = \frac{\tau - \frac{\theta}{2} - \frac{kG_0\theta}{2}}{G_0 k - 1}, \quad \tau_d = \frac{\frac{\theta\tau}{2}}{\tau - \frac{\theta}{2} - \frac{kG_0\theta}{2}}. \tag{4.15}$$

4.4.2 Lorsque la boucle interne est stabilisée avec un contrôleur PD :

(a) Implémentation basée sur le prédicteur de Smith :

La procédure est identique à celle du cas précédent, avec le contrôleur stabilisant de type PD et le contrôleur $C(s)$ qui prend la forme suivante :

$$C(s) = \frac{1}{\tau_c + \frac{1-e^{-\theta s}}{s}} \cdot \frac{\tau s - 1}{G_0 s} + \frac{K(bs+1)e^{-\theta s}}{s} \tag{4.16}$$

(b) Approximation de Padé d'ordre 1 :

En utilisant l'approximation de Padé d'ordre 1, on peut estimer le retard de $C(s)$:

$$C(s) = \frac{1}{\frac{\tau_c}{2}s + \frac{\tau_c}{\theta} + 1} \cdot \frac{\frac{\theta}{2}(\tau - KG_0 b)s^2 + \left(\left(\tau - \frac{\theta}{2}\right) + KG_0\left(b - \frac{\theta}{2}\right)\right)s + KG_0 - 1}{G_0\theta s} \tag{4.17}$$

On peut représenter le contrôleur $C(s)$ en utilisant un PID en série avec un filtre :

$$C(s) = \frac{1}{\frac{\tau_c}{2}s + \frac{\tau_c}{\theta}s + 1} K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s\right) \tag{4.18}$$

ce qui donne les paramètres de PID obtenus :

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{\left(\left(\tau - \frac{\theta}{2}\right) + KG_0\left(b - \frac{\theta}{2}\right)\right)}{G_0\theta} \\ \tau_i &= \frac{\left(\left(\tau - \frac{\theta}{2}\right) + KG_0\left(b - \frac{\theta}{2}\right)\right)}{KG_0 - 1} \\ \tau_d &= \frac{\frac{\theta}{2}(\tau - KG_0 b)}{\left(\tau - \frac{\theta}{2}\right) + KG_0\left(b - \frac{\theta}{2}\right)} \end{aligned} \tag{4.19}$$

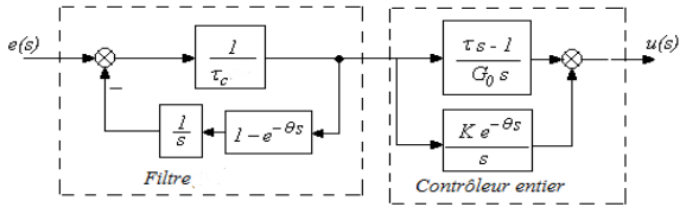

FIGURE 4-2 – Structure du contrôleur des équations (4.9) et (4.16).

4.5 Exemples numériques [32] [33]

Exemple 1

Nous considérons un modèle d'un système instable de premier ordre avec retard, fréquemment rencontré dans la littérature où $G_0 = 1$, $\tau = 1$ et $\theta = 0.4$.

Le contrôleur de commande est synthétisé par trois approches : la méthode proposée, basée sur le prédicteur de Smith, l'approximation de Taylor et l'approximation de Padé. Le contrôleur stabilisant est un contrôleur proportionnel vu que le rapport $\frac{\theta}{\tau} = 0.4$.

À partir de la figure (1.4), on trouve $C_s(s) = 2.02$. La fonction de transfert du contrôleur de suivi de consigne est donnée par :

— Prédicteur de Smith :

$$C(s) = \frac{1}{1 + \frac{1-e^{-0.4s}}{s}} \left(\frac{s-1}{s} + \frac{2.02e^{-0.4s}}{s} \right)$$

— Approximation de Taylor :

$$C(s) = \frac{1}{1 + \frac{\tau_c}{\theta}} K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right)$$

avec :

$$K_p = 0.48, \tau_i = 0.18$$

— Approximation de Padé :

$$C(s) = \frac{1}{\frac{\tau_c}{2}s + \frac{\tau_c}{\theta} + 1} K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_d s\right)$$

avec : $K_p = 0.99$, $\tau_i = 0.40$,$\tau_d = 0.50$

le modèle de référence sélectionné pour la synthèse du contrôleur est :

$$f(s) = \frac{1}{s+1}$$

Pour évaluer la robustesse du système de commande face aux variations des paramètres du système, des changements de $\pm 20\%$ sont introduites sur les valeurs du gain statique G_0, de la constante de temps τ, et du retard θ. Les résultats de simulations sont données par les figures (4-3 - 4-12).

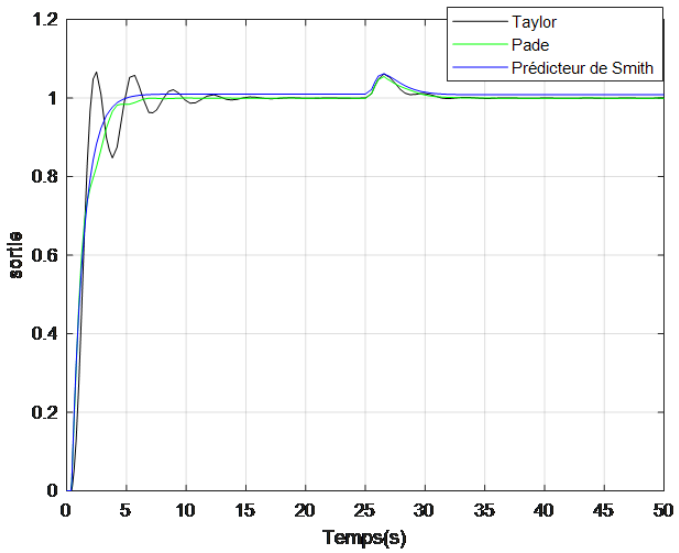

FIGURE 4-3 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec les trois approche avec perturbation.

