

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement supérieur et la Recherche Scientifique

Université Kasdi Merbah Ouargla

Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication

Département d'électronique et de Télécommunication



Mémoire de Fin d'Etude

Option : Automatique et systèmes

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER AUTOMATIQUE ACADEMIQUE

Présenté par :

TADJINE ABOUBAKKER

Thème

**Commande d'une Classe Système non Linéaire par Correcteur PID
Adaptatif**

Soutenu le : septembre 2020

Devant le jury composé de :

Mr. Président

Mr. Ben hellal Belkheir Encadreur

Mr Examineur

Année Universitaire : 2019 / 2020

Dédicaces

À l'enfant qui rêvait de devenir inventeur dans le futur.

À la personne que je rencontrerai après sept ans.

Aux enseignants respectés qui m'ont fait aimer la science.

Remerciement

Tout d'abord, **louange à Dieu** Tout-Puissant qui m'a accordé la grâce de la raison et de la connaissance et m'a fait partie de la nation de science, la nation de **Muhammad** la paix soit sur lui, je remercie dieu avant tout, et après tout.

Puis, je remercie monsieur l'enseignant **Benhellal belkheir** pour son bon encadrement et pour ses bons conseils lors de la réalisation du mémoire..

Je remercie les enseignants qui avaient un grand impact positif sur mes perspectives d'étude et de la recherche scientifique, je remercie les enseignants respectés : Mr. **Elaggoune hocine** et Mr. **Samai djamel** et Mr. **Bozzidi mansore..**

Je remercie les enseignants qui m'ont aidé à améliorer mes compétences académiques, je remercie les enseignants respectés :
Mr. **Kadri farid** et Mr. **Aouf Anwar sadat..**

Je remercie les enseignants qui m'ont donné une motivation positive pour continuer de développer mes aptitudes scientifiques et m'ont aidé à voir un nouvel aspect de recherche scientifiques et à découvrir des nouvelles idées, je remercie les enseignants respectés :
Mr. **Becheka alarbi** et Mr. **Chaa morad..**

Parmi les meilleurs enseignants que j'ai reconnus au cours de ma vie universitaire, ceux qui m'ont fait voir les horizons lointains de la recherche scientifique supérieure, je remercie les enseignants respectés :
Mr. **Tidjani zakaria** et Mr. **Lakehel ibrahim** et Mr. **Kafi mohammed radwan..**

Je n'oublierais pas de remercier le responsable de notre spécialité, monsieur l'enseignant **Abdssamed djallale** qui a proposé l'idée magnifique de la **manifestation scientifique**, Je le remercie pour tout ce qu'il a fait pour améliorer l'étude universitaire et pour démontrer nos aptitudes scientifiques dans la première édition de la manifestation scientifique.

التحكم في صنف الانظمة الغير الخطية بواسطة المصحح PID التكيفي

ملخص :

يعرض بحثنا في هذه المذكرة دراسة عامة حول الأنظمة الغير خطية وتقنية التحكم التكيفي والمصحح PID، لهدف تصميم واحدة من التقنيات المستعملة للتحكم في صنف الأنظمة الغير خطية تآلفية التحكم، من نوع أحادية المدخل والمخرج ومتعددة المداخل والمخارج، تقنية التحكم المقترحة هي حل لمشكل الديناميكية المتغيرة للأنظمة والعوامل الخارجية المؤثرة عليها، ومشكلة عدم اليقين في معاملات نماذج الأنظمة الحقيقية ذات طبيعة غير خطية، قانون التحكم المُستعمل هو عبارة عن تطوير لقانون التحكم PID الكلاسيكي بواسطة استراتيجية التحكم التكيفي، قانون ضبط إعدادات المصحح PID مستخلص من نظريتين للتحكم في الأنظمة الغير الخطية، نظرية التحكم بواسطة نمط الإنزلاق ونظرية التحكم الخطي للأنظمة بواسطة التغذية المرتدة، لتوليد قانون ضبط المصحح PID التكيفي، أداء التحكم PID التكيفي المقترح موضح بواسطة المحاكات على برنامج Matlab باستعمال نموذج نظام النواس المقلوب ونموذج نظام الروبوت الصناعي puma.

الكلمات الدالة :

أنظمة ذات ديناميكية غير خطية، تقنية التحكم التكيفي، المصحح PID التكيفي.

Control of a Non-linear System Class by Adaptive PID Corrector

Abstract :

Our search in this note presents a general study of nonlinear systems and adaptive control technique and PID corrector, for the purpose of designing one of the techniques used to control a class of nonlinear systems affine-control, for single input and output system (SISO) and multi input and output system (MIMO), the proposed control technique is a solution to the changing dynamics of systems and external influences affecting them and the uncertainty problems in the parameters of real systems models of a non-linear nature, the control law used is a development of the classic PID control law by adaptive control strategy, the law used to adjust PID corrector parameters is extracted from two theories for controlling nonlinear systems; sliding mode control and feedback linearization control, to generate the law of tuning of adaptive PID corrector, the performance of the proposed adaptive PID control is illustrated by simulation on Matlab software using a model of the inverted pendulum system and a model of puma industrial robot system.

Key words :

Non-linear dynamic Systems, Adaptive control technique, Adaptive PID corrector.

Commande d'une Classe Système non Linéaire par Correcteur PID Adaptatif

Résumé :

Notre recherche dans ce mémoire présente une étude générale sur les systèmes non linéaires et la technique de la commande adaptative et le correcteur PID, dans le but de conception de l'une des techniques utilisées pour commander des classes des systèmes non linéaires affines en commande, de type mono-entrée et mono-sortie (SISO) et multi-entrée et multi-sortie (MIMO), la technique de commande proposée est une solution aux problèmes de la dynamique variable des systèmes et des influences externes qui les affectent, et aux problèmes de l'incertitude dans les paramètres des modèles des systèmes réels de nature non linéaires, la loi de commande utilisée est un développement de la loi de commande PID classique par une stratégie de commande adaptative, la loi d'adaptation des paramètres du correcteur PID est extraite de deux théories de commande pour les systèmes non linéaires, la commande en mode glissant et la commande de linéarisation par contre-réaction, pour générer une loi d'adaptation du correcteur PID adaptatif, la performance de la commande PID adaptative proposée est démontrée par une simulation sur le logiciel Matlab en utilisant le modèle de système du pendule inversé et le modèle de système du robot industriel puma.

Mots clés :

Systèmes à dynamique non linéaire, Technique de commande adaptative, Correcteur PID adaptatif.

Table des matières

Table des figures	
Introduction générale	1
<u>CHAPITRE 1 : Systèmes non linéaires et Commande adaptative</u>	
1.1- Introduction	4
1.2 - Le système non linéaire et son comportement	4
1.2.1- Les systèmes non linéaires	4
1.2.2 - Le model du système non linéaire	6
1.2.3 - La dynamique du système non linéaire	8
1.3 - Théorème de stabilité et la linéarisation du système non linéaire	9
1.3.1 - Le concept de la stabilité	9
1.3.2 - Le théorème de stabilité de Lyapunov	9
1.3.2.1 - La stabilité de Lyapunov.....	9
1.3.2.2 - La stabilité asymptotique	10
1.3.2.3 - La méthode directe de Lyapunov	10
1.3.3 - La linéarisation par contre-réaction: Feedback linearization	11
1.4 - Le système adaptatif	11
1.4.1 - La commande adaptative.....	11
1.4.2 - Les stratégies de la commande adaptative	12
1.4.2.1 – La commande à gains préprogrammés (CGPP).....	12
1.4.2.2 – La commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC)	12
1.4.2.3 – La commande auto- ajustable (STC).....	13
1.5 - Approches de la commande adaptative	14
1.5.1 - Approche de MIT	14
1.5.2 - Approche de Lyapunov	15
Conclusion.....	15

CHAPITRE 2 : Synthèse du correcteur PID adaptatif

2.1- Introduction	17
2.2 - L'architecture du régulateur PID	17
2.3 - Les actions du régulateur PID.....	19
2.3.1- L'action de proportionnalité	19
2.3.2 - L'action d'intégralité	19
2.3.3 - L'action de dérivation	20
2.4 - L'adaptation automatique du régulateur PID	21
2.5 - Synthèse de loi de la commande PID adaptative	22
2.6 - Synthèse du correcteur PID adaptatif	23
2.7 - Analyse de la stabilité	25
Conclusion.....	27

CHAPITRE 3 : Application de la commande PID adaptative

3.1 - Le principe de travail	29
3.2- Système du pendule inversé.....	29
3.2.1 - Les résultats par PID classique.....	30
3.2.2 - Les résultats par PID adaptatif	33
3.2.3 - Comparaison entre les résultats du PID adaptatif et PID classique.....	38
3.2.4- Interprétation de différence entre les deux correcteurs	39
3.2.5 - Conséquences	39
3.2.6 - Teste de robustesse.....	40
3.2.7 - Conséquences	50
3.3 - Système du robot puma	50
3.3.1- Analyse des résultats.....	54
3.3.2 - Les Conséquences	56
Conclusion	57
Conclusion générale	58
Bibliographies.....	60
Annexe	

Table des figures

Figure (1.1) les fonctions non-linéarités de base dans le domaine des systèmes d'asservissements	5
Figure (1.2) pendule simple.....	7
Figure (1.3) Système masse-ressort.....	7
Figure (1.4) Circuit de diode tunnel.....	7
Figure (1.5) les caractéristiques entrée/sortie des systèmes linéaires.....	8
Figure (1.6) La stabilité au concept de Lyaponov.....	9
Figure (1.7) La stabilité asymptotique au concept de Lyaponov.....	10
Figure (1.8) Schéma de Commande aux gains préprogrammés (CGPP).....	12
Figure (1.9) Schéma de Commande adaptative directe à modèle de référence	13
Figure (1.10) Schéma de commande auto-ajustable (STC).....	14
Figure (2.1) la structure parallèle non interactive de PID.....	18
Figure (2.2) la structure parallèle interactive de PID.....	18
Figure (2.3) la Structure série de PID.....	18
Figure (2.4) la structure mixte de PID.....	18
Figure (2.5) influence du gain proportionnel sur la réponse indicielle du système.....	19
Figure (2.6) influence du gain d'intégration sur la réponse indicielle du système.....	20
Figure (2.7) influence du gain de la dérivation sur la réponse indicielle du système.....	20
Figure (3.1). Système du pendule inversé utilisé en simulation.....	29
Figure (3.2). Réponse du système pendule inversé par la commande PID classique.....	30
Figure (3.3). Erreur de poursuite de réponse par la commande PID classique.....	31
Figure (3.4). Variation de la commande PID classique.....	31
Figure (3.5). Réponse du système pendule inversé par la commande PID adaptative.....	33
Figure (3.6). Erreur de poursuite de la réponse.....	34
Figure (3.7). Variation de commande.....	34
Figure (3.8). Variation du gain K_p	35
Figure (3.9). Variation du gain K_i	35
Figure (3.10). Variation du gain K_d	36

Teste de robustesse 1 : changement soudain dans la trajectoire	
Figure (3.11). Variation du signal de réponse par la commande PID adaptative.....	41
Figure (3.12). Variation du signal d'erreur.....	41
Figure (3.13). Variation du signal de commande.....	42
Figure (3.14). Variation du gain K_p	42
Figure (3.15). Variation du gain K_i	43
Figure (3.16). Variation du gain K_d	43
Teste de robustesse 2 : changement soudain dans la fréquence	
Figure (3.17). Variation du signal de réponse.....	46
Figure (3.18). Variation du signal d'erreur.....	46
Figure (3.19). Variation du signal de commande.....	47
Figure (3.20). Variation du gain K_p	47
Figure (3.21). Variation du gain K_i	48
Figure (3.22). Variation du gain K_d	48
Figure (3.23). Robot de puma industriel utilisé en simulation.....	50
Figure (3.24). poursuite de trajectoire de x_1	51
Figure (3.25). erreur de poursuite de x_1	52
Figure (3.26). commande de x_1	52
Figure (3.27). poursuite de trajectoire de x_2	52
Figure (3.28). erreur de poursuite de x_2	53
Figure (3.29). commande de x_2	53
Figure (3.30). poursuite de trajectoire de x_6	53
Figure (3.31). erreur de poursuite de x_6	54
Figure (3.32). commande de x_6	54

Introduction générale

Des grands objectifs de la recherche dans le domaine d'automatique sont les études de commande des systèmes non linéaires, la majorité des études et des recherches actuelles dans ce domaine ciblent à découvrir de nouvelles méthodes de commande pour certains systèmes à dynamique complexe, et développer de lois de commande qui peuvent avoir des aspects de développement, dans le but d'améliorer leur performance face aux systèmes difficiles à commander, les techniques de commande développées par la commande robuste et la commande prédictive et la commande adaptative sont des nouvelles recherches visant à développer le terme de la commande automatique, et à résoudre les problèmes d'état des systèmes réels qui apparaissent dans les variations dynamiques et l'incertitude paramétrique, et la non linéarité radicale, pour assurer de bonne performance en termes de précision et de rapidité de la réponse, et afin de garantir la condition de fonctionnement qui réside dans la stabilité du système.

La commande adaptative et ses stratégies ont démontré le potentiel de développer et d'améliorer la performance de la commande PID classique et ses applications, c'est en introduisant une procédure d'adaptation dans sa loi de commande, d'autre part, les applications industrielles de la commande PID classique ont prouvé que les valeurs appropriées des gains de commande PID garantissant de bon performance de commande sur un système à dynamique invariable, indépendamment des influences externes ou de l'incertitude des paramètres, en outre, la réduction des influences externes ou internes inconnues sur la dynamique du système est possible en surveillant les changement dynamiques de la sortie mesurée, ensuite, effectuer l'ajustement approprié sur les gains PID en tenant compte l'effet de chaque gain sur la sortie du système. Au cours de la recherche, nous avons trouvé plusieurs méthodes utilisées pour ajuster les paramètres du correcteur PID, la majorité de ces méthodes étaient particulièrement applicables aux systèmes à dynamique linéaire, ou basées sur des réglages empiriques, ces méthodes n'étaient pas une solution satisfaisante pour assurer la performance désirée, surtout devant le grand défi ; les systèmes à dynamique non modélisable.

L'adaptation automatique des gains PID à l'aide de données connues du système était une solution pour l'autoréglage du correcteur PID, ceci est basé sur des gains adaptables par une loi d'adaptation générée à partir de théorèmes et d'approches des lois de commande non linéaires, cette méthode garantit un ajustement continu des paramètres PID

Introduction générale

pendant le fonctionnement, celle-ci assure la stabilité du système en fonction des conditions de fonctionnement ou des preuves de stabilité, selon la méthode de synthèse de la loi d'adaptation, ce type de réglage fin garantit que les gains sont ajustés avec précision sans intervention humaine, cette recherche était intitulée : « la commande par le correcteur PID adaptatif ».

Notre objectif dans ce mémoire est de présenter une étude visant à synthétiser une loi de commande PID adaptative applicable aux systèmes à dynamique non linéaire, à partir d'une étude générale sur les systèmes non linéaires et la commande adaptative et le correcteur PID classique, pour arriver à une incorporation des théorèmes de commande des systèmes non linéaires avec la technique de commande adaptative et la loi de la commande PID, afin de synthétiser une loi de commande PID adaptative applicable aux classes des systèmes non linéaires. Ce mémoire se compose de trois chapitres qui fournissent des définitions des mots-clés du thème de recherche, le chapitre « 1 » est une étude générale sur les systèmes non linéaires et la commande adaptative, le chapitre « 2 » est une étude qui part du correcteur PID classique jusqu'à la loi du correcteur PID adaptatif, le travail dans le chapitre « 3 » est une application visant à tester la performance et la robusticité de la commande PID adaptative au moyen de deux systèmes non linéaires, système affine en commande « SISO », et système à dynamique complexe « MIMO ».

CHAPITRE 1 : Les systèmes non linéaires et la commande adaptative

1.1-Introduction

La non linéarité est partout, presque tous les systèmes réels sont non linéaires, la plupart des dynamiques des systèmes non linéaires peuvent être approchées par les dynamiques des systèmes linéaires, il y a plusieurs méthodes d'analyse et de théorèmes de commande qui peuvent être appliqués dans ce but, tandis qu'il y a des comportements non linéaires intrinsèques, et il est impossible de les exprimer par la dynamique linéaire, pour cette raison, les analyses de commande sont nécessairement basées sur les systèmes non linéaires, ainsi qu'avec les systèmes linéaires en cas d'incertitude, les stratégies non linéaires peuvent devoir être utilisées, comme la commande adaptative [1], au cours des deux dernières décennies, il y avait des développements importants dans les analyses et les stratégies de commande des systèmes non linéaires, comme la commande adaptative, dans ce chapitre, nous expliquerons les comportements de base des systèmes non linéaires ainsi que leurs analyses de stabilité, avec l'introduction de concepts principaux et d'approches pour la commande adaptative des systèmes non linéaires.

1.2 - Le système non linéaire et son comportement

1.2.1 - Les systèmes non linéaires

Les systèmes physiques sont naturellement non linéaires, par conséquent, tous ces systèmes sont non linéaires, les systèmes non linéaires peuvent être décrits mathématiquement par des équations différentielles non linéaires, les variables du système sont appelées les états, les états peuvent déterminer la situation du système sans influences extérieures.

Les variables d'état sont suffisantes pour déterminer l'état futur d'un système dynamique défini par des équations différentielles continues, si la zone de fonctionnement du système est bornée, et si sa dynamique n'est pas compliquée, donc, dans ce cas, on peut raisonnablement d'approcher la dynamique de ce système par dynamique d'un système linéaire défini par des équations différentielles linéaires [6].

Les variables d'état ne peuvent pas changer instantanément, et cela reflète une vérité physique, les applications des systèmes dynamiques sont étendus au domaine des systèmes biologiques.

Le comportement du système dynamique peut changer en raison d'influences externes, la nature d'influence est habituellement basée sur la connaissance de l'état actuel, en ce sens, le système dynamique est commandé pour atteindre un comportement spécifique [4].

D'un point de vue mathématique, le système non linéaire est caractérisé par ses équations différentielles non linéaires, ceci apparait si les coefficients des variables d'état sont des variables avec le temps, ou si les variables d'état sont contenues dans des fonctions non linéaires, ou si le degré de variable d'état est supérieur à un, dans de tels cas, la transformation de la place et la représentation matricielle d'état ne peuvent pas appliquées aux équations du système.