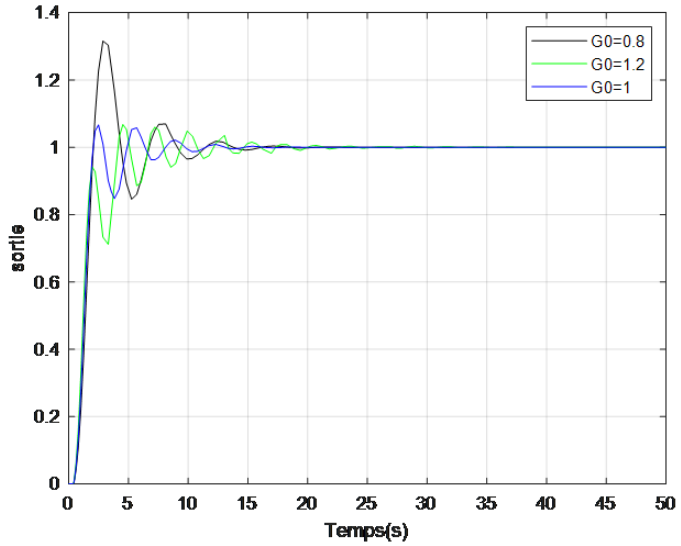

FIGURE 4-4 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 :(la méthode de Taylor).

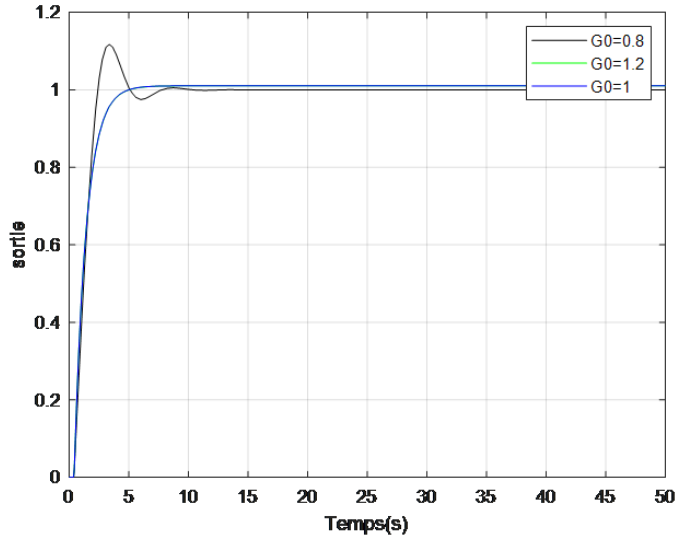

FIGURE 4-5 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 :(la méthode de padé).

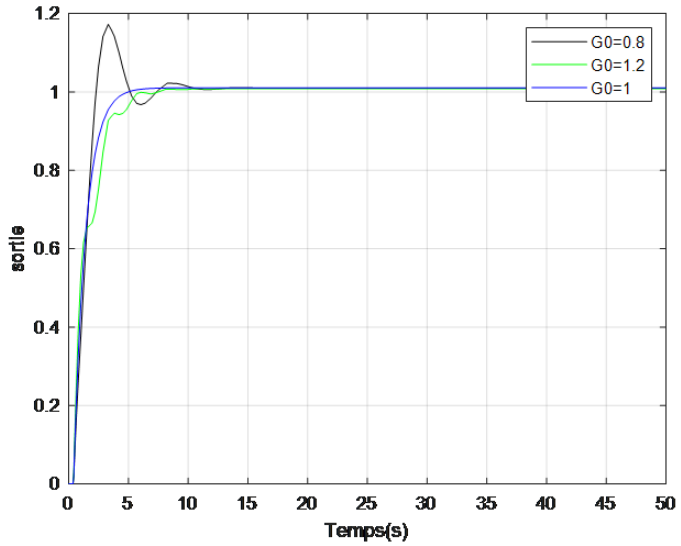

FIGURE 4-6 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 :(la méthode de Prédicteur de Smith).

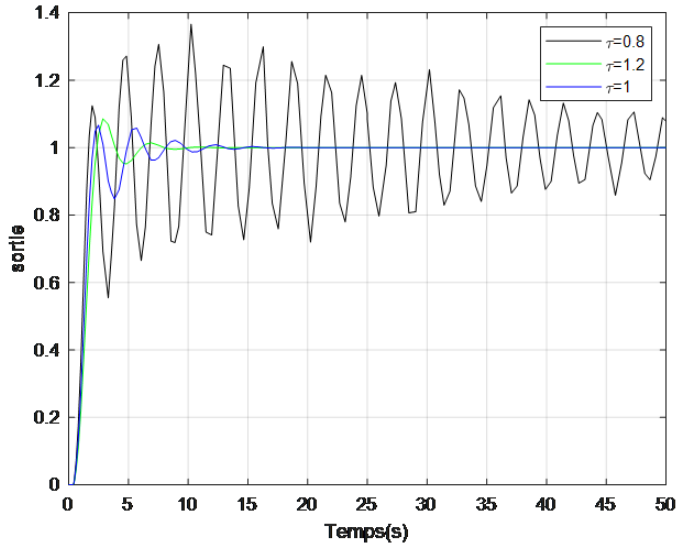

FIGURE 4-7 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ :(la méthode Taylor) .

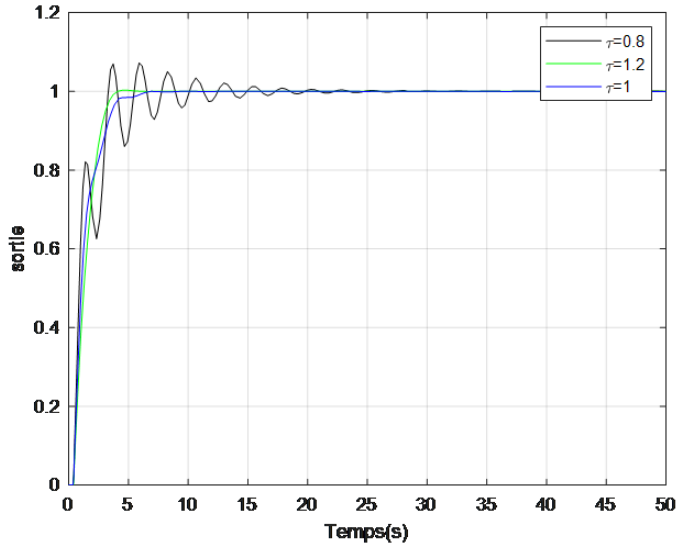

FIGURE 4-8 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ :(la méthode Pade) .

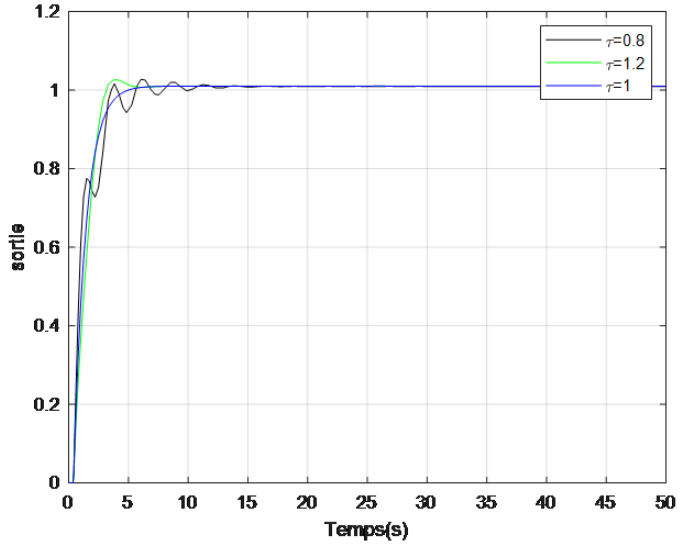

FIGURE 4-9 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ :(la méthode Prédicteur de Smith) .

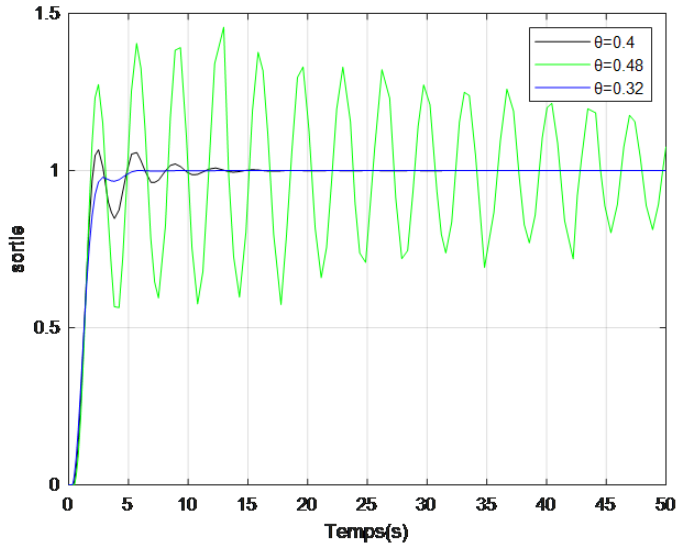

FIGURE 4-10 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ :(la méthode Taylor)
.

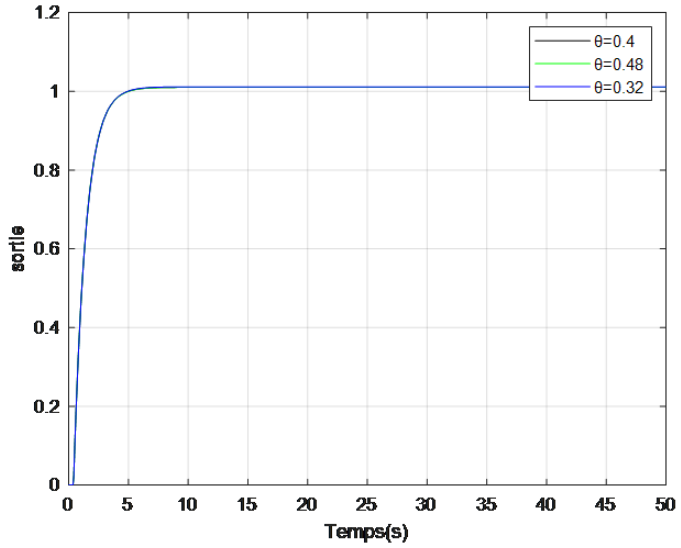

FIGURE 4-11 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ :(la méthode Pade)
.