Dans le domaine des systèmes d'asservissement, la relation entre le signal d'entrée et de sortie d'un système non linéaire concrétise certains types des fonctions non linéaires fréquentes avec des comportements particuliers, il existe cinq types de non-linéarités de base :

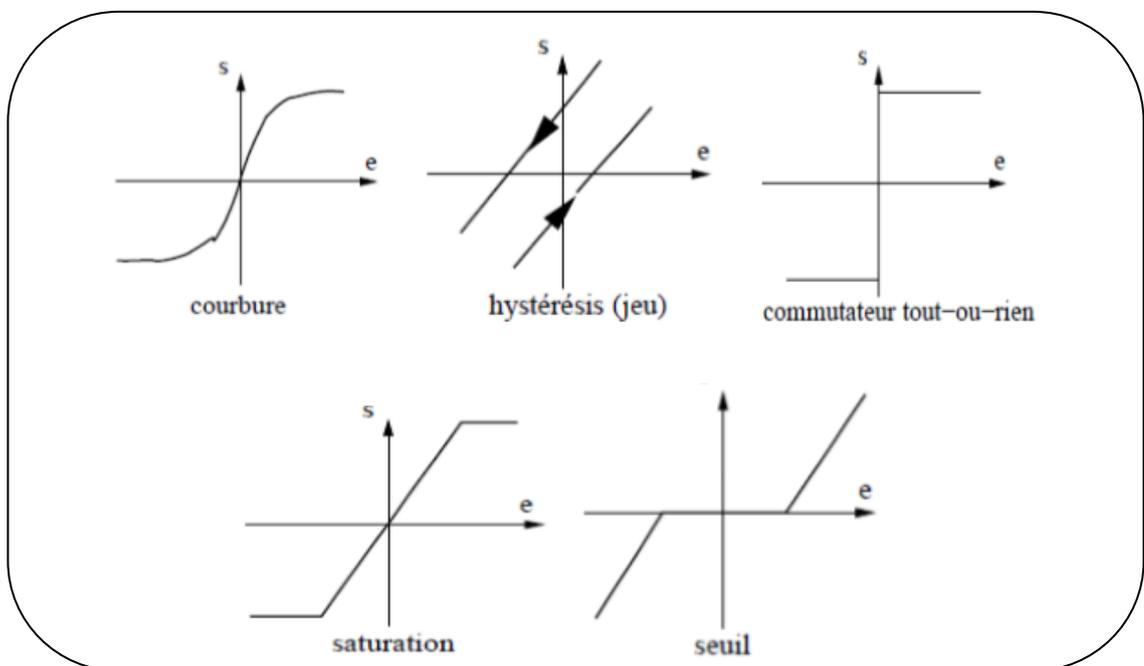


Figure (1.1). Les fonctions non-linéarités de base dans le domaine des systèmes asservissements [16]

1.2.2 - Le modèle du système non linéaire

Le modèle du système non linéaire est exprimé par un ensemble d'équations mathématiques différentielles, ces équations expriment les changements qui se produisent dans les variables d'état au fil du temps, le modèle mathématique d'un système non linéaire peut être exprimé comme suit [4].

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= f_1(t, x_1, \dots, x_n, u) \\ \frac{dx_2}{dt} &= f_2(t, x_1, \dots, x_n, u) \\ &\vdots \\ \frac{dx_n}{dt} &= f_n(t, x_1, \dots, x_n, u) \end{aligned} \tag{1.1}$$

Où : « $\frac{dx_i}{dt}$ » $\in \mathbb{R}$ sont les dérivées des variables d'état, « u » $\in \mathbb{R}$ est la commande appliquée à la variable, les fonctions « $f_i(t, x_i, u)$ » sont les équations différentielles non linéaires du modèle de système en fonction des variables d'état.

Les équations du système non linéaire peuvent être écrites sous la forme générale suivante [4]

$$\frac{dx}{dt} = f(t, x, u) \tag{1.2}$$

Où :

$$\frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \frac{dx_2}{dt} \\ \vdots \\ \frac{dx_n}{dt} \end{bmatrix} u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix} f(t, x, u) = \begin{bmatrix} f_1(t, x, u) \\ f_2(t, x, u) \\ \vdots \\ f_n(t, x, u) \end{bmatrix} \tag{1.3}$$

La sortie du système est toujours en fonction d'une ou plusieurs variables d'état, l'expression de sortie du système peut être écrite comme une fonction qui exprime les équations des sorties du système en fonction des variables d'état, où $y \in \mathbb{R}^n$.

$$y = h(t, x, u) \tag{1.4}$$

En conjonction avec (1.1), les variables de l'équation de la sortie sont importantes pour analyser la dynamique du système, nous appelons les équations (1.1) et (1.2) le modèle d'espace d'état, ou modèle d'état du système [4].

La formule du modèle est basée sur les variables d'état sélectionnées, en fait, le modèle d'état est différent d'un système à l'autre, les modèles des systèmes non linéaires les plus courants appartiennent aux classes suivantes :

$$\begin{aligned} &\langle \dot{X} = f(t, x) \rangle, \langle \dot{X} = f(x) \rangle, \langle \dot{X} = f(u) + x g(u) \rangle, \langle \dot{X} = f(x) + u g(x) \rangle, \langle \dot{X} = f(t, x, u) \rangle, \\ &\langle \dot{X} = f(x, u) \rangle. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Dans le point suivant, nous présentons certains types de systèmes non linéaires réels avec leurs modèles d'état [4]:

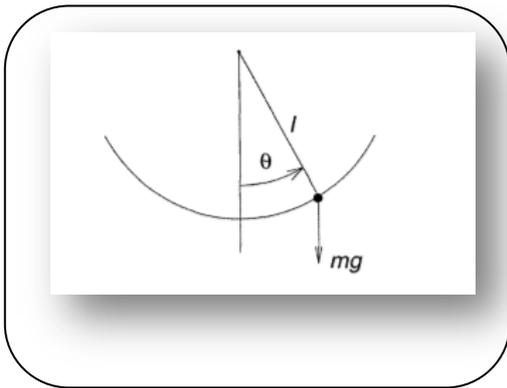


Figure (1.2). Pendule simple

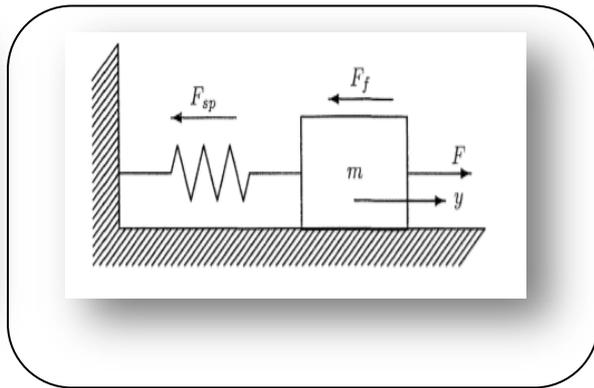


Figure (1.3). Système masse-ressort

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} &= -\frac{g}{l} \sin x_1 - \frac{k}{m} x_2 \end{aligned} \quad (1.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} &= -\frac{k}{m} x_1 - \frac{c}{m} x_2 - \frac{1}{m} \eta(x_1, x_2) \end{aligned} \quad (1.7)$$

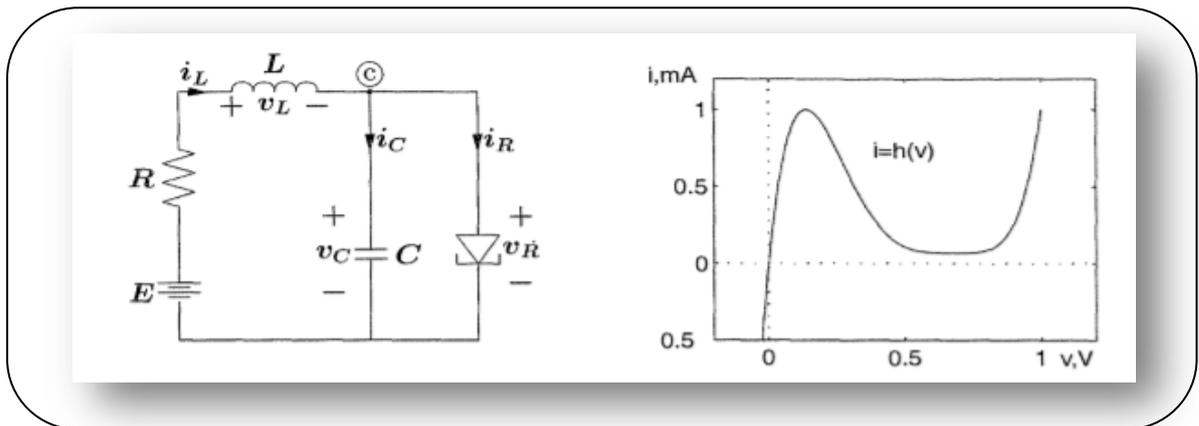


Figure (1.4). Circuit de diode tunnel

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= \frac{1}{c} [-h(x_1) + x_2] \\ \frac{dx_2}{dt} &= \frac{1}{l} [-x_1 - Rx_2 + u] \end{aligned} \quad (1.8)$$

1.2.3 - La dynamique du système non linéaire

La dynamique de nombreux systèmes physiques peut être complexe, en plus, les fonctions sensibles aux conditions initiales, par exemple, la dynamique des modèles de population et les modèles climatiques et les modèles d'afflux des fluides troublés, ces systèmes évoluent de manière comme une parcelle très mince, de plus, la convergence et la contraction de ces systèmes sont exponentielles, un léger changement des conditions initiales peut varier les trajectoires des variables du système au fil du temps, c'est ce qu'on appelle la dynamique chaotique ou complexe, cette dynamique représente un exemple des dynamiques des systèmes non linéaires [8], les dynamiques des systèmes non linéaires sont pleines des dynamiques des systèmes linéaires, de plus, il existe des phénomènes non linéaires qui ne peuvent exister qu'en présence des dynamiques strictement non linéaires, ces dynamiques ne peuvent pas être représentées ou prédites par un modèle linéaire.

L'idée de base qui concrétise la différence principale entre les systèmes linéaires et non linéaires est résumée dans **le principe de superposition**, nous supposons un système de boîte noire (le modèle du système est inconnu), on suppose la première entrée du système « U_1 », et la deuxième entrée « U_2 », leurs sorties par le système sont « $F(U_1)$ » et « $F(U_2)$ » respectivement, on suppose le multiple réel des entrées « α », cette étude théorique des systèmes présente la relation de proportionnalité au principe de superposition, ce principe est vrai pour les systèmes linéaires, mais pas pour les systèmes non linéaires :

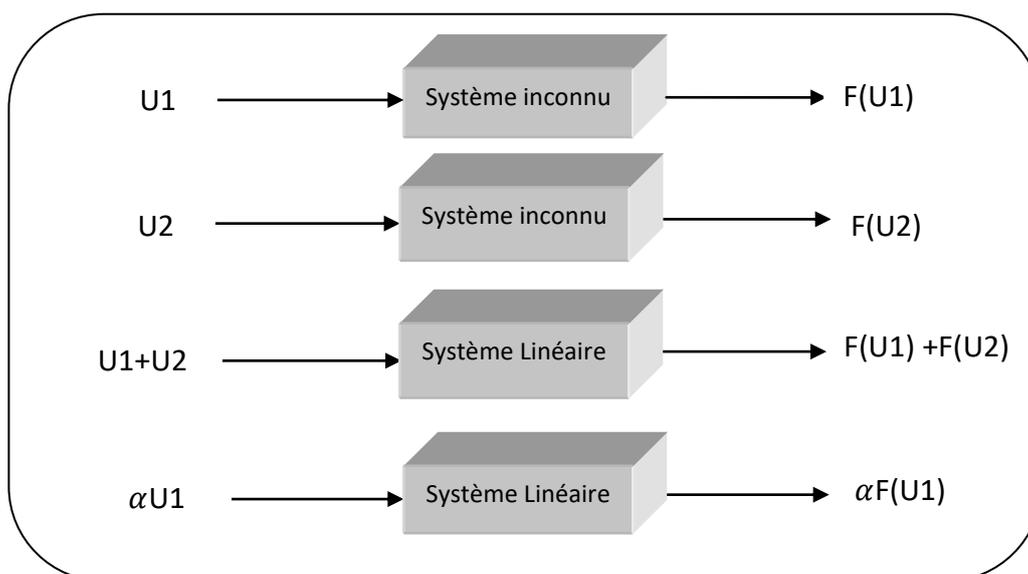


Figure (1.5). Les caractéristiques entrée / sortie des systèmes linéaires

Par conséquent, le comportement complexe du système non linéaire nécessite des méthodes de commande et de stabilisation différentes de celles utilisées avec les systèmes linéaires, afin d'assurer la performance souhaitée.

1.3 - Théorème de stabilité et la linéarisation du système non linéaire

1.3.1 - Le concept de la stabilité

La stabilité d'un système non linéaire est un type de bon comportement autour des points de fonctionnement, la définition mathématique de la stabilité apparaît lorsque la valeur infinie de la fonction tend vers une valeur finie lorsque le temps tend vers l'infini.

La stabilité au concept de Lyapunov ou la stabilité de Lyapunov signifie la possibilité de maintenir la trajectoire du système arbitrairement près de la trajectoire originale, à partir d'une trajectoire assez proche de l'origine [6] autour de la zone des points de fonctionnement, ces points sont appelés **les points d'équilibre**, un point « x_0 » est appelé un point d'équilibre, si pour tous : $t \geq 0$, on a : $\dot{x} = f(x_0) = 0$. (1.9)

1.3.2 - Le théorème de stabilité de Lyapunov

1.3.2.1 - La stabilité de Lyapunov

Le point d'équilibre « $x_0 = 0$ » est un point d'équilibre stable du système, s'il y a un nombre réel positif « $R > 0$ », il y a aussi un nombre réel positif « $r > 0$ », de sorte que $\|x(t)\| < R$, pour tous : $t \geq 0$, si : $\|x(0)\| < r$, donc ce point est stable.

La définition de Lyapunov dépend de la dynamique du système, en termes de savoir si le système respecte l'état initial, nous pouvons imposer des restrictions sur l'état initial du système, pour que les variables d'état restent dans une région particulière [1].

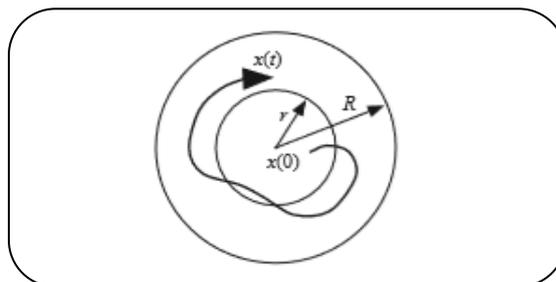


Figure (1.6). La stabilité au concept de Lyapunov [1]

1.3.2.2 - La stabilité asymptotique

Pour le système (1.6), le point d'équilibre « $x_0 = 0$ » est stable asymptotiquement s'il est stable selon le théorème de Lyapunov, ainsi que : $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ [1]. (1.10)

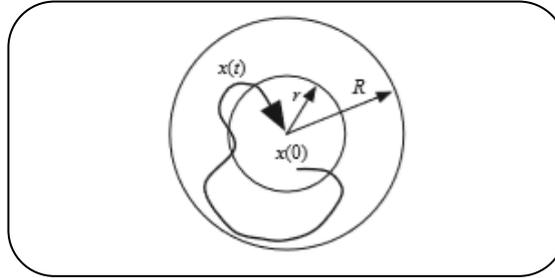


Figure (1.7). La stabilité asymptotique au concept de Lyapunov [1]

1.3.2.3 - La méthode directe de Lyapunov:

La méthode directe de Lyapunov consiste à générer d'une fonction $v(x) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ définie positive, ayant des dérivées partielles continues, et « $\frac{dv(x)}{dx}$ » est définie négative, et la limite de la fonction « $v(x)$ » tend vers l'infini lorsque toutes les variables « x » tendent vers l'infini, ces conditions prouvent que « $v(x)$ » tend vers la valeur initiale (zéro) avec le temps, la stabilité locale du théorème de Lyapunov stipule que pour un système ayant un point d'équilibre « $x_0 = 0$ », il y a une fonction candidate « $v(x)$ » définie positive ayant des dérivées partielles continues, ainsi que : « $\frac{dv(x)}{dx}$ » est définie négative pour tout $\|x(t)\| > x_0$, le point « $x_0 = 0$ » est stable globalement si : « $\frac{dv(x)}{dx}$ » est semi définie négative, et stable asymptotiquement si : « $\frac{dv(x)}{dx}$ » est définie négative, et instable si : « $\frac{dv(x)}{dx}$ » est définie positive.

La fonction de Lyapunov candidate garantit que : $v(x(t)) \leq v(x(0))$, ceci signifie que le changement des variables du système converge vers la zone d'équilibre, par conséquent, en utilisant cette fonction, nous pouvons déduire la stabilité des points d'équilibre du système, ou nous pouvons également imposer des restrictions sur les variables d'état dans une région bornée, afin d'assurer leur stabilité près des points d'équilibre.

1.3.3 - La linéarisation par contre-réaction (Feedback linearization)

Dans cette partie, nous présentons une des techniques de commande indirecte des systèmes non linéaires, cette approche a souvent été utilisée pour résoudre certains problèmes pratiques de commande, mais elle impose que le vecteur d'état soit mesuré, et elle nécessite également un modèle précis du système commandé, de plus, les propriétés de robustesse ne sont pas garanties face aux incertitudes paramétriques du modèle [17], en effet, cette technique est basée sur l'annulation exacte des dynamiques non linéaires.

Cette méthode est similaire à la méthode de placement des pôles, elle est applicable à certains types de systèmes non linéaires, elle consiste à attaquer le système avec une **commande qui avorte la partie non linéaire** du système, cette commande plante les paramètres qui permettent de donner l'aspect linéaire du système en boucle fermée, cette méthode se fonde sur le modèle mathématique du système, par conséquent, la connaissance complète des variables d'état du système est donc nécessaire.