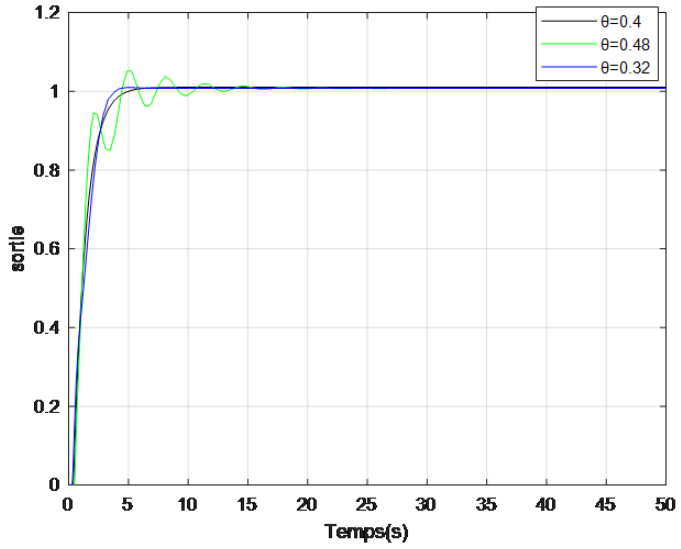

FIGURE 4-12 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ :(la méthode Prédicteur de Smith) .

Des figures, on constate que le contrôleur basée sur le Prédicateur de Smith est plus performant en le comparent aux contrôleurs basée sur l'approximation de Taylor ou Padé.

Exemple 2

Dans cette section, le contrôleur issu de la méthode basée sur le Prédicteur de Smith calculé pour le modèle de l'exemple 1, est mis en comparaison avec deux autres contrôleurs dérivés des méthodes suggérées [7] [8]. Le contrôleur obtenu à partir de la méthode proposée dans [8] est transformé en un PID en appliquant la procédure décrite par Lee [7]. Le contrôleur PID résultant est donné par :

$$C = 2.634\left(1 + \frac{1}{2.52s} + 0.154s\right)$$

Pour diminuer l'amplitude du dépassement de la réponse indicielle en boucle fermée, un pré-filtre dont la fonction de transfert est $f_p(s) = \frac{1}{2.1452s+1}$ est également inséré dans la chaîne directe de la boucle de commande.

Dans la méthode proposée dans [8], une autre approche est employée pour réduire

la complexité de contrôleur obtenu. Ce dernier est approximer par un contrôleur PID suivi d'un filtre de premier ordre.

$$C = \frac{1.5779s + 1}{0.1053s + 1} 0.4615 \left(1 + \frac{1}{0.2667s} + 0.1s\right)$$

Pour réduire l'amplitude du dépassement de la réponse indicielle en boucle fermée, un pré-filtre dont la fonction de transfert est $f_p(s) = \frac{1}{1.5779s+1}$ est également inséré dans la chaîne directe de la boucle de commande.

Pour évaluer les performances des contrôleurs obtenus avec notre méthode ainsi que celles des contrôleurs proposés dans [7] et [8], les trois contrôleurs sont calculés de manière à avoir le même dépassement dans la réponse indicielle en boucle fermée. Par conséquent, le modèle de référence sélectionné pour la synthèse du contrôleur est :

$$f(s) = \frac{1}{s + 1}$$

Les figures (4-13), (4-14), (4-15) présentent les résultats de simulation obtenus avec la méthode proposée ainsi qu'avec les méthodes suggérées dans [7] et [8] pour une variation de $\pm 20\%$ du gain statique.

Les figures (4-16), (4-17), (4-18) montrent les résultats de simulation obtenus pour une variation de $\pm 20\%$ de la constante de temps τ.

Les figures (4-19), (4-20), (4-21) montrent les résultats de simulation obtenus pour une variation de $\pm 20\%$ du retard θ.

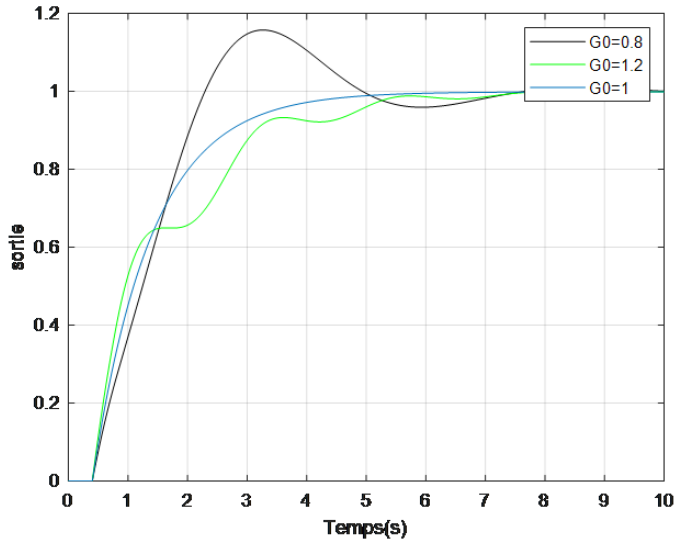

FIGURE 4-13 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 : Méthode prédicteur de Smith

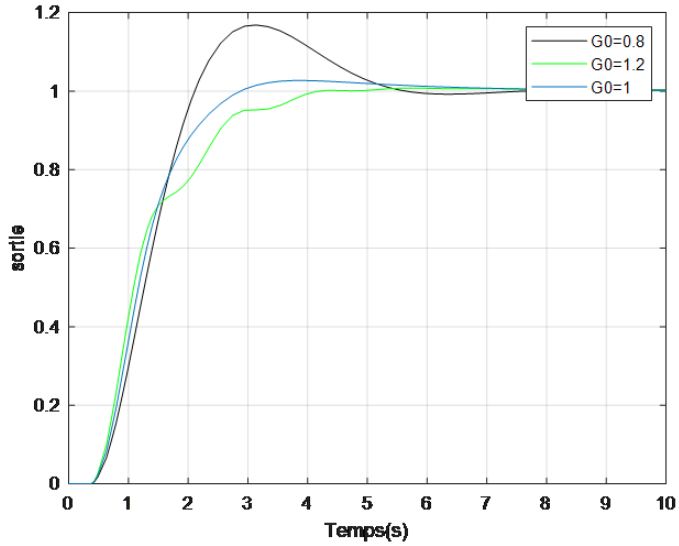

FIGURE 4-14 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 : Méthode proposée (Lee)

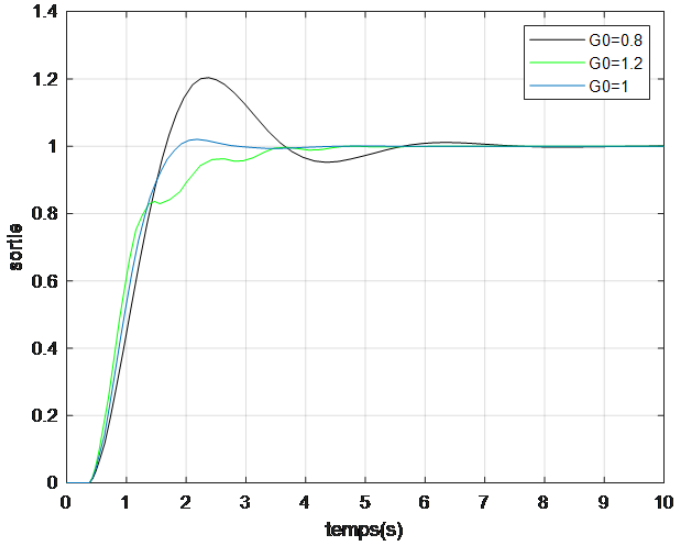

FIGURE 4-15 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur G_0 : Méthode proposée (Shamszzoha)

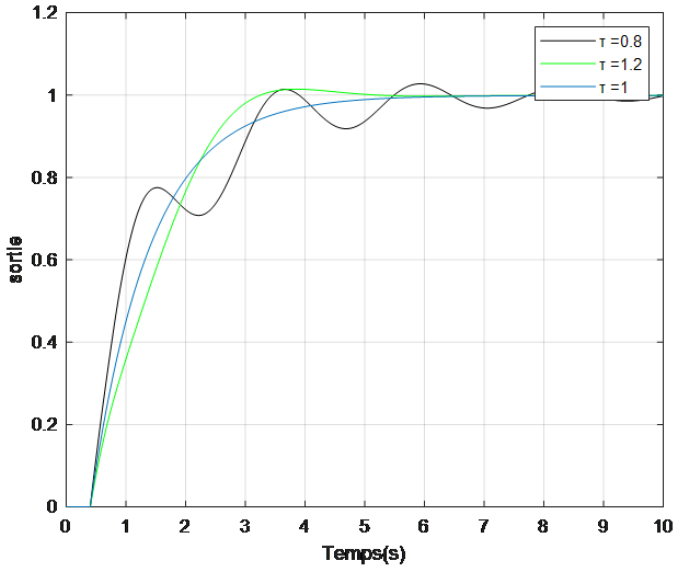

FIGURE 4-16 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ : Méthodes prédicteur de Smith

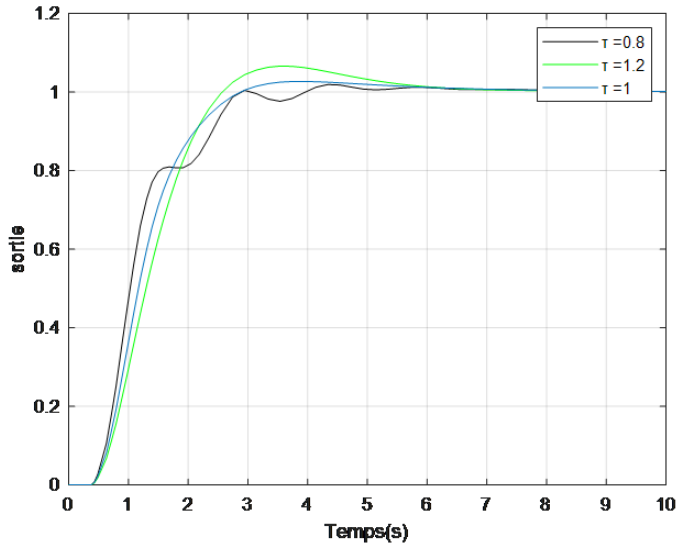

FIGURE 4-17 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ : Méthode proposée (Lee)