Le système obtenu en boucle fermée par cette commande a le même comportement qu'un système linéaire, pour cette raison, cette méthode est appelée la commande de linéarisation ou la **commande de linéarisation par contre-réaction** [17].

1.4 - Le système adaptatif

1.4.1 - La commande adaptative

Dans de nombreux systèmes réels physiques, mécaniques, électriques, on remarque que la dynamique du processus change avec les conditions de fonctionnement du procédé, cela est dû aux changements dans les paramètres du système au fil du temps, ou à cause de paramètres inconnus, donc, avec ces changements, la commande du système ne sera pas appropriée pour tous les cas.

La commande adaptative a été proposée comme solution aux problèmes de variation dynamique et de paramètres variables inconnus, ainsi qu'aux comportements strictement non linéaires du système.

La commande adaptative est un type des techniques de commande non linéaire directe [17], elle est utilisée pour ajuster la commande dans la boucle de régulation en fonction les données propres au système, afin de maintenir le niveau de performance de commande au fil du temps.

1.4.2 - Les Stratégies de la commande adaptative

1.4.2.1 - La commande à gains préprogrammés (CGPP)

Le principe de cette méthode consiste à modifier les paramètres du contrôleur en surveillant les conditions de fonctionnement après le processus, cette méthode est donc basée sur les mesures des conditions du système, afin de compenser les variations dans les paramètres du système, ou bien le comportement non linéaire éventuel connu.

Les effets des changements paramétriques du système peuvent être réduits en modifiant les paramètres du correcteur par un bloc d'une fonction basée sur des variables auxiliaires du système [16].

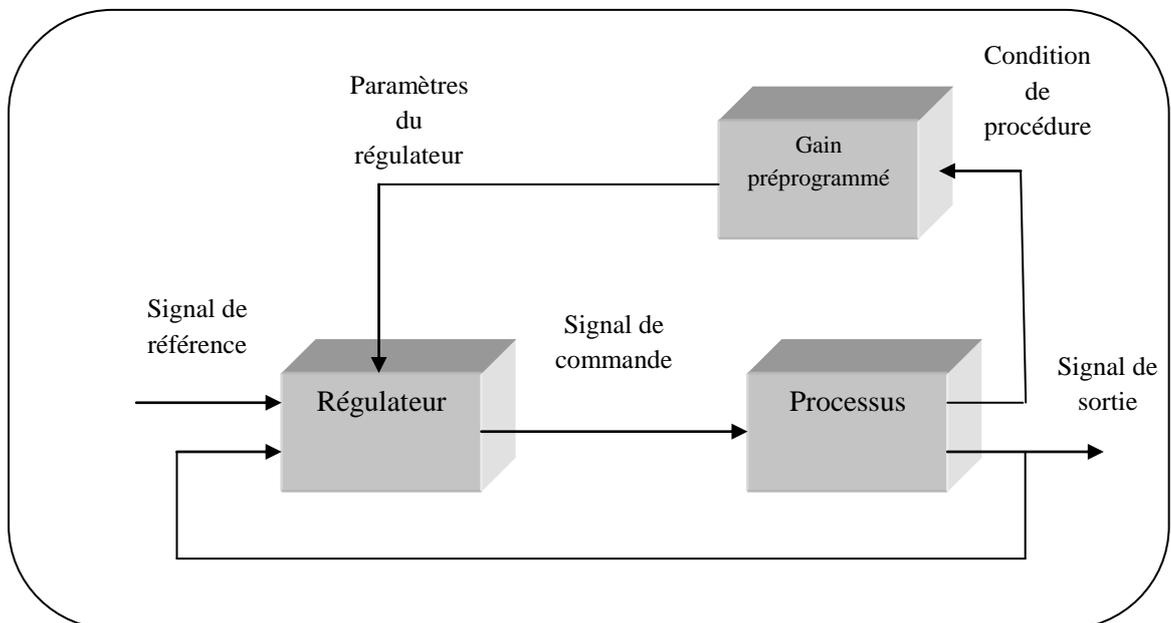


Figure (1.8). Schéma de Commande aux gains préprogrammés (CGPP) [3]

1.4.2.2 - La commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC)

L'objectif de la commande MRAC est de faire la sortie du système suivre la sortie d'un modèle de référence, pour composer un système en boucle fermée stable.

La stabilité du système en boucle fermée est basée sur les paramètres adéquats du régulateur, si les paramètres du système sont inconnus, le bloc de loi d'adaptation mettra à jour les paramètres du régulateur en dérivant l'erreur entre la sortie du modèle et la sortie du système.

La commande MRAC comprend:

- 1 - le système commandé
- 2 - le modèle de référence pour spécifier la sortie désirée
- 3 - la boucle de régulation
- 4 - un bloc de loi d'adaptation pour adapter les paramètres du régulateur.

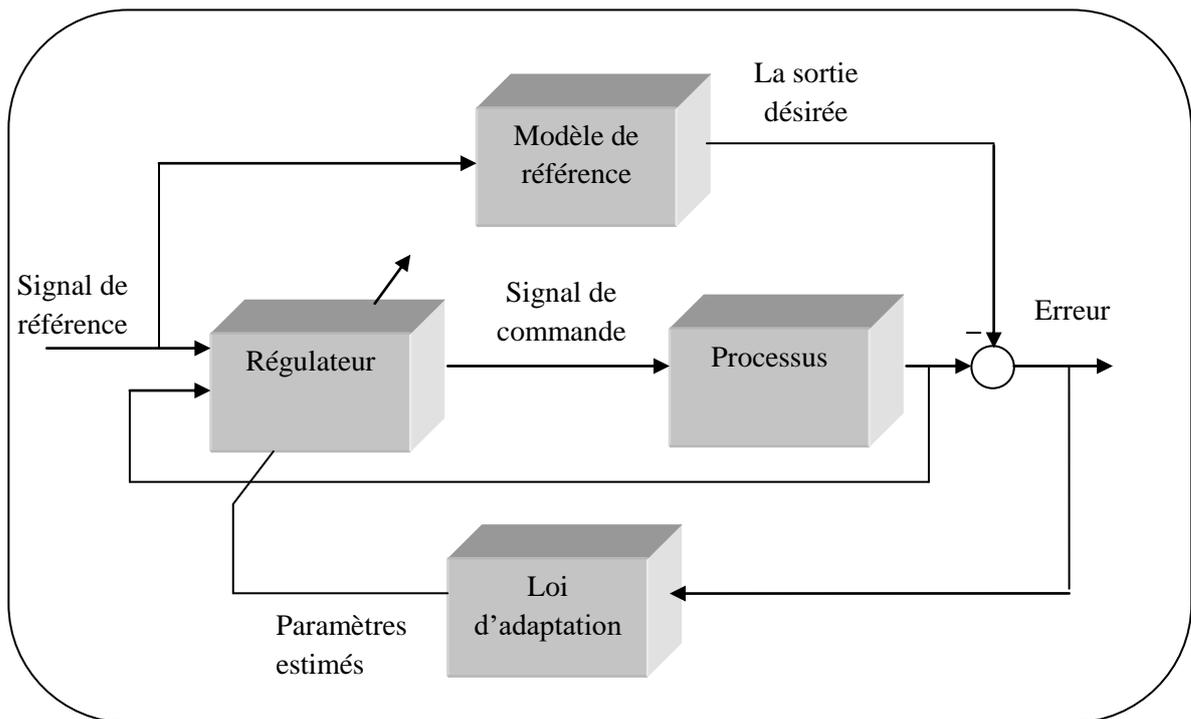


Figure (1.9). Schéma de Commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC) [6]

1.4.2.3 – La commande auto-ajustable (STC)

Si les paramètres du système sont inconnus, ils peuvent être remplacés par leurs valeurs estimées en utilisant un estimateur, l'estimateur utilise la commande et la sortie du système pour estimer ses paramètres, ces paramètres reflètent la dynamique interne du système, la dynamique du système devient donc connue, par conséquent, on peut déterminer les paramètres du contrôleur, ces paramètres assurent la commande appropriée pour maintenir la performance du système, tandis que les paramètres réels du système sont inconnus ou variables avec le temps, le rôle d'estimateur est donc de calculer les paramètres appropriés du système afin de paramétrer le contrôleur, dans le but de garantir la stabilité du système dans la boucle à partir de ses paramètres estimés sans avoir besoin d'un modèle de référence.

Cette technique est appelée la commande auto-ajustable (self-tuning control) [3], et dans d'autres références est dite la commande adaptative indirecte [15].

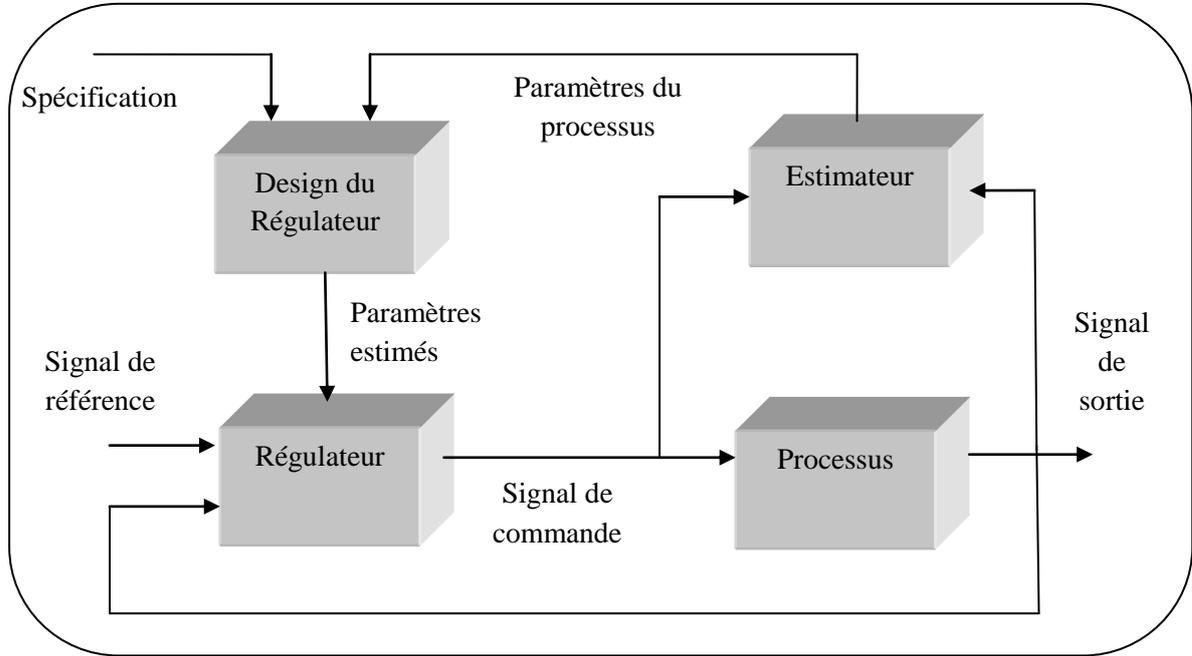


Figure (1.10). Schéma de commande auto-ajustable (STC) [3]

1.5 - Approches de la commande adaptative

1.5.1 - Approche de MIT (Massachusetts Institute of Technology)

La loi de MIT est une approche originale de la commande adaptative à modèle de référence, on considère un système en boucle fermée équipé par un régulateur qui a un paramètre variable " δ ", la réponse désirée de la boucle est spécifiée par la sortie du modèle " y_m ", et " e " est l'erreur entre la sortie de système en boucle fermée et la sortie du modèle, il est alors possible d'ajuster les paramètres du régulateur à l'aide de la fonction de perte suivante [3] :

$$J = \frac{1}{2} e^2 \quad (1.11)$$

La méthode est basée sur l'une des dérivées de la loi de gradient, la loi d'adaptation est donc donnée par :

$$\frac{d\delta}{dt} = -\beta \cdot \frac{dJ}{d\delta} \quad (1.12)$$

Où : « δ » est le variable du paramètre estimé de régulateur, et « β » est un nombre réel positif.

Par conséquent, la loi d'adaptation du paramètre peut être obtenue par l'expression suivante :

$$\frac{d\delta}{dt} = -\beta.e.\frac{d}{d\delta}e(\delta) \quad (1.13)$$

1.5.2-Approche de Lyapunov

L'approche de Lyapunov est la méthode la plus couramment utilisée pour analyser la stabilité et synthétiser la commande des systèmes linéaires ou non linéaires, cette approche se fonde sur la définition de la stabilité locale de Lyapunov, en utilisant une fonction candidate « $v(x)$ », cette fonction a les caractéristiques suivantes :

- 1- $v(x) > 0$: définie positive possédant des dérivées partielles continues.
- 2- $\lim_{x \rightarrow \infty} v(x) = \infty$.
- 3- $\frac{\partial v(x)}{\partial x} \leq 0$: Semi définie négative.

Le point d'équilibre d'origine est donc globalement stable, cette approche peut être appliquée pour calculer la loi d'adaptation des paramètres appropriés pour le régulateur, avec des systèmes ayant des paramètres variables ou inconnus, dans le but de stabiliser le système dans la boucle de régulation à partir de minimiser l'erreur mesurée.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons expliqué une partie importante de la nature des systèmes non linéaires, nous avons également abordé leurs dynamiques et leurs comportements par des phénomènes réels, tout cela dans la première partie, dans la deuxième partie, nous avons présenté une étude générale sur la théorème de la stabilité avec une définition de commande de linéarisation des systèmes non linéaires, dans la troisième partie, nous avons défini la commande adaptative et ses fameuses techniques, la dernière partie dans laquelle nous avons mentionné deux approches populaires utilisées pour calculer la loi d'adaptation paramétrique de la commande adaptative, de façon générale, dans ce chapitre, nous avons donné des définitions générales sur des théorèmes, et des techniques, et des approches qui seront utilisées dans le but de synthétiser le correcteur PID adaptatif dans le deuxième chapitre.

CHAPITRE 2 : Synthèse du correcteur

PID adaptatif

2.1-Introduction

Le correcteur PID est le correcteur de commande le plus utilisé, la plupart des boucles de régulation industrielles sont commandées par ce type de régulateur, ou certaines de ses applications, il a également différentes formes qui lui permettent d'avoir de nombreuses fonctions, il s'agit d'un contrôleur autonome, des millions d'ingénieurs de machines et de commande dans le monde entier utilisent ce type de contrôleurs dans leur travail quotidien, l'algorithme du contrôleurs PID peut être pris dans de nombreuses directions différentes, il peut être considéré comme régi par quelques règles simples, mais il peut également être pris analytiquement.

Dans ce chapitre, nous allons étudier le correcteur PID de sa base structurelle jusqu'à la synthèse du correcteur PID ayant des paramètres adaptables par une loi d'adaptation appliquée sur les trois gains du correcteur.

2.2-L'architecture du régulateur PID

Le correcteur PID idéal dans le domaine de la place est un système « SISO », sa fonction de transfert est la suivante :

$$G_c(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.1)$$

Cette fonction exprime la formule de commande du régulateur PID dans le temps continu en fonction l'erreur entre la sortie mesurée et la sortie désirée :

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.2)$$

Où : e : l'erreur de mesure, K_p : le gain proportionnel, K_i : constant de temps d'intégral, K_d : constant de temps de dérivation.

Il existe plusieurs structures pour le contrôleur PID idéal, chaque structure est distincte de l'autre par sa formule en fonction les trois actions de PID, nous citerons les trois types populaires [7]:

2.2.1 - Contrôleur parfait en parallèle :

2.2.1.1- La structure parallèle non interactive

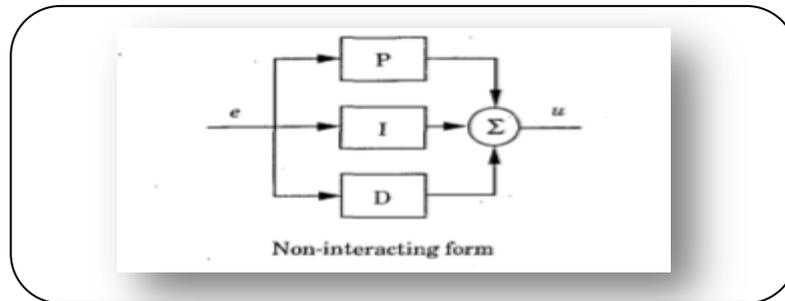


Figure (2.1). La structure parallèle non interactive de PID [5]

2.2.1.2 - La structure parallèle interactive

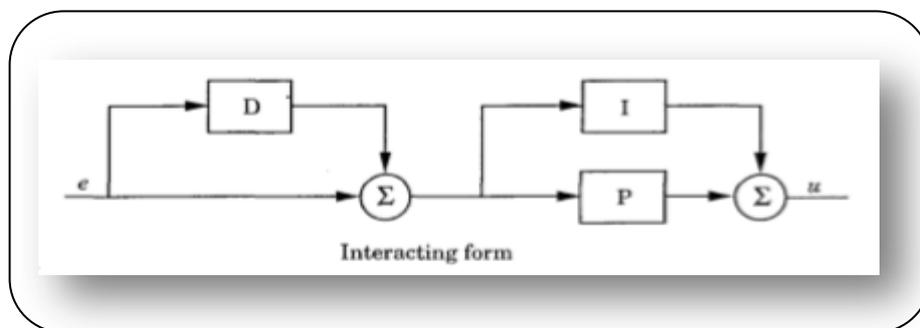


Figure (2.2). La structure parallèle interactive de PID [5]

2.2.2 - La Structure série :

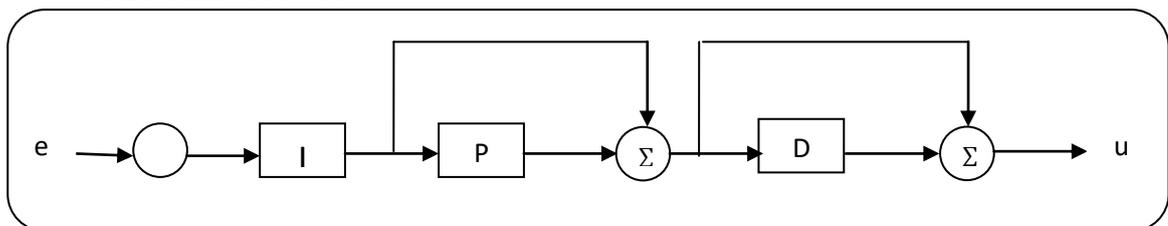


Figure (2.3). La Structure série de PID [5]

2.2.3 - La Structure mixte :

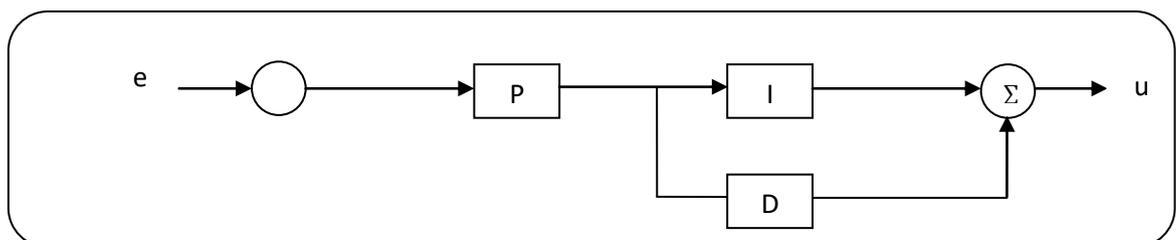


Figure (2.4). La structure mixte de PID [5]

2.3 - Les actions du régulateur PID

La commande du correcteur PID comporte trois actions de régulation, la proportionnalité, et l'intégration, et la dérivation, les trois actions sont appliquées à l'erreur, comme illustré dans l'équation (2.2), chaque action a une influence importante sur la réponse du système, le niveau d'effet de chaque action dépend de sa valeur de gain, l'effet de gain des actions est expliqué par la réponse indicielle d'un système d'ordre supérieur à 1, dans l'étude suivante.