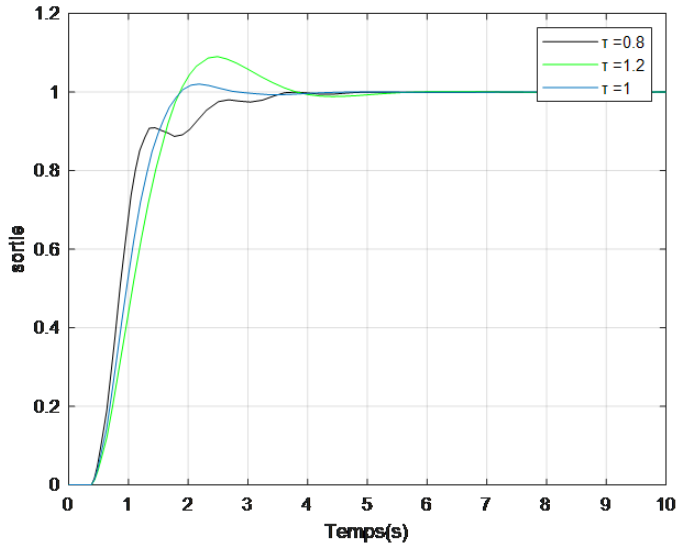

FIGURE 4-18 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur τ : Méthode proposée (Shamszzoha)

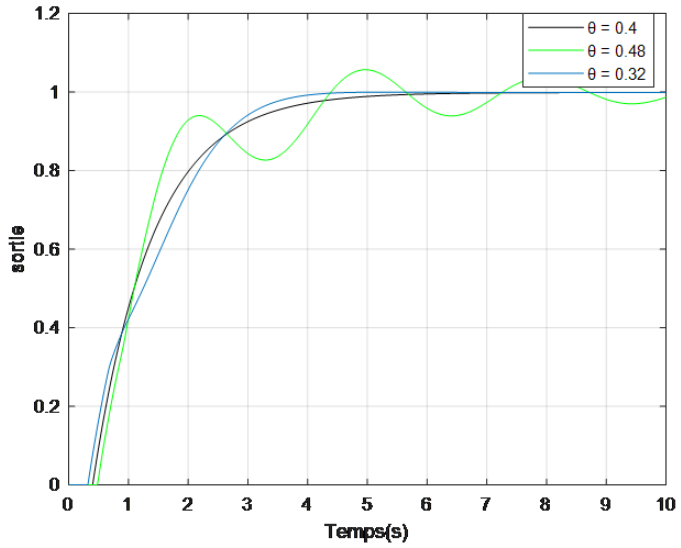

FIGURE 4-19 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ : Méthodes prédicteur de Smith

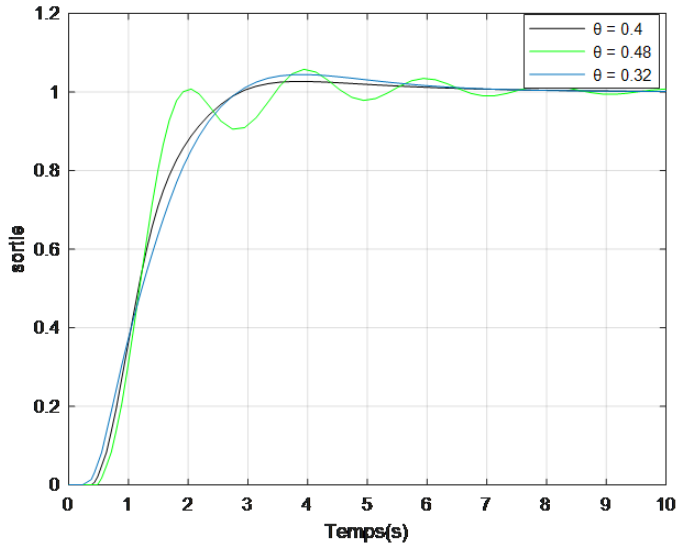

FIGURE 4-20 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ : Méthode Lee

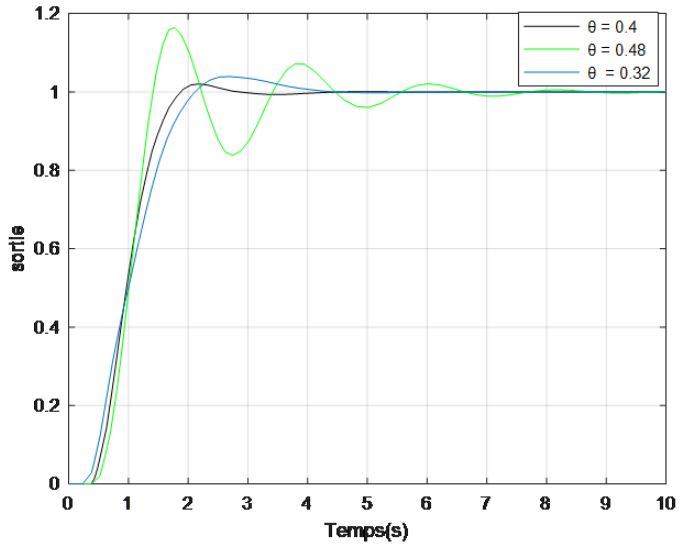

FIGURE 4-21 – Réponse indicielle de la boucle fermée avec variation sur θ : Méthode Shamsz-zoha.

Des figures, on constate que la méthode proposée présente de meilleurs résultats surtout face aux perturbations des paramètres internes du modèle par rapport aux deux autres méthodes.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré la commande des systèmes instables à retard en nous concentrant sur la structure à 2DDL. Nous avons mis en œuvre deux types de contrôleurs : le premier, $C_s(s)$, est destiné à déterminer les gains proportionnels pour stabiliser le système à retard connu, tandis que le second, $C(s)$ est synthétisé afin de commander le système stabilisé. Le retard, représenté par le terme $e^{-\theta s}$, pose des défis importants. Pour y remédier, nous avons d'abord envisagé l'approximation de Padé ou de Taylor, bien que ces méthodes soient limitées, et que les régulateurs ainsi obtenus soient sensibles aux variations des paramètres. Afin de surmonter ces limitations, nous avons développé une méthode de contrôle qui ne repose pas sur ces approximations, cette méthode est basée sur le prédicteur de Smith, offrant ainsi une robustesse accrue par rapport aux régulateurs calculés en utilisant ces approxima-

tions. La réussite de la commande d'un système instable à retard dépend fortement du choix du contrôleur, souvent guidé par des méthodes adaptées.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail de recherche a exploré la commande á deux degrés de liberté d'un système instable á retard, une problématique complexe en raison de l'instabilité du système et de l'impact du retard sur les performances de commande. L'objectif principal de ce mémoire était de développer une approche efficace pour stabiliser ce type de système , afin de le commander par la suite.

Dans un premier temps, deux contrôleurs ont été conçus pour stabiliser le système de premier ordre instable avec retard, en considérant deux cas distincts selon la valeur du rapport $\frac{\theta}{\tau}$ (inférieur ou supérieur á 1). En adoptant une structure de commande á deux degrés de liberté, nous avons pu traiter les objectifs de stabilisation et de suivi de consigne de manière indépendante grâce á l'utilisation de deux contrôleurs distincts. La méthode de synthèse repose sur la méthode de commande par modèle interne, ainsi, le contrôleur stabilisant est calculé en utilisant la méthode de Walton-Marshall.

Le premier chapitre a introduit la méthode de Walton-Marshall pour l'étude de la stabilité des quasi-polynômes, qui a été essentielle pour déterminer les paramètres du contrôleur stabilisant. Nous avons démontré que le contrôleur stabilisant peut être un correcteur proportionnel (P) lorsque $\frac{\theta}{\tau} < 1$ et un correcteur proportionnel dérivé (PD) lorsque $1 < \frac{\theta}{\tau} < 2$.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une méthode de synthèse efficace : la commande par modèle interne (IMC), avec deux approximations menant á des régulateurs de type PI et PID. Cette approche a mis en avant les avantages de la méthode IMC pour la commande des systèmes instables á retard.

Le troisième chapitre a été consacré á l'analyse et á la validation de la commande á deux degrés de liberté appliquée á un système de premier ordre stable á retard. Après avoir introduit les concepts théoriques, nous avons validé la méthode par des simulations, montrant une amélioration significative de la stabilité et des performances du système.

Enfin, dans le dernier chapitre, la structure á deux degrés de liberté á a été utiliser pour commander un système de premier ordre instable avec retard, en utilisant deux contrôleurs distincts pour assurer la stabilisation et le suivi des consignes. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de l'approche développée pour stabiliser des systèmes complexes tout en préservant des performances satisfaisantes.

Ce travail ouvre la voie á de futures recherches, notamment l'exploration d'autres types de systèmes et la régulation des contrôleurs pour des performances encore meilleures face aux incertitudes et aux perturbations diverses.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Rosario Toscano, Commande et diagnostic des systèmes dynamiques : Modélisation, analyse commande par PID et par retour d'état, diagnostic – Automatique, Éditions Elipses, 2011.

[2] « Etude pratique des différents types de régulateurs »OUALI.M.OURIACHI.O –UMMTO-2013.

[3] L.Saidi, "Commande à modèle interne : Inversion et équivalence structurelle", Thèse de doctorat, Université de Savoie, 1996.

[4] Garcia, C.E. et Morari M., (1982). Internal model control I. A unifying review and some new results, Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development. vol.21, no 2, pp. 308-323.

[5] B.Minis, " Modélisation, simulation et contrôle des installations du CERN". Thèse de Doctorat, École Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des télécommunications et des Systèmes », Paris. 2010.

[6] R.Mansouri, "Cours sur les systèmes asservis linéaires continus".Département d'électrotechnique, UMMTO faculté de génie Électrique et Informatique. 2013 /2014.

[7] Lee, Y., Lee, J. et Park, S., (2000). "PID controller tuning for integrating and unstable processes with time delay". Chem. Eng. Sci., vol. 55, n° 17.

[8] Shamsuzzoha, M. et Lee, M., (2008). "Analytical design of enhanced PID Filter controller for integrating and first order unstable processes with time delay". Chem. Eng. Sci., vol. 63, n° 10, pp. 2717-2731.

[9] Dambrine, M. et Richard, J.P., (1993). "Stability analysis of time-delay systems", Dyn. Sys. Appl., vol. 2, no. 3, pp. 405-414.

[10] Silva, G. J., Datta, A. et Bhattacharyya, S.P., (2005). "PID Controllers for Time-Delay Systems". Birkhäuser, Boston, Basel, Berlin.