2.3.1 - L'action de proportionnalité

L'action de proportionnalité joue un rôle important dans augmentation de la rapidité de réponse du système et dans la réduction d'erreur statique, mais l'augmentation excessive de la valeur du gain « K_p » entraîne une augmentation du dépassement, ou de l'instabilité du système.

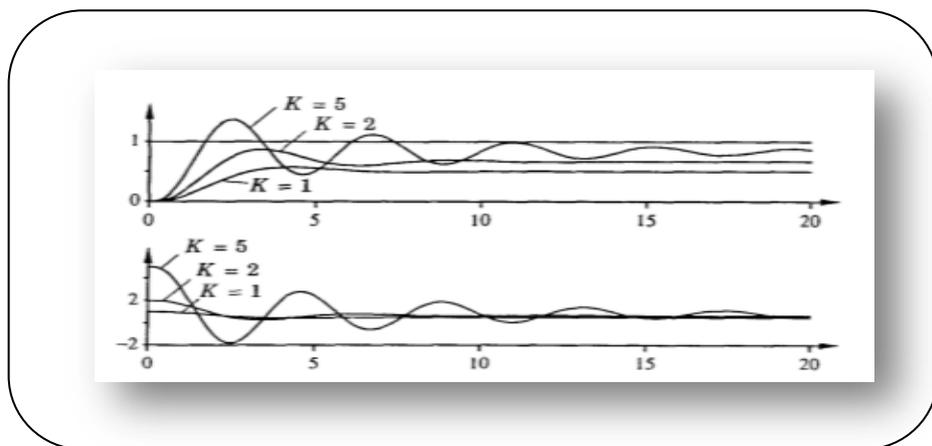


Figure (2.5). Influence du gain proportionnel sur la réponse indicielle du système [5]

2.3.2 - L'action d'intégralité

Le rôle principal de l'action d'intégrale est d'assurer que la sortie mesurée du processus correspond au point spécifié dans le cas de stabilité, l'action d'intégrale contribue à éliminer l'erreur statique et l'erreur due à la perturbation, et à diminuer le dépassement et à augmenter la stabilité du système, mais l'augmentation excessive de la valeur du gain « K_i » entraîne une

mauvaise précision de la réponse dans le régime permanent, ou entraîne une augmentation du temps de réponse du système, par conséquent, le système devient lent en boucle fermée.

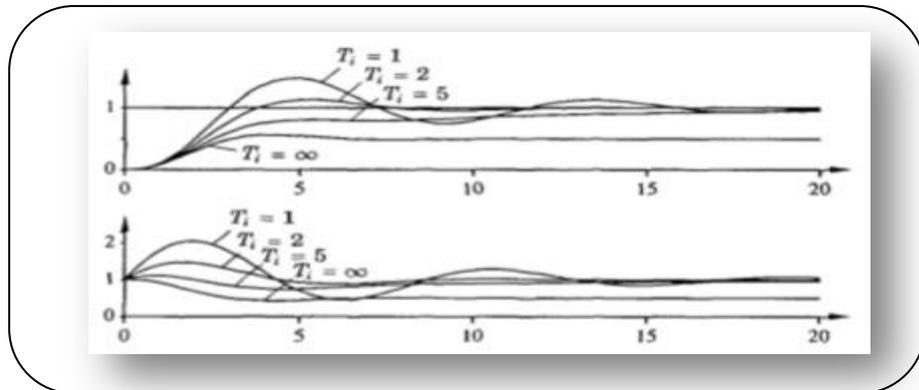


Figure (2.6). Influence du gain d'intégration sur la réponse indicielle du système [5]

2.3.3 - L'action de dérivation

Le but de l'action de dérivation est d'améliorer la stabilité du système dans la boucle fermée, Le mécanisme d'instabilité peut être décrit intuitivement comme suit, à cause de la dynamique du processus, il faudra un certain temps avant que la commande soit changée avec la sortie du processus, le contrôleur sera alors en retard pour corriger l'erreur.

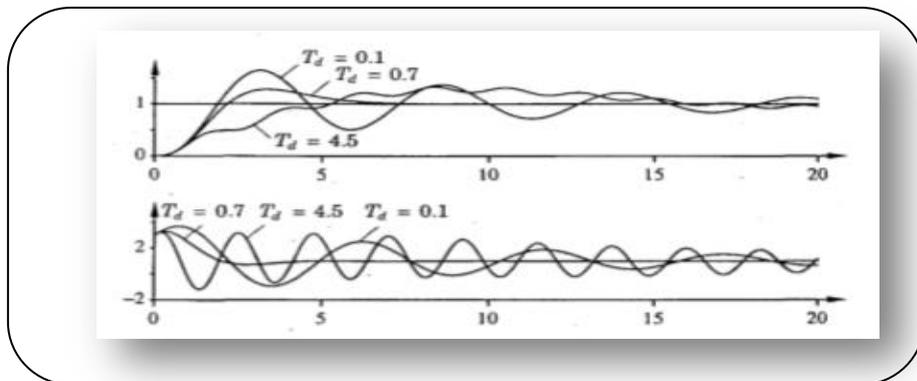


Figure (2.7). Influence du gain de la dérivation sur la réponse indicielle du système [5]

L'action de dérivation améliore donc la stabilité du système en boucle de régulation, mais l'augmentation excessive de la valeur du gain « K_d » rend le système sensible aux bruits et augmente le temps de réponse.

2.4 - L'adaptation automatique du régulateur PID

Les unités de commande peuvent fournir une fonction d'autoréglage, de sorte que l'identification soit effectuée en continue pendant le fonctionnement de routine, afin de suivre les changements dynamiques du système, et pour ajuster les paramètres PID de manière adaptative, dans ce cas, tous les problèmes de la commande adaptative doivent être pris en compte [10].

En combinant les méthodes de détermination de la dynamique du système et les méthodes de calcul des paramètres du contrôleur PID, des méthodes peuvent être obtenues pour ajuster le contrôleur PID automatiquement [5].

Une méthode d'ajustement automatique signifie la méthode par laquelle les paramètres du contrôleur sont automatiquement réglés, à la demande d'utilisateur, ou selon les conditions de fonctionnement du système.

Bien qu'il existe plusieurs méthodes classiques utilisées pour ajuster les paramètres PID, mais ces méthodes dépendent d'un type de réglage spécifique, ce réglage peut être manuel et empirique, il se fonde sur la connaissance préalable de la dynamique du système, comme la méthode de Ziegler et Nichols et la méthode de lambda en utilisant la réponse indicielle, il existe également d'autres méthodes utilisées avec les systèmes linéaires, comme la méthode de diagramme de black et la méthode du lieu de Nyquist inverse en utilisant le diagramme de Nyquist, cependant, l'utilisation de ce type de réglage peut être inutile si le comportement du système est strictement non linéaire, ou si la dynamique du système est toujours variables, ou si le système a des paramètres variables, dans ces cas, l'ajustement continu du correcteur est nécessaire.

L'adaptation automatique des paramètres PID en connaissant l'état de fonctionnement du système comme la sortie et la commande et l'erreur mesurée, ces données permettent un réglage précis des coefficients de PID pendant le fonctionnement du système sans avoir besoin d'intervention humaine.

À partir de la définition de l'adaptation automatique du régulateur, notre objectif dans les parties suivantes sera de synthétiser un correcteur PID adaptatif et sa loi de commande, en utilisant la définition de la commande adaptative, afin de trouver la loi d'adaptation des paramètres « K_i » et « K_p » et « K_d » avec la variation dynamique du système.

2.5 - Synthèse de loi de la commande PID adaptative

Dans le but de synthétiser la loi d'adaptation des paramètres d'un correcteur PID, nous allons prendre ce chemin, tout d'abord, nous allons extraire la loi de commande qui assure que la sortie « $y(t)$ » suit au mieux une trajectoire de référence « $y_d(t)$ » bornée et dérivable, en garantissant que tous les signaux dans la boucle fermée soient bornés.

La classe du système étudié dans notre travail est de la forme :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2, \dot{x}_2 = x_3, \dots, \dot{x}_{n-1} = x_n \\ x_n &= f(x) + g(x)u \\ y &= x_1\end{aligned}\quad (2.3)$$

Il s'agit clairement d'un système non linéaire « SISO », avec : $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}$ est le vecteur d'état supposé mesurable, $y \in \mathbb{R}$ est la sortie du système, $u \in \mathbb{R}$ est l'entrée de commande, « $f(x)$ » et « $g(x)$ » sont les fonctions non linéaires supposées inconnues, le gain de commande « $g(x)$ » supposé non nul et : $0 < g(x) \leq \bar{g}(x)$.

Nous définissons l'erreur de poursuite :

$$e(t) = y_d(t) - y(t) \quad (2.4)$$

Dans cette méthode, nous allons utiliser la technique de **commande en mode glissant** qui permet de borner la trajectoire d'état d'un système dans **la surface de glissement** « $S(t)$ », en utilisant ce mode de commande, nous forçons les variables d'état du système à atteindre la surface de glissement, afin de tendre vers l'origine du plan de phase qui représente la zone de stabilité du système non linéaire près des points d'équilibre, l'expression d'erreur filtrée [12] qui représente l'équation de la surface de glissement utilisée, est la suivante :

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t) \quad (2.5)$$

Sachant que : « n » est l'ordre du système étudié, « λ » est une constante positive qui détermine la bande passante de commande désirée, « $S(t) = 0$ » est une équation différentielle qui possède la solution « $e(t) = 0$ ».

Ce mode de commande consiste à linéariser l'écart de la boucle de régulation, dans le but de faire la dynamique d'écart comme la dynamique d'écart d'un système linéaire d'ordre « n », nous prouvons que le mode glissant existe si : « $\dot{s}(x).s(x) < 0$ », ce résultat affirme la convergence des variables d'état du système vers la surface de glissement.

Et maintenant, l'objectif est de déterminer la commande qui garantit la convergence du signal « $s(t)$ ».

Nous avons la dérivée temporelle d'erreur filtrée (2.5), comme suit :

$$\frac{ds}{dt} = v - f(x) - g(x)u \quad (2.6)$$

Si nous supposons que les fonctions non linéaires « f(x) » et « g(x) » sont connues, avec « v » est la variable de commande, en utilisant **la commande de linéarisation par contre réaction** [17], dans [12], la commande idéale « u* » est la solution suivante :

$$u^* = \frac{(v-f(x)+\alpha S+\beta \tanh(S/\epsilon))}{g(x)} \quad (2.7)$$

Avec les constants réels : $\alpha > 0$, $\beta > 0$, et $\epsilon > 0$ et $\epsilon \approx 0$, alors que la fonction continue « tanh(.) » est utilisée pour accorder la commande idéale d'une certaine robustesse, par substitution (2.7) dans (2.6), nous obtenons :

$$\frac{dS}{dt} = -\alpha.S - \beta.\tanh(S/\epsilon) \quad (2.8)$$

Pour confirmer la convergence de la grandeur « S(t) », en utilisant le théorème de Lyapov, nous définissons la fonction candidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (2.9)$$

La dérivée temporelle de la fonction « V » par rapport à la grandeur « S » satisfait toujours le résultat suivant :

$$\frac{dV}{dt} \leq -\alpha S^2 \quad (2.10)$$

Ce résultat assure donc la convergence de la grandeur « S(t) » vers le zéro, par conséquent, la convergence d'erreur de poursuite « e(t) » vers le zéro, la commande (2.7) est donc idéale, même si les fonctions non linéaires « f(x) » et « g(x) » sont toujours inconnues.

Dans la partie suivante, notre objectif sera d'approcher cette loi de commande inconnue en utilisant les paramètres de la commande du correcteur PID, afin de synthétiser la loi d'adaptation des gains.

2.6 - Synthèse du correcteur PID adaptatif

Un contrôleur PID a les paramètres « K_p, K_i, K_d » sera utilisé pour approcher la loi de la commande idéale inconnue « u* » obtenue dans la partie précédente, l'adaptation du correcteur est basée sur les gains adaptables par un mécanisme d'adaptation, dans l'objectif de

minimiser le critère quadratique d'erreur de poursuite entre la commande idéale et la commande générée par le contrôleur PID.

La loi de la commande idéale obtenue dans (2.7) est approchée par une commande PID, en fonction l'erreur de sortie et les gains « K_p, K_i, K_d », comme suit :

$$u^* = u_{pid} = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) + K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (2.11)$$

Nous écrivons l'expression équivalente :

$$u = \Pi^T(e) \cdot \theta \quad (2.12)$$

$$\text{Où : } \Pi(e) = \left[e(t) \int e(t) \frac{de(t)}{dt} \right]^T \quad \text{et} \quad \theta = [K_p \ K_i \ K_d]^T \quad (2.13)$$

Nous supposons la commande idéale qui exprime les valeurs optimales et réglables « θ^* »

$$\text{pour le correcteur PID : } u^* = \Pi^T(e) \cdot \theta^* \quad (2.14)$$

Le résultat obtenu par les équations (2.8), (2.11) et (2.14) avec l'équation (2.6) montre la commande idéale qui assure la bonne variation de la surface de glissement, ce qui minimise l'erreur de commande :

$$\frac{ds}{dt} = -\alpha s - \beta \cdot \tanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) + g(x) \cdot (u^* - u) \quad (2.15)$$

Nous pouvons donc écrire :

$$\frac{ds}{dt} = -\alpha s - \beta \cdot \tanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) + g(x) \cdot \Pi^T(e) \cdot e_\theta \quad (2.16)$$

$$\text{Où : } e_\theta = \theta^* - \theta \quad e_u = u^* - u_{pid} = \Pi^T(e) \cdot e_\theta \quad (2.17)$$

À partir de l'équation (2.15), la commande idéale est toujours inconnue, mais l'erreur de commande est déterminée par :

$$g(x) \cdot e_u = \frac{ds}{dt} + \alpha \cdot s + \beta \cdot \tanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) \quad (2.18)$$

À partir des résultats précédents qui montrent que même si la commande idéale « u^* » est inconnue, mais la grandeur « $g(x)$ » est mesurable, afin de déterminer la variation temporelle des paramètres « θ », en utilisant l'approche de MIT, nous considérons la fonction de coût quadratique suivante :

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e_u^2 = \frac{1}{2} (u^* - u)^2 \quad (2.19)$$

La loi de variation de la variable « θ » est donnée par :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\eta \cdot g(x) \cdot \nabla J(\theta) \quad (2.20)$$

Sachant que :

$$\eta > 0$$

Avec :

$$\nabla J(\theta) = -\prod(e).e_u \quad (2.21)$$

Donc :

$$\frac{d\theta}{dt} = \eta \cdot \prod(e) \cdot g(x) \cdot e_u \quad (2.22)$$

Par conséquent, la loi d'adaptation des paramètres « θ », dans [12], est donnée par :

$$\frac{d\theta}{dt} = \eta \cdot \prod(e) \cdot \left(\frac{ds}{dt} + \alpha \cdot s + \beta \cdot \tanh(s/\varepsilon) \right) \quad (2.23)$$

Pour prouver la convergence d'erreur paramétrique « e_θ », en utilisant le théorème de Lyapunov, on définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(\theta) = \frac{1}{2} e_\theta^T \cdot e_\theta \quad (2.24)$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\frac{dV(\theta)}{dt} = e_\theta^T \cdot \frac{de_\theta}{dt} \quad (2.25)$$

Sachant que :

$$\frac{de_\theta}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} \quad (2.26)$$

Par conséquent:

$$\frac{dV(\theta)}{dt} = -\eta g(x) \cdot e_u^2 \quad (2.27)$$

Ce résultat implique que la grandeur « $g(x)$ » est considérée **positive**, afin de garantir la convergence d'erreur de poursuite.

2.7 - Analyse de la stabilité

Dans le but d'étudier la stabilité du système en boucle fermée tout en assurant la convergence d'erreur de poursuite, nous supposons la fonction candidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\eta} e_\theta^T \cdot e_\theta \quad (2.28)$$

Cette fonction a la dérivée temporelle suivante :

$$\dot{V} = s \cdot \dot{s} - \frac{1}{\eta} e_\theta^T \cdot \dot{e}_\theta \quad (2.29)$$

En utilisant les équations (2.15) (2.23) (2.29), on obtient :

$$\dot{V} = -\alpha s^2 - \beta s \tanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) + sg(x) e_u - e_\theta^T \prod(e) \left(\dot{s} + \alpha s + \beta \tanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) \right) \quad (2.30)$$

Par substitution (17) (18) dans (30), on obtient :

$$\dot{V} = -\alpha s^2 + sg(x)e_u - \beta s \tanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) - g(x)e_u^2 \quad (2.31)$$

On a la condition de convergence suivante :

$$\dot{V} \leq 0 \Rightarrow \alpha s^2 + \beta s \tanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) + g(x)e_u^2 \geq sg(x)e_u \quad (2.32)$$

$$s \tanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) \geq 0 \quad (2.33)$$

Sachant que :

Il suffit que la constante « β » soit positive, il reste donc la partie dominante, où la condition de convergence devient :

$$\dot{V} \leq 0 \Rightarrow \alpha s^2 + g(x)e_u^2 \geq sg(x)e_u \quad (2.34)$$

Nous supposons :

$$\alpha = g(x) \quad (2.35)$$

Sachant que :

$$g(x) > 0 \quad (2.36)$$

Il faut :

$$g(x)(s^2 + e_u^2) \geq sg(x)e_u \quad (2.37)$$

Sachant que:

$$(s^2 + e_u^2) \geq se_u \quad (2.38)$$

Donc, pour que :

$$\dot{V} \leq 0 \quad (2.39)$$

Il suffit que :

$$\alpha = \bar{g}(x) \quad \text{et} \quad \beta > 0 \quad (2.40)$$

Ce résultat montre donc que la valeur d'erreur paramétrique « e_0 » est bornée, et la convergence d'erreur filtrée « S » vers le zéro est garantie en utilisant les conditions des constantes choisies, par conséquent, la loi d'adaptation paramétrique obtenue peut faire l'erreur de poursuite « $e(t)$ » entre la sortie mesurée et la sortie désirée converge vers le zéro.

Conclusion

L'utilisation de la commande adaptative vise à maintenir et à améliorer la performance de la commande automatique, surtout dans le régime permanent, où les variations dynamiques sont possibles dans les systèmes réels, à cause d'influences extérieurs inévitables, ou à cause d'autres paramètres variables ou inconnus.

La stratégie d'adaptation des gains du correcteur PID adaptatif étudié dans ce chapitre est fondée sur une loi d'adaptation provenant d'une commande idéale, celle qui est générée d'une commande de linéarisation par contre réaction et la commande par mode glissant qui permet de linéariser le comportement du système non linéaire, la loi d'adaptation paramétrique des gains est extraite en utilisant l'approche de MIT, alors que la stabilité de la boucle du système avec la commande PID adaptative est prouvée à l'aide du théorème de stabilité de Lyapunov, la stabilité de la boucle de régulation est garantie si le gain de commande du système est positif.

CHAPITRE 3 : Application de la commande PID adaptative

3.1 - Le principe du travail

Dans ce chapitre, notre objectif est d'examiner l'efficacité et la performance de la commande PID adaptative, sur les réponses de systèmes réels, à l'aide de simulation sur le logiciel Matlab, en utilisant deux exemples de systèmes non linéaires différents, dans la première partie de l'analyse, nous allons démontrer les caractéristiques de la commande PID adaptative face à la commande PID classique, pour montrer les avantages de chaque commande par rapport à l'autre, dans la deuxième partie de l'analyse, nous n'allons démontrer que les caractéristiques de la commande PID adaptative avec un système à dynamique complexe, afin de tirer les conséquences finales de ce type de commande.

3.2 - Système du pendule inversé

Nous considérons le problème de commande de poursuite pour un système non linéaire « SISO » affine en commande de classe du système (2.3).

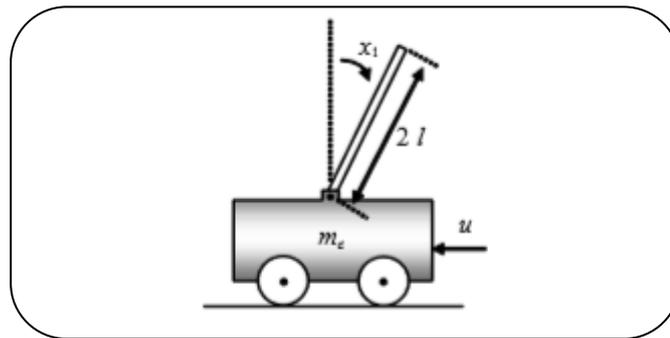


Figure (3.1). système du pendule inversé utilisé en simulation [12]

Le modèle dynamique du pendule inversé est donné par [12] :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f(x) + u.g(x) + d \\ y &= x_1\end{aligned}\quad (3.1)$$

Sachant que :

$$f(x) = \frac{g \cdot \sin(x_1) - m_b \cdot m_p \cdot l \cdot x_2^2 \cdot \cos(x_1) \cdot \sin(x_1)}{l(4/3 - m_b \cdot m_p \cdot \cos^2(x_1))} \quad (3.2)$$

$$g(x) = \frac{m_b \cdot \cos(x_1)}{l(4/3 - m_b \cdot m_p \cdot \cos^2(x_1))} \quad (3.3)$$

Avec : « x_1 » est la position angulaire du pendule en Radians (rad), et « x_2 » est sa vitesse angulaire en Radians par second (rad/s), « u » est la commande en Newton (N), les valeurs suivantes sont utilisées : $g = 9.8\text{m/s}^2$, $m_c = 1\text{kg}$, $m_p = 0.1\text{kg}$, $l = 0.5\text{m}$, $m_b = 1/(m_p + m_c)$,

d : est une perturbation externe donnée par : $d = (0.5).\sin(2t).e^{-0.1t}$ rad/s², la sortie désirée donnée par : $x_d = (0.5).\sin(t)$ rad .

Lors de l'application de la loi d'adaptation, les paramètres suivants sont utilisés :

$$\lambda = 5; \alpha = 3; \beta = 5; \varepsilon = 0.01; \eta = 20;$$

Avec les conditions initiales du pendule : $x_1(0) = 0.2$ rad, $x_2(0) = 0$ rad/s, les valeurs initiales des gains du PID adaptatif sont nulles, avec « x_1 » est la sortie du système, « x_d » est le signal de référence.

Les résultats de simulation sont en trois parties, dans la première partie, les résultats de simulation obtenus en appliquant la commande PID classique sur le système, ensuite, les résultats obtenus en appliquant la PID adaptatif, enfin, les testes de robustesse de la commande PID adaptative sont présentés.

3.2.1 – Les résultats par PID classique:

Afin de découvrir les caractéristiques qui distinguent le correcteur PID classique du PID adaptatif, nous avons choisi de bonnes valeurs des gains obtenues par l'algorithme d'adaptation du PID adaptatif, pour les appliquer au **correcteur PID classique** avec le système du pendule inversé, en utilisant les données précédemment fournies, la loi de commande PID classique utilisée est de la forme de l'équation (2.11), les valeurs suivantes sont utilisées : « $K_p=110$ », « $K_i= 15$ ou -15 », « $K_d=120$ », et les résultats sont les suivants :

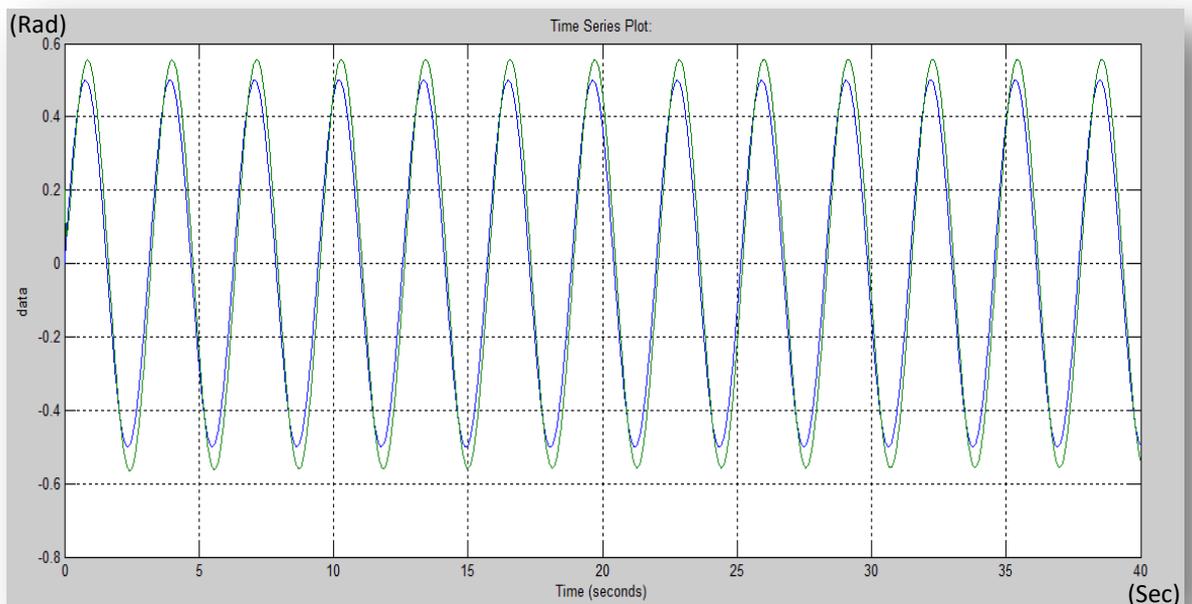


Figure (3.2). Réponse du système pendule inversé par la commande PID classique

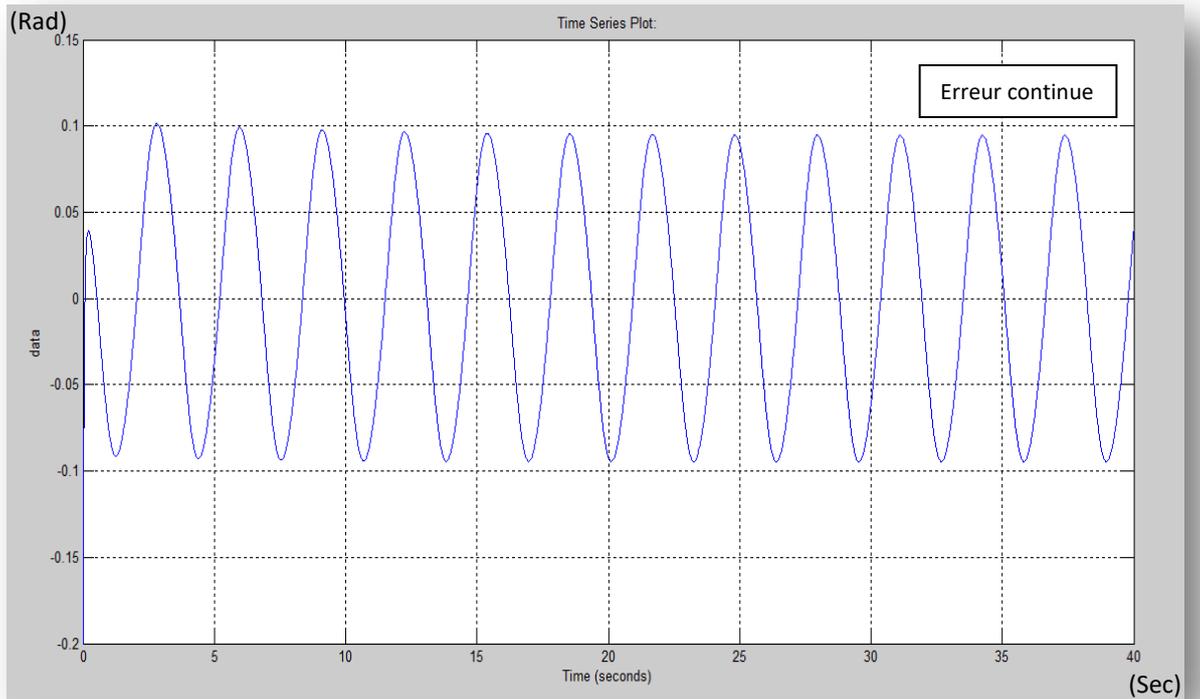


Figure (3.3). Erreur de poursuite de réponse par la commande PID classique

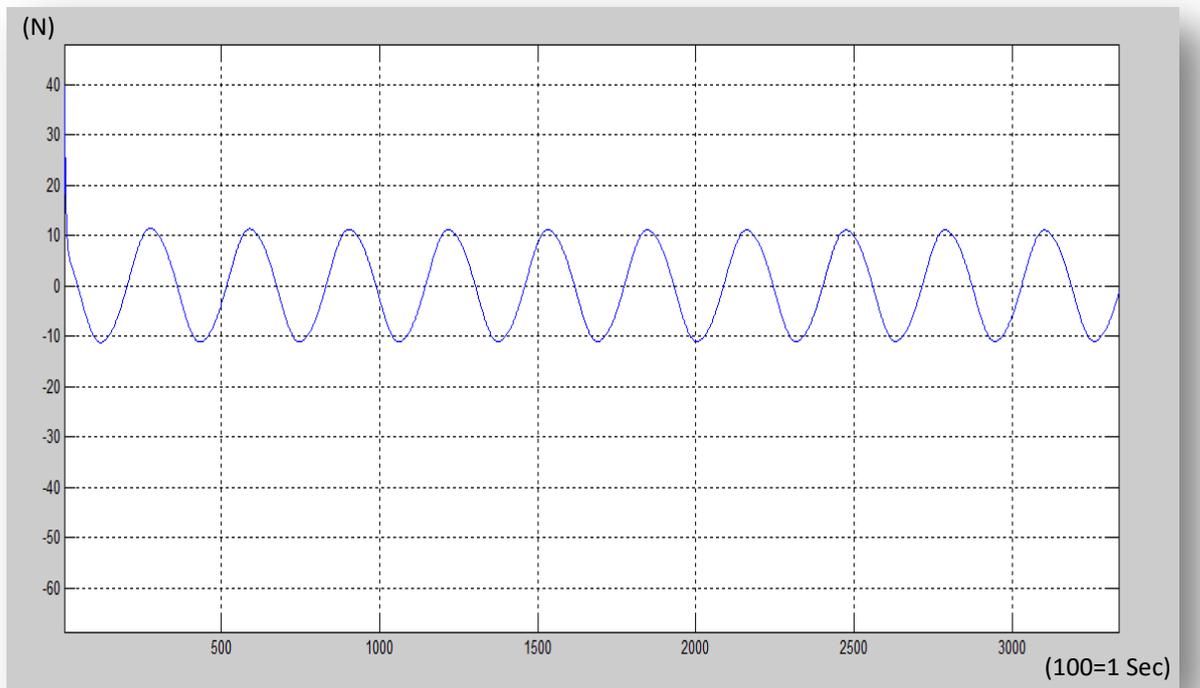


Figure (3.4). Variation de la commande PID classique

3.2.1.1 - Analyse des résultats :

La réponse du système par le PID classique a montré deux phases de réponse, la première est la phase transitoire, cette phase a coïncidé avec la durée du temps [0s ; 1.1s], la variation d'erreur de poursuite a été limitée entre [-0.1 ; +0.05], cette variation a correspondu à un pourcentage d'erreur compris entre [-20% ; +10%], la variation de commande a été estimée à [40 N ; -11 N], pendant l'intervalle de temps [0s ; 1.1s].

La deuxième phase exprime le régime permanent de réponse, comme illustrée dans la figure (3.3), à partir de l'instant « 1.1s », la dynamique d'erreur a pris un changement borné et fixe dans l'intervalle d'erreur [-0.1 ; +0.1], avec une variation de commande estimée à [11 N ; -11 N], ce changement a correspondu à un pourcentage d'erreur compris entre [-20% ; +20%] de l'amplitude du signal de référence qui vaut la valeur « 0.5 ».

3.2.1.2 - Interprétation des résultats :

La durée de la phase transitoire exprime le temps nécessaire à la réponse du système pour prendre le comportement permanent par la commande appliquée, à partir de l'état initial à l'instant « t = 0s ».

La commande à l'instant « t = 0s » qui correspond à « 40 N » exprime la valeur initiale d'erreur multipliée par le gain « Kp », ce résultat reflète l'effet du gain « Kp » sur la variation de la commande dans cette phase, et sur la rapidité initiale de la réponse, par conséquent, la durée du régime transitoire.

La courte durée de la phase transitoire est due aux valeurs des gains initialement bien ajustées, ces gains ont généré une commande qui a une performance suffisante, de sorte que la réponse du système a la rapidité appropriée pour atteindre le régime permanent en peu de temps.

La performance de la commande PID classique sur la réponse du système apparait sous deux termes, « la rapidité » et la « précision » de la réponse, les deux caractéristiques de performance déterminent la réduction la plus forte d'erreur, et le temps nécessaire pour aboutir à la meilleure performance possible.

Le résultat illustré par la figure (3.3) montre l'état permanent de la réponse à partir du moment « t = 1.1s », la dynamique permanente d'erreur exprime la minimisation maximale de l'erreur par la commande PID classique à gains ajustés, cette dynamique contient des traits des caractéristiques de la réponse, le niveau de performance de la commande PID classique sur la réponse pendant les deux régimes est du aux valeurs des gains choisies, la valeur du

gain « K_p » d'action de proportionnalité qui permet au correcteur d'avoir la rapidité suffisante pour atteindre la variation du signal de référence, la valeur du gain « K_i » d'action d'intégralité qui permet au correcteur de spécifier la trajectoire exacte dans le cas d'atteindre le signal de référence, l'influence des deux actions sur la dynamique de la commande PID classique interprète la réduction définie d'erreur de poursuite dans la réponse au cours du régime permanent.

la dynamique bornée et fixe d'erreur reflète les traits de la dynamique invariable de la commande PID classique lors de poursuivre le signal de référence, d'autre part, l'influence de la commande sur la dynamique interne du système, l'aptitude de la commande PID à commander la dynamique du système dépend de la compatibilité entre la dynamique de la commande PID et la dynamique des variables de sortie, le niveau de concordance implique l'ajustement précis des gains, en fait, le réglage précis des gains PID exige que la dynamique du système soit bien connue, ceci n'est pas possible si la dynamique des variables internes du système est variable, ou bien si le comportement d'ensemble du système est strictement non linéaire.