[11] Walton, K. and Marshall, J. E., (1987). "Direct method for TDS stability analysis", IEE Proc. D : Control Theory & Appl., vol. 134, no. 2, pp. 101-107.

[12] Huang, H.P. et Chen, C.C., (1997). "Control system synthesis for open-loop unstable process with time delay", IEE Proc. Control Theory Appl., vol. 144, no. 4, pp. 334-346.

[13] Hwang, C. et Hwang, J. H., (2004). "Stabilisation of first-order plus dead-time unstable processes using PID controllers", IEE Proc. Contr. Theory Appl., vol. 151, no. 1, pp. 89-94.

[14] Xiang, C., Wang, Q.G., Lu, X., Nguyen, L.A. et Lee, T.H., (2007). "Stabilization of second-order unstable delay processes by simple controllers", J. Process Control, vol. 17, no. 8, pp. 675-682.

[15] Chek, L. S., (2012). "Stabilization and control of unstable time delay systems". Thèse de doctorat. National University of Singapore.

[16] Hwang, C. et Cheng, Y.C., (2006). "A numerical algorithm for stability testing of fractional delay systems", Autom., vol. 42, no. 5, pp. 825-831.

[17] Freudenberg, J.S. et Looze, D.P., (1985). "Right Half plane poles and zeros and design tradeoffs in feedback systems", IEEE Trans. Autom. Control, vol. 30, no. 6, pp. 555-565.

[18] Morari, M. et Zafiriou, E., (1991). "Robust Process Control". Englewood Cliffs : Prentice-Hall.

[19] Rivera, D.E., Morari, M. et Skogestad, S., (1989). "Internal model control 4. PID controller design", Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev., vol. 25, no. 1, pp. 252-265.

[20] Flaus, J.M., (1994). "La régulation industrielle, régulateurs PID, prédictifs et flous". Paris, Hermès.

[21] Morari, M. et Zafiriou, E., (1989). "Robust Process Control". Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.

[22] Rivera, D.E., Morari, M. et Skogestad, S., (1986). "Internal Model Control 4. PID controller design", Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev., vol. 25, pp. 252-265.

[23] Flaus, J.M., (1994). "La régulation industrielle, régulateurs PID, prédictifs et flous", Paris, Hermès.

[24] Araki.M (1984) “On two-degree-of-freedom PID control systems“. SICE Research Committee on Modeling and and Control Design of Real Systems.

[25] Gonzalez, O. R et Antsaklis, P. J (1989).“ Implementations of Two degrees of Freedom Controllers “. Proc, of the American Control Conference, pp-269-273

[26] Hiroi. K (1986). “two-degrees-of-freedom PID control system and its application’ Instrumentation. Vol .29, pp-. 39-43.

[27] Namie .M.Ueda.T . Tsukable, T et Taguchi, H„ (1988).’Two degree-of-freedom PID controller used for temperature control : Simultanity reference response and disturbance response’. OMRON Technics, vol, 28, pp. 285-291.

[28] Zhang, W., Gu. Wang, W., and Xu, X. (2004).”Quantitive performance design of a modified Smith predictor for unstable processes with time delay». Industrial and engineering chemistry research, vol.43, n1, pp. 56-62.

[29] Zhang.B et Zhang.W . (2006).’Two-degrees-of-freedom’ control scheme for processes with large time delay’. Asian Journal of control , vol.8. pp. 50-55.

[30] Liu, T.et Gao, F.,(2012).”Industrial Process Identification and control Design, step-test and relay-experiment-based methods”, springer.

[31] Sutinko, J.P., Aziz, B.A. et Yee, C.S., (2013). “A New Tuning Method for Two-Degree-of-Freedom Internal Model Control under Parametric Uncertainty”. *Chinese Journal of Chemical Engineering*, vol. 21, n° 9, pp. 1030-1037.

[32] Titouche, K., *Contribution à la synthèse de contrôleurs fractionnaires pour les commandes multi-objectives des systèmes linéaires*, Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, Algérie, 2017.

[33] Titouche, K., Mansouri, R., Bettayeb, M., & Al-Saggaf, U. M. (2016). Internal model control–proportional integral derivative–fractional-order filter controllers design for unstable delay systems. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 138(2), 021006.

RÉSUMÉ

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande des systèmes instables à retard, un enjeu fondamental en automatique, particulièrement dans les applications industrielles oú les systèmes à retard sont fréquents. L'objectif est de développer des méthodes de commande efficaces pour stabiliser ces systèmes tout en maintenant de bonnes performances, malgré la présence de retards qui compliquent la conception de régulateurs. Deux approches principales sont étudiées : la méthode de Walton-Marshall, utilisée pour analyser et stabiliser les systèmes instables à retard, et la commande par modèle interne (IMC), qui permet de concevoir des régulateurs robustes adaptés aux systèmes dynamiques complexes. Le mémoire explore aussi l'extension de ces approches à des structures de commande à plusieurs degrés de liberté, qui offrent plus de flexibilité pour atteindre les objectifs de suivi de consigne et de rejet de perturbations. Les résultats théoriques sont validés par des simulations numériques, démontrant l'efficacité des solutions proposées pour la stabilisation des systèmes instables à retard.

Mots-clés : Systèmes instables à retard, méthode de Walton-Marshall, commande par modèle interne (IMC), régulateur PID, commande à deux degrés de liberté.