3.2.2 - Les résultats par PID adaptatif

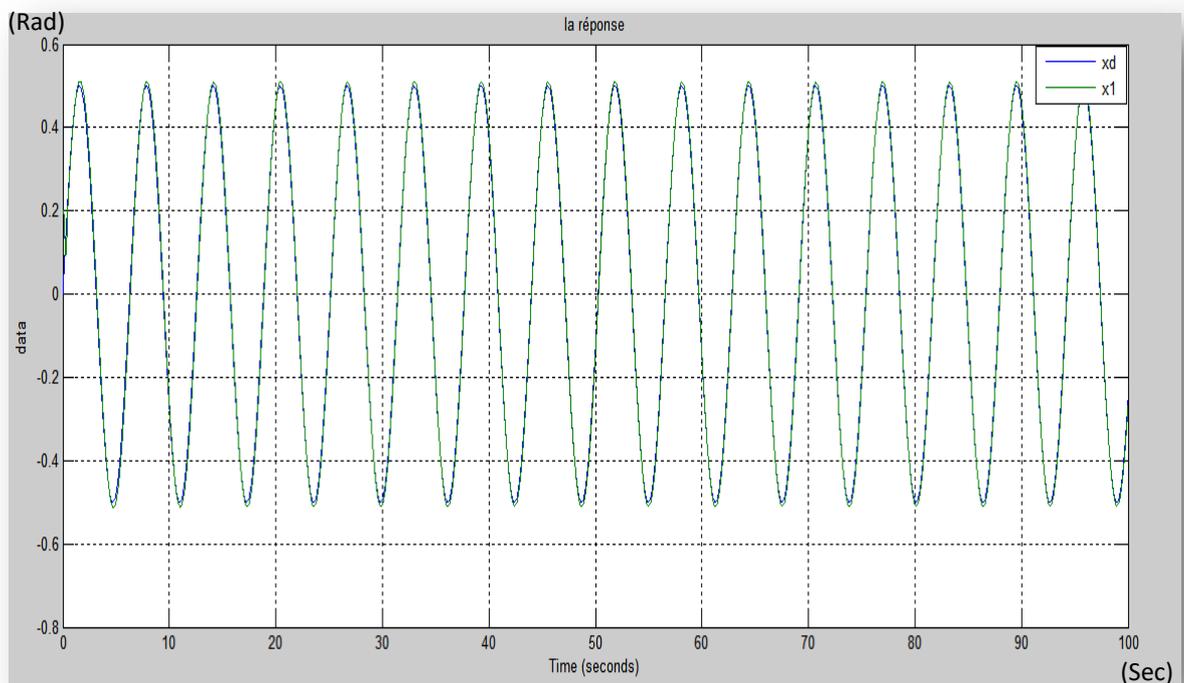


Figure (3.5). Réponse de système du pendule inversé par la commande PID adaptative

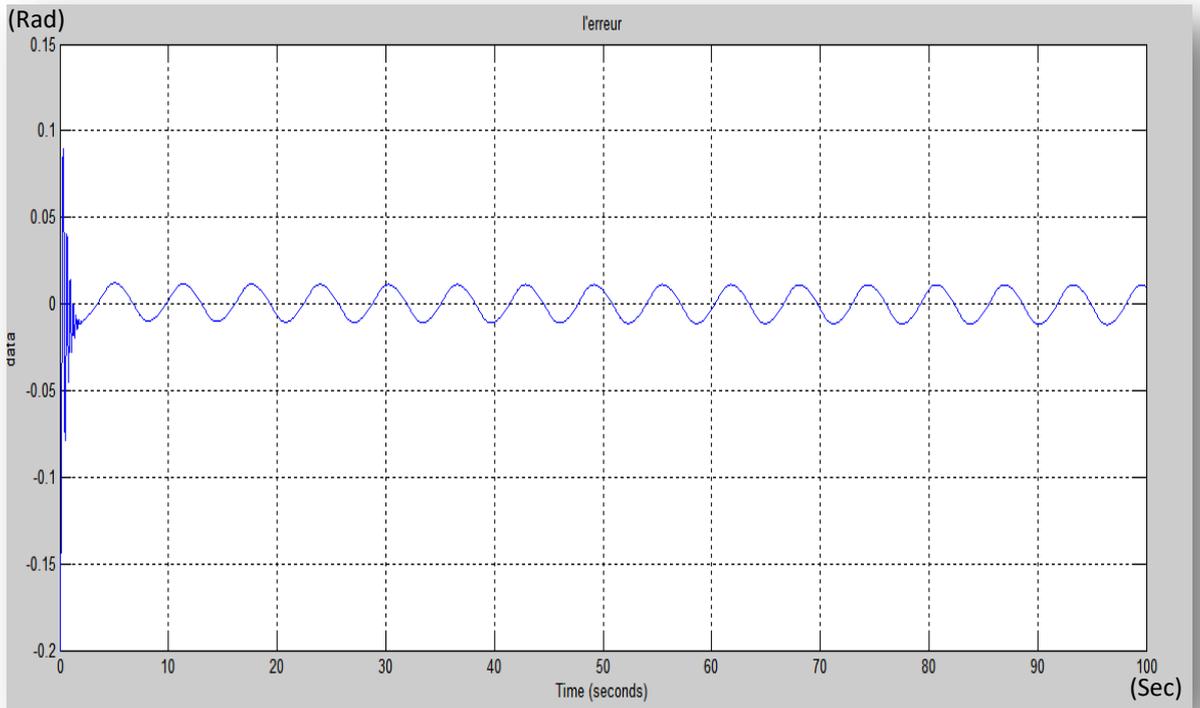


Figure (3.6). Erreur de poursuite de la réponse

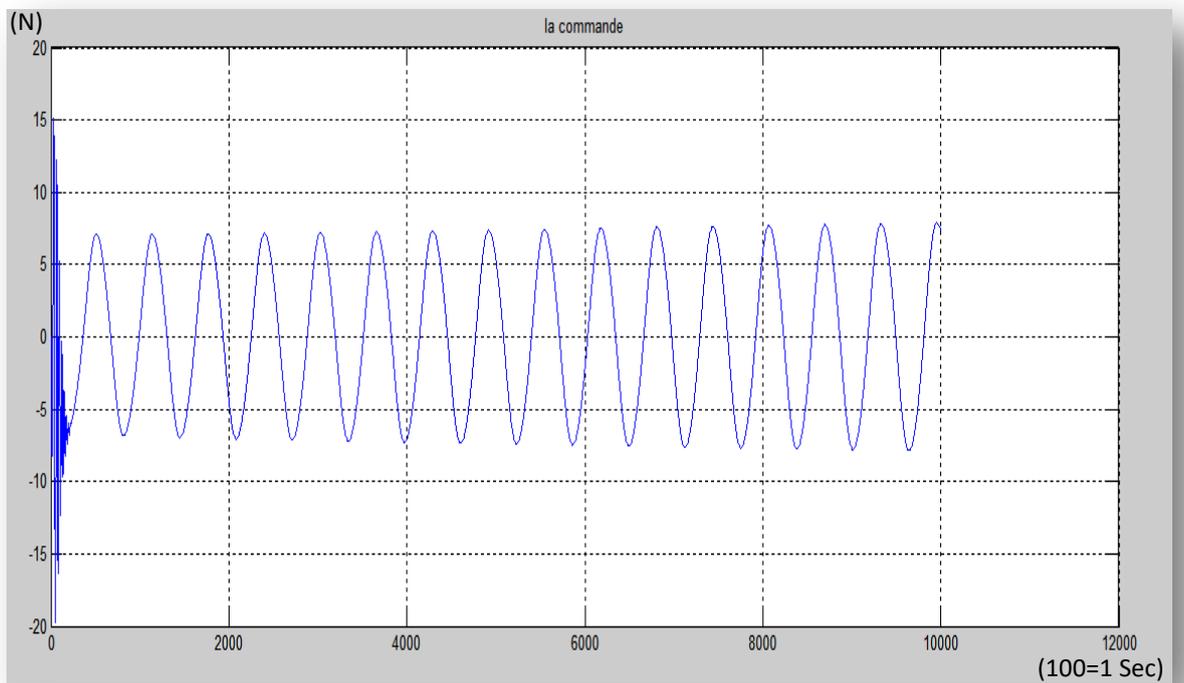


Figure (3.7). Variation de commande

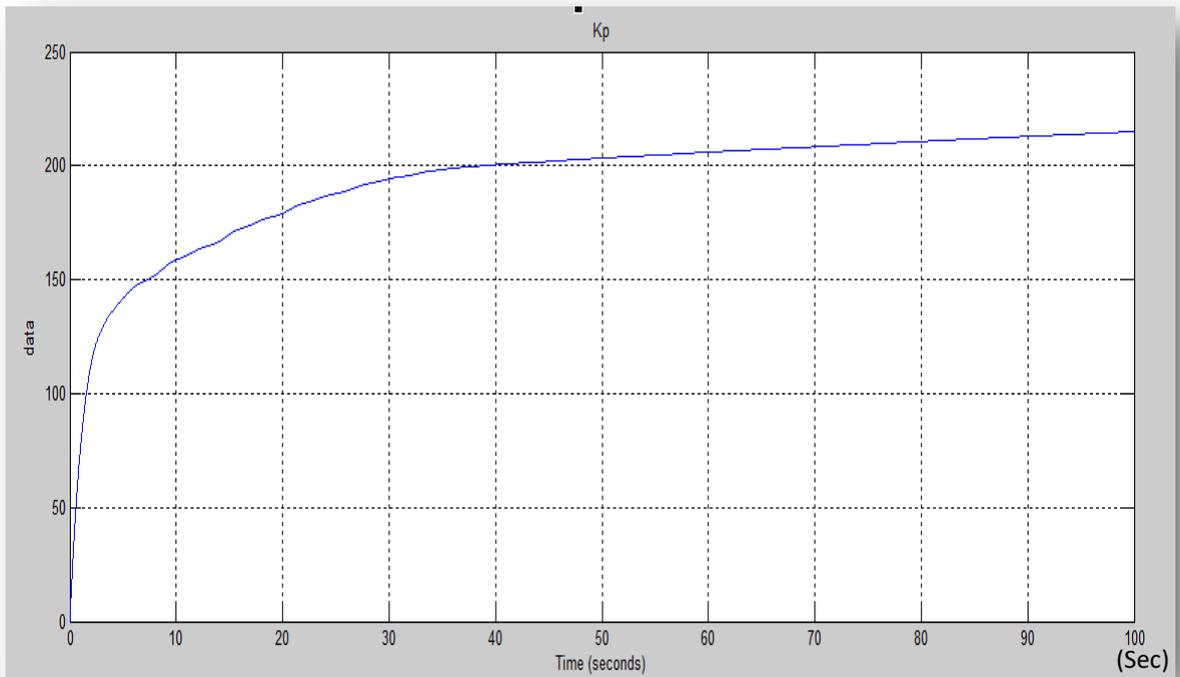


Figure (3.8). Variation du gain K_p

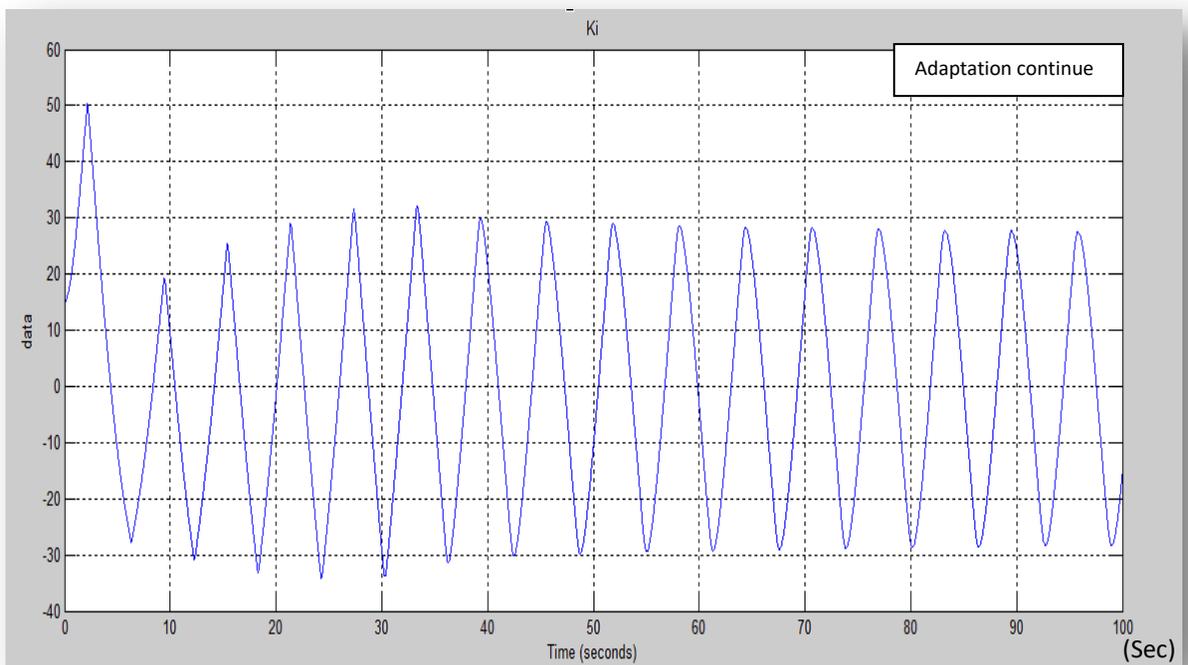


Figure (3.9). Variation du gain K_i

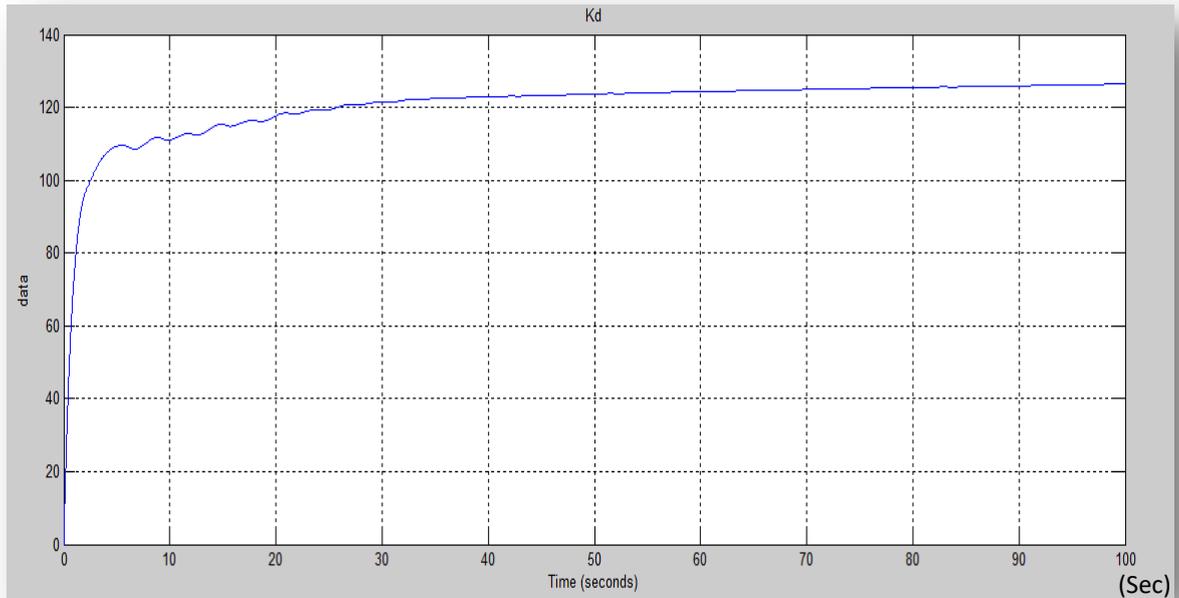


Figure (3.10). Variation du gain K_d

3.2.2.1- Analyse des résultats

La commande PID adaptative a démontré sa bonne performance sur le système du pendule inversé par la simulation, au cours du régime transitoire, nous avons remarqué que la trajectoire de réponse était proche de la trajectoire de référence, l'erreur de poursuite absolue diminuait, sa valeur ne dépassait pas l'intervalle d'erreur $[-10\% ; +10\%]$, sauf pour l'instant « $t = 0s$ », où l'erreur était estimée à « 20% », la durée de ce régime était très courte, estimée à « $1s$ », cette durée a coïncidé avec une augmentation rapide de la valeur de tous les gains.

Le régime permanent de la réponse dans lequel la dynamique permanente de la commande a garanti une performance presque optimale, où l'erreur de poursuite absolue ne dépassait pas « 3% » à partir de l'instant « $t = 10s$ », le changement non linéaire du gain « K_i » était continu sous forme d'un signal triangulaire, la pente du changement des gains « K_p » et « K_d » est devenue presque nulle à l'instant « $t = 97s$ », où la valeur finale du gain « K_p » correspondait à « 213.3 », et la valeur finale du gain « K_d » correspondait à « 128.3 ».

3.2.2.2 - Interprétation des résultats:

La valeur d'erreur à l'instant « $t = 0s$ » est due à la différence initiale entre le signal de référence et la valeur initiale de la sortie mesurée, alors que la trajectoire initiale de la réponse au cours d'intervalle de temps $[0s ; 1s]$ exprime l'effet des valeurs initiales des gains, ce qui

ont permis de réduire le temps nécessaire pour ajuster les gains des valeurs initiales aux valeurs ajustées finales, les valeurs initiales et la procédure d'adaptation continue des gains ont garanti une commande de performance suffisante, de sorte que la valeur absolue d'erreur ne dépassait pas « 10% » au cours du régime transitoire, ce résultat reflète l'influence de la première amélioration appliquée sur la commande PID adaptative, dans l'objectif de réduire l'erreur de poursuite dans le régime transitoire avec réduire le temps nécessaire pour ajuster les gains, la procédure d'adaptation a été composée de deux étapes, la première étape consiste à déterminer les valeurs initiales appropriées des gains pour le PID adaptatif, par un teste de réponse du système par la commande PID adaptative, la valeur qui correspond à la stabilité des gains « K_p » et « K_d » est choisie, et la valeur maximale ou minimale du gain « K_i » au cours du régime permanent est choisie, la deuxième étape, dans laquelle la commande PID adaptative à gains ajustés est appliquée sur le système.

La variation non linéaire continue du gain « K_i » exprime l'adaptation effectuée sur ce gain par la loi d'adaptation, cette variation n'exprime pas une valeur spécifique, mais la diminution continue d'erreur indique que cette variation est un ajustement approprié pour ce gain, afin d'obtenir la meilleure performance de commande possible par cette loi d'adaptation sur ce système.

L'adaptation continue des gains reflète le principe du fonctionnement de la loi de commande idéale utilisée dans l'algorithme d'adaptation paramétrique, cette commande idéale et inconnue a une performance optimale sur la réponse, le critère de cette performance est la valeur nulle d'erreur, d'autre point, il existe une autre structure pour cette commande idéale basée sur les paramètres « K_p , K_i , K_d », cette structure assure la même performance par des valeurs spécifiques pour ces paramètres, le résultat inverse, le principe d'adaptation paramétrique stipule que la valeur nulle d'erreur correspond aux valeurs idéales des paramètres « K_p , K_i , K_d » pour la commande PID, de sorte que le critère est vérifié.

Le régime permanent de réponse commence à partir de l'instant « $t = 1s$ », où les gains « K_p » et « K_d » prennent leurs valeurs finales et stables, coïncidant avec la minimisation optimale d'erreur, ce résultat a prouvé l'impact de la deuxième amélioration de commande PID adaptative, dans l'objectif d'augmenter la stabilité des gains « K_p » et « K_d » pendant le régime permanent, et ce en éliminant la pente de l'augmentation continue des gains, cette amélioration est basée sur l'ajout d'un filtre de type passe bas de premier ordre aux gains « K_p » et « K_d », ce filtre permet de spécifier leurs valeurs finales qui correspondent à la dynamique du système pendant le régime permanent, bien que la procédure d'adaptation ait été effectuée en continu sur le gain d'intégralité « K_i », remarquez la figure (3.9) durant le

régime permanent, cette variation n'exprime pas une valeur spécifique, l'ajout d'un filtre à ce gain amène une dynamique différente au gain « K_i » par l'algorithme d'adaptation, le résultat dans ce cas là, soit la sortie du système ne suit pas le signal du référence, soit le système diverge.

Graphiquement, le rôle de ce filtre comme une action d'intégrale est d'annuler la pente du changement continu des gains « K_p » et « K_d » dans le régime permanent, celle permet de montrer leurs valeurs finales, mais la variation non linéaire du gain « K_i » exprime la procédure d'adaptation continue sur ce gain, ceci rend le PID adaptatif a une sorte de performance continuellement améliorée.

Analytiquement, le rôle du filtre de type passe-bas est d'annuler les signaux haute fréquence provenant des dérivées d'erreur lors la procédure d'adaptation, la sensibilité excessive d'algorithme d'adaptation au changement d'erreur près du zéro maintient la procédure d'ajustement des gains continue dans le régime permanent, nous considérons que ce filtre élimine pratiquement la perturbation d'erreur sur les gains ajustés « sachant que la dynamique d'erreur est impliquée dans les calculs des gains », l'erreur est donc considérée théoriquement nulle lorsque sa valeur tend vers le zéro, ce résultat permet de stabiliser les valeurs finales des gains.

3.2.3 - Comparaison entre les résultats du PID adaptatif et du PID classique

1-Le régime transitoire :

La commande PID classique : la réponse s'approche de la trajectoire de référence à partir d'une trajectoire un peu lointaine, le pourcentage d'erreur de poursuite est comprise entre $[-20\% ; +10\%]$, la durée de ce régime est d'environ « $t = 1.1s$ ».

La commande PID adaptatif : la réponse s'approche de la trajectoire de référence à partir d'une trajectoire proche, l'erreur de poursuite est comprise entre $[-10\% ; +10\%]$, coïncidant avec une augmentation rapide de tous les gains, la durée de ce régime est d'environ « $t = 1s$ ».

2- Le régime permanent :

La commande PID classique : la réponse se stabilise avec une dynamique d'erreur continue, la valeur d'erreur dans ce régime est comprise entre $[-20\% ; +20\%]$.

La commande PID adaptatif : la réponse est presque identique à la trajectoire de référence, avec une valeur d'erreur absolue atteint à « 3% » à l'instant « $t = 10s$ », alors que l'augmentation des gains « K_p » et « K_d », s'arrête à l'instant « $t = 97s$ » correspondant à leurs valeurs finales.

3.2.4-Interprétation de différence entre les deux correcteurs

- 1- Les trajectoires initiales de la réponse par la commande PID classique et par la commande PID adaptative étaient un peu similaires, c'est due aux valeurs initiales des gains, les mêmes valeurs initiales ont été utilisées pour les deux correcteurs.
- 2- La durée de la phase transitoire de réponse par la commande PID adaptative était inférieure à la phase transitoire par la commande PID classique, c'est due à la procédure d'adaptation des gains du PID adaptatif, cette procédure permet d'augmenter la rapidité et la précision de réponse grâce à la réadaptation précise et continu des gains, par conséquent, une réduction rapide d'erreur.
- 3- La dynamique continue d'erreur par le PID classique entre [-20% ; +20%] exprime l'aptitude maximale de réduction d'erreur par la commande PID classique avec les gains déterminés, alors que la minimisation continue d'erreur par la commande PID adaptative pendant le régime permanent montre l'avantage de procédure d'adaptation des gains, celle ci assure une amélioration continue de performance de commande.

3.2.5 - Les conséquences

- 1- La procédure d'adaptation de la commande PID adaptative permet d'augmenter la rapidité initiale de réponse et de réduire rapidement l'erreur initiale, par conséquent, réduire la durée du régime transitoire.
- 2- La dynamique de la commande PID classique n'est soumise qu'à la dynamique d'erreur, mais la dynamique de la commande PID adaptative est soumise à la dynamique d'erreur et à la dynamique des gains.
- 3- La procédure d'adaptation paramétrique des gains garantit deux types d'adaptation qui rendent la commande PID adaptative plus efficace :
 - L'ajustement du gain à la valeur idéale, comme avec les gains « Kp » et « Kd ».
 - L'ajustement du gain à la dynamique idéale, comme avec le gain « Ki ».
- 4- L'ajout d'un filtre passe-bas aux gains « Kp » et « Kd », de la commande PID adaptative permet d'augmenter leur stabilité, par conséquent, réduire le temps nécessaire pour ajuster ces gains.
- 5- La commande PID adaptative a la meilleure performance de commande par rapport à la commande PID classique, en termes de la trajectoire initiale, et de la meilleure dynamique des gains, et la durée la plus courte du régime transitoire, et la valeur d'erreur la plus faible dans le régime permanent

3.2.6 - Teste de robustesse

Le teste de robustesse effectué permet d'étudier le comportement du correcteur PID adaptatif avec le système du pendule inversé en cas de changement soudain dans l'amplitude ou la fréquence du signal de référence, ce changement est considéré comme une variation dans la dynamique du système, le teste de robustesse étudie l'aptitude du correcteur PID adaptatif à commander le système pendant une phase critique d'un changement soudain, ce teste étudie la capacité du correcteur à assurer la convergence du système, et sa capacité à ramener rapidement la réponse à la trajectoire référence avec garantir la convergence des gains, ce teste montre si la commande PID adaptative a la flexibilité de changer sa dynamique, et s'elle a la robusticité suffisante pour garantir la stabilité du système tout en maintenant la bonne performance de réponse.

Dans ce teste, le signal de référence utilisé est « $0.5*\sin(2t)$ (rad) » pour les deux testes, le premier teste est un changement dans l'amplitude de ce signal en y ajoutant la valeur « $+0.9$ (rad) », la nouvelle trajectoire de référence devient donc « $0.5*\sin(2t) + 0.9$ (rad) » à partir du moment « $t = 5s$ », le deuxième teste est un changement dans la fréquence du signal de référence, à partir de l'instant « $t = 10s$ » la fréquence va se multiplier par « 3 », de sorte que le nouveau signal de référence devienne « $0.5*\sin(6t)$ (rad) ».

3.2.6.1 - Teste 1 : changement soudain dans la trajectoire

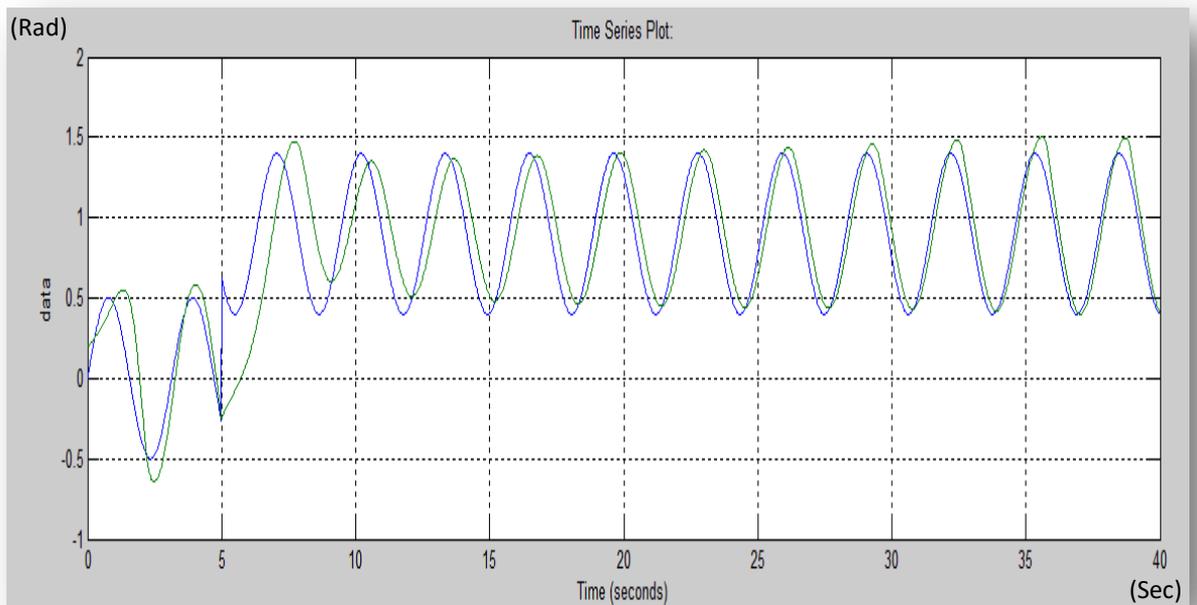


Figure (3.11). Variation du signal de réponse par la commande PID adaptative

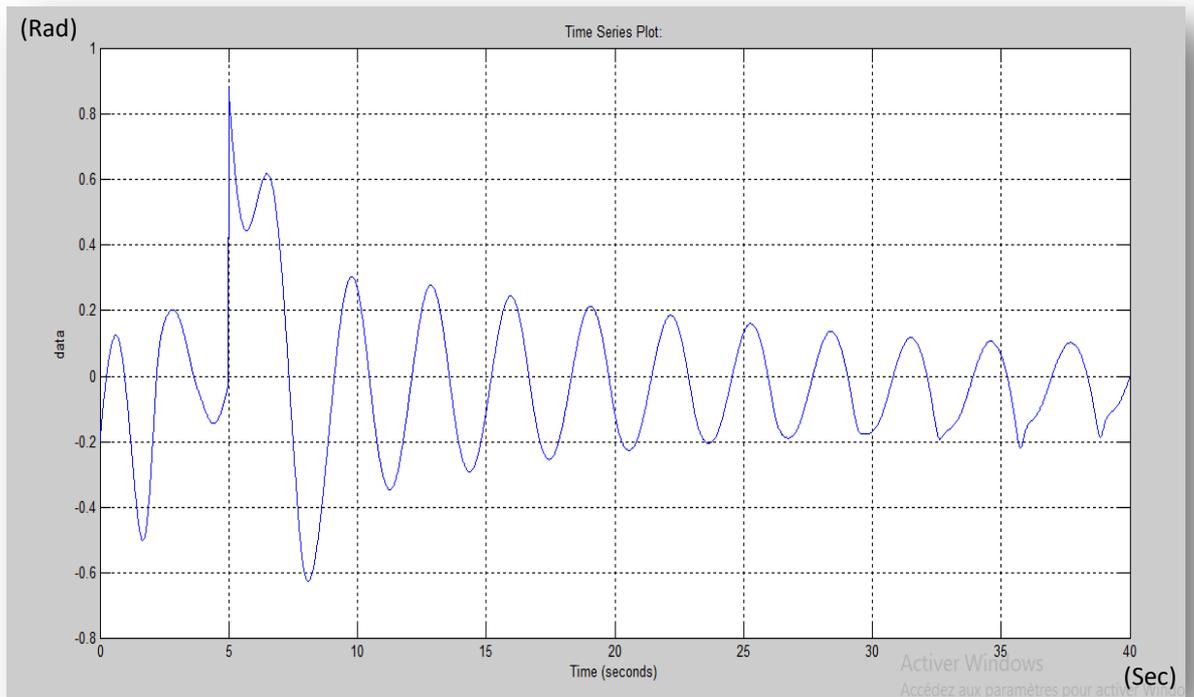


Figure (3.12). Variation du signal d'erreur

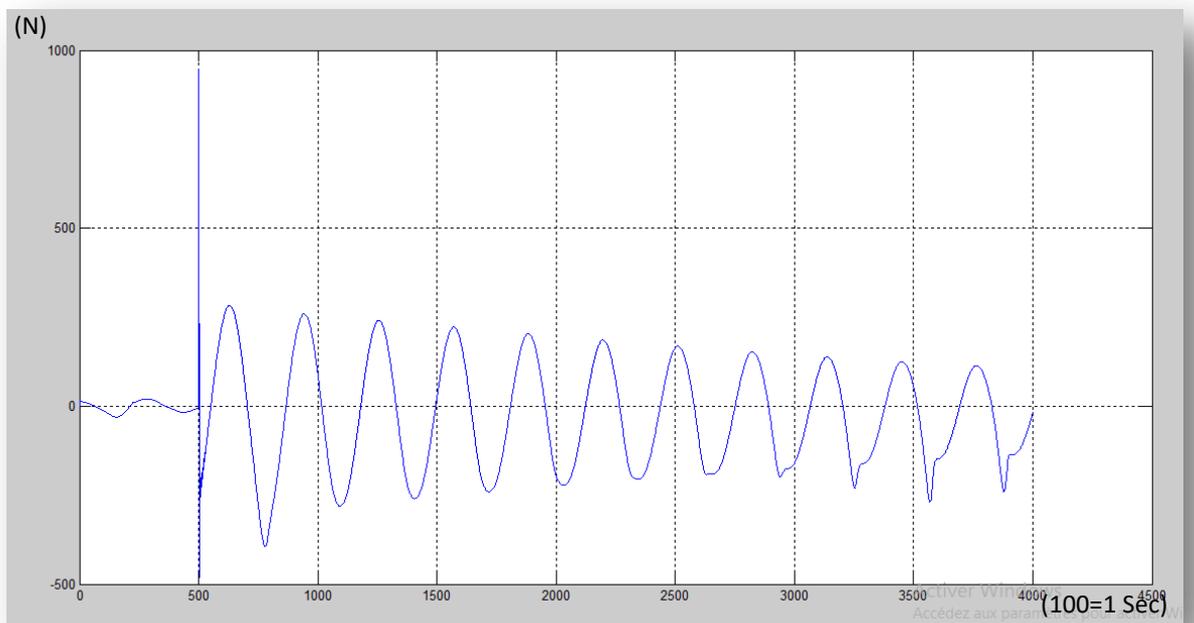


Figure (3.13). Variation du signal de commande

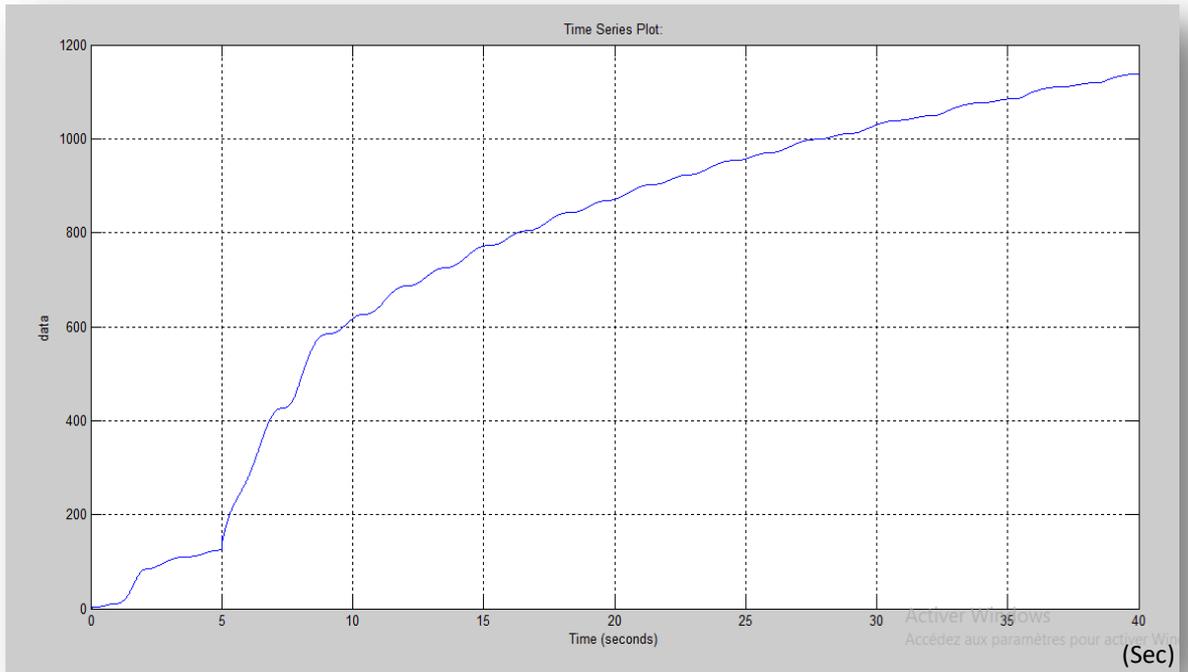


Figure (3.14). Variation du gain K_p

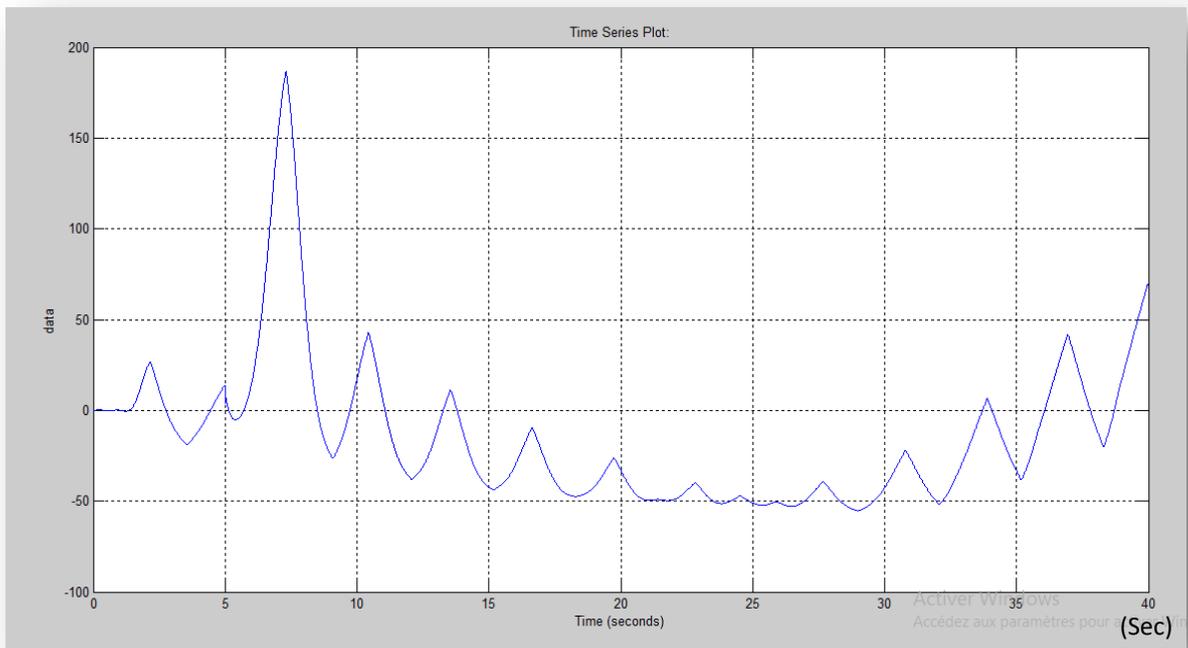


Figure (3.15). Variation du gain K_i

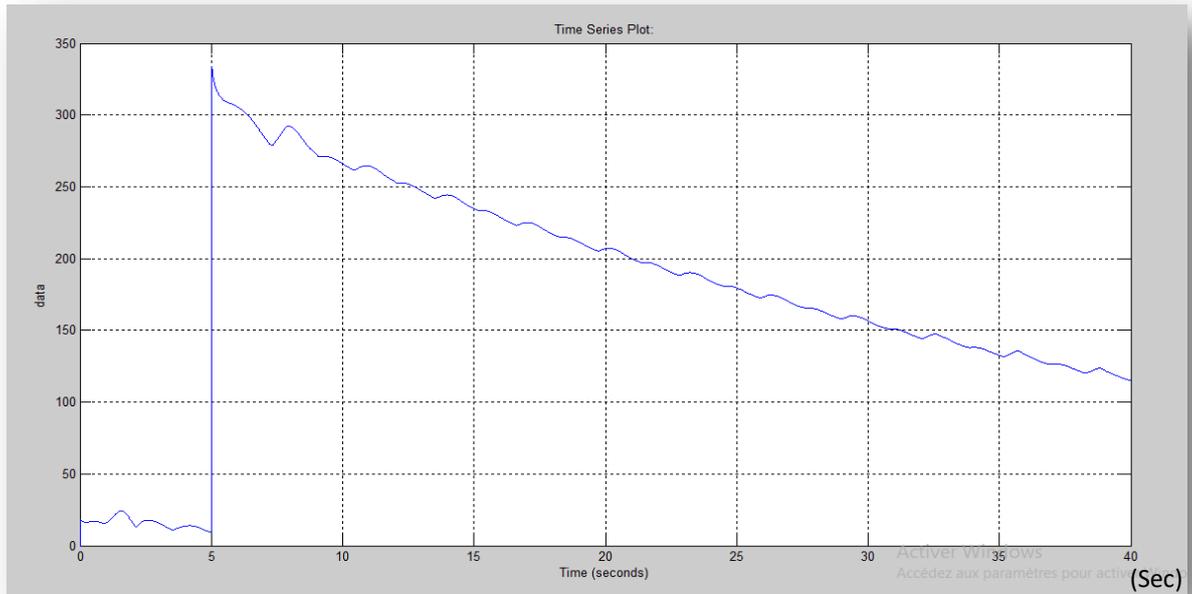


Figure (3.16). Variation du gain Kd

3.2.6.1.1 - Analyse des résultats

Les résultats du teste étaient composés de trois phases, la première phase coïncide avec la durée du temps comprise entre $[0s ; 5s]$, cette phase représente la variation initiale normalisée de la réponse par la commande PID adaptative.

la deuxième phase commence à partir de l'instant « $t = 5s$ », où le changement soudain de la trajectoire de référence a entraîné un retard de la réponse par rapport à la trajectoire de référence, au même moment, l'erreur était estimée à « 180% », cette valeur a coïncidé avec une augmentation excessive du signal de commande, la variation instantanée de commande est passée de « -500 N » à « 1000 N », avec une augmentation de la pente de variation du gain « K_p », et un changement dynamique du gain « K_i », et une augmentation excessive de valeur du gain « K_d » de la valeur « 7.7 » à la valeur « 334.6 », tout à l'instant « $t = 5s$ ».

La troisième phase commence après l'instant « $t = 5s$ », où la réponse s'approche de la trajectoire de référence avec une diminution continue d'erreur de poursuite absolue qui atteint « 40% » au moment « $t = 10s$ ». La variation bornée et décroissante du signal de commande est synchronisé avec la diminution d'augmentation du gain « K_p », et une diminution continue du gain « K_d », et une diminution du changement de gain « K_i » avec une variation continu de sa dynamique.

3.2.6.1.2 - Interprétation des résultats

Le résultat obtenu dans la deuxième phase a montré l'augmentation d'erreur de poursuite à « 180% », cette erreur exprime le changement apporté à la trajectoire de référence en ajoutant la valeur « +0.9 rad » à l'instant « $t = 5s$ », alors que l'augmentation excessive de la commande au même moment est généralement la réaction dure de la commande PID contre le changement soudain d'erreur, afin de maintenir la convergence de la réponse, l'autre aspect, cette réaction reflète l'effet de la variation dynamique des gains du correcteur PID adaptatif, cette variation dynamique concrétise les procédures de réadaptation des gains pour minimiser l'augmentation d'erreur et garantir la stabilité du système, la procédure de réadaptation fait les gains soumis à une variation dynamique convenable qui accorde la commande PID la variation appropriée pour éliminer la nouvelle dynamique d'erreur.

L'augmentation excessive du gain « K_d » à l'instant « $t = 5s$ » est le résultat de la dérivée d'erreur à cet instant, lorsque le temps de variation d'erreur tend vers le zéro, l'autre aspect, cette augmentation est l'influence de la dérivée d'erreur sur le gain « K_d », d'après la loi d'adaptation obtenue par (2.23), avec (2.13), la valeur du gain adaptable « K_d » est proportionnelle à la dérivée d'erreur dans la loi d'adaptation du correcteur PID adaptatif, la grande valeur de ce gain exprime la sensibilité excessive de la commande PID adaptative à la variation d'erreur, cette sensibilité apparaît dans le changement rapide de réponse en cas de légère variation du signal de référence, l'action de dérivation permet au correcteur PID de prévoir le changement d'erreur à l'avenir, c.à.d. l'aptitude du correcteur PID adaptatif à anticiper la variation du signal de référence dans la future augmente chaque fois que la valeur du gain « K_d » est grande, la variation rapide du signal de référence implique donc un gain « K_d » grand, afin que l'anticipation de changement d'erreur soit rapide, pendant que l'augmentation du gain « K_p » exprime l'accélération nécessaire par la commande pour atteindre rapidement le signal de référence correspondant au changement attendu, la variation du gain « K_i » exprime la chaîne des valeurs nécessaires à chaque instant pour spécifier précisément la nouvelle trajectoire de référence, en plus, la procédure d'adaptation est soumise à d'autres considérations relatives à l'états précédents et à l'états actuel d'erreur, ces états peuvent changer le signe du gain « K_i » par la loi d'adaptation.

Au moment où la réponse s'approche de la trajectoire de référence, provoquant une diminution continue d'erreur, la variation d'erreur fait le gain « K_i » prend une nouvelle dynamique correspond à la dynamique d'erreur décroissante, tandis que la convergence des gains « K_p » et « K_d » vers les valeurs finales qui maintiennent la performance de commande avec la nouvelle sortie désirée, ce résultat montre la procédure de réadaptation continue des

gains sous différentes formes, celles-ci se reflètent dans les différents comportements des gains, la réadaptation paramétrique continue assure que la nouvelle dynamique d'erreur est toujours annulée, par conséquent, elle assure la commande appropriée de la nouvelle dynamique du système avec garantir la convergence et la bonne performance de réponse. Ces résultats nous confirment l'aptitude de la commande PID adaptative à posséder une sorte de dynamique variable qui harmonise le changement dynamique du système.

3.2.6.2 - Teste 2 : Changement soudain dans la fréquence

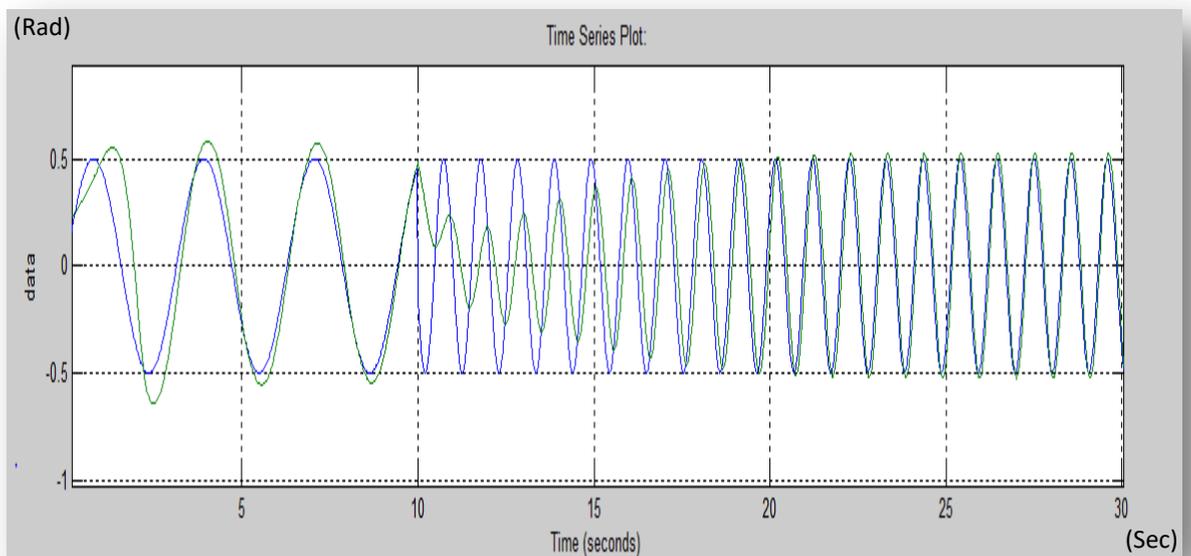


Figure (3.17). Variation du signal de réponse

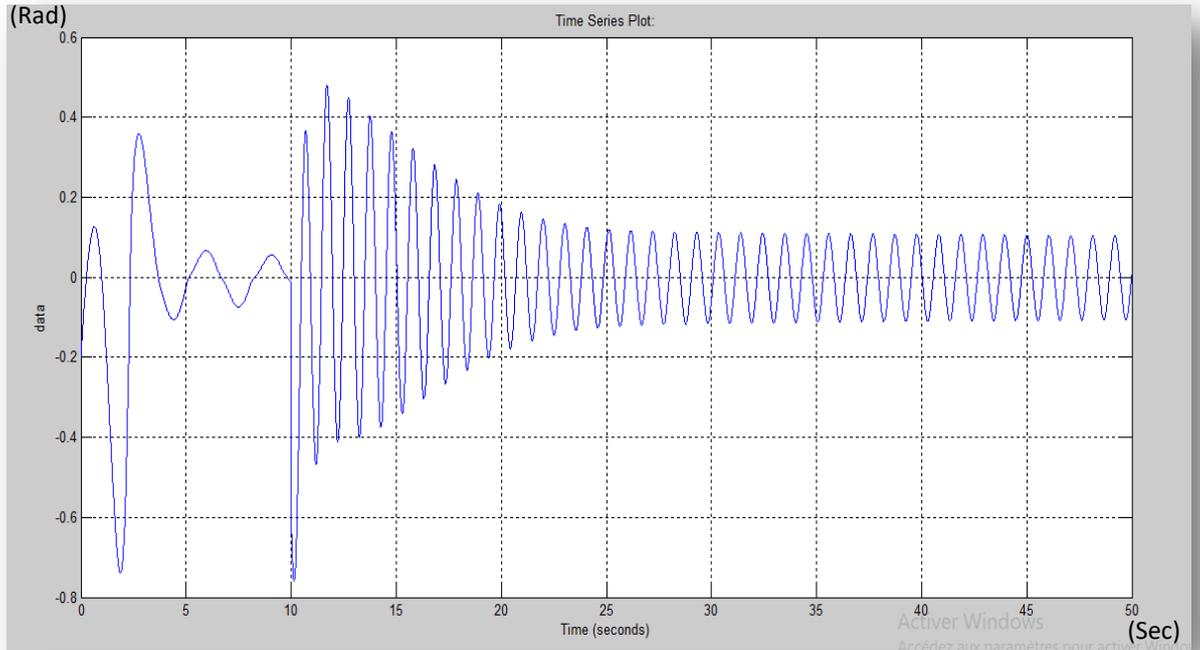


Figure (3.18). Variation du signal d'erreur

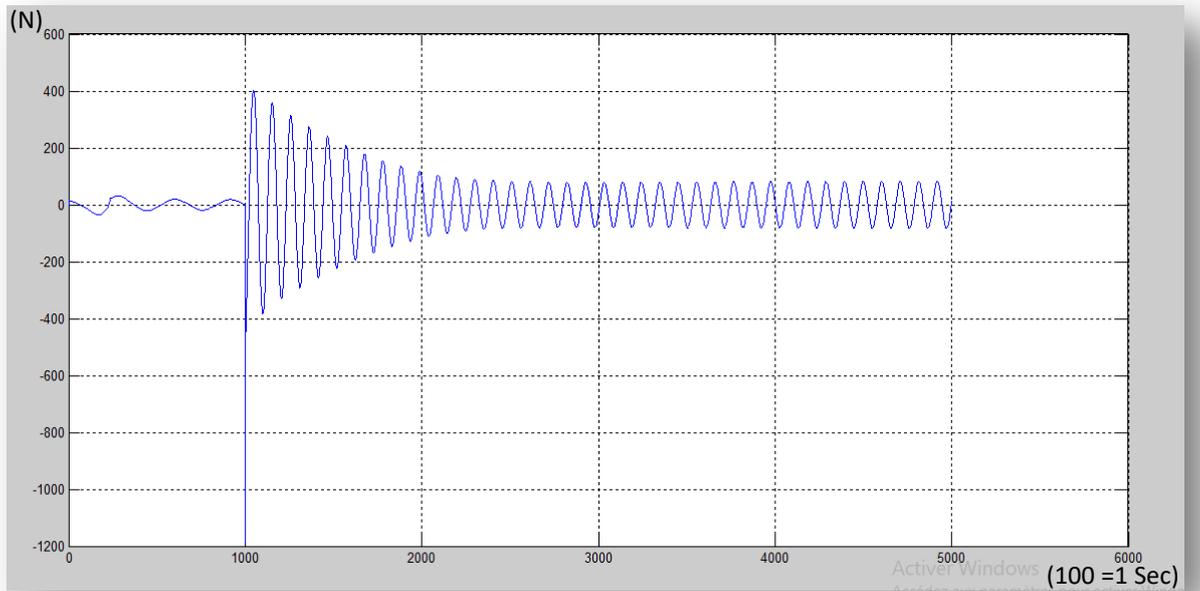


Figure (3.19). Variation du signal de commande

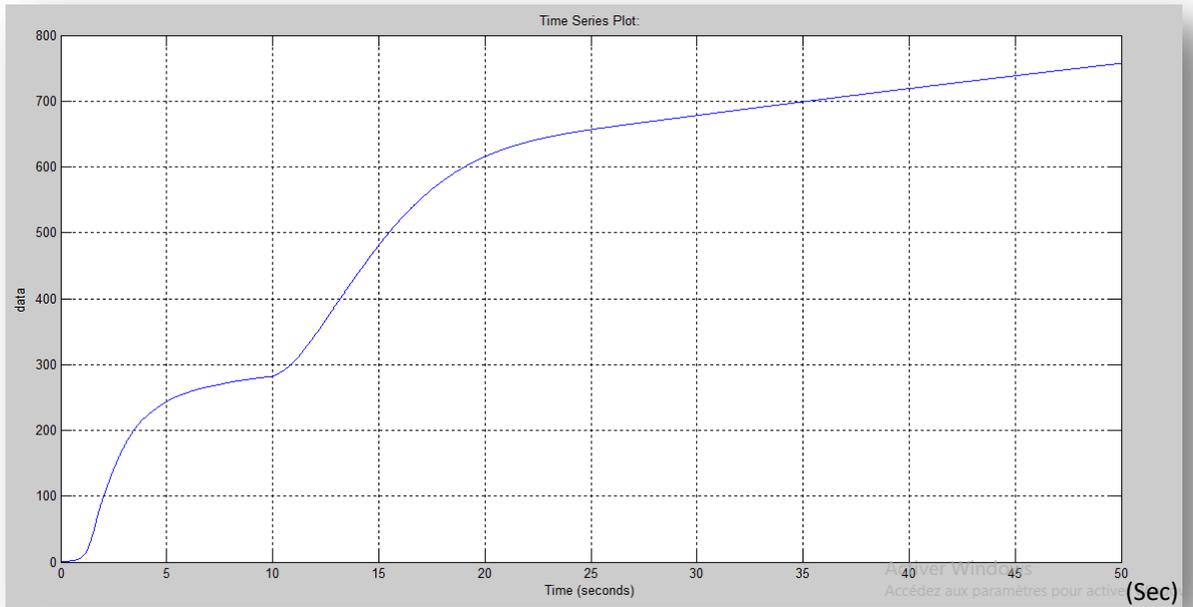


Figure (3.20). Variation du gain Kp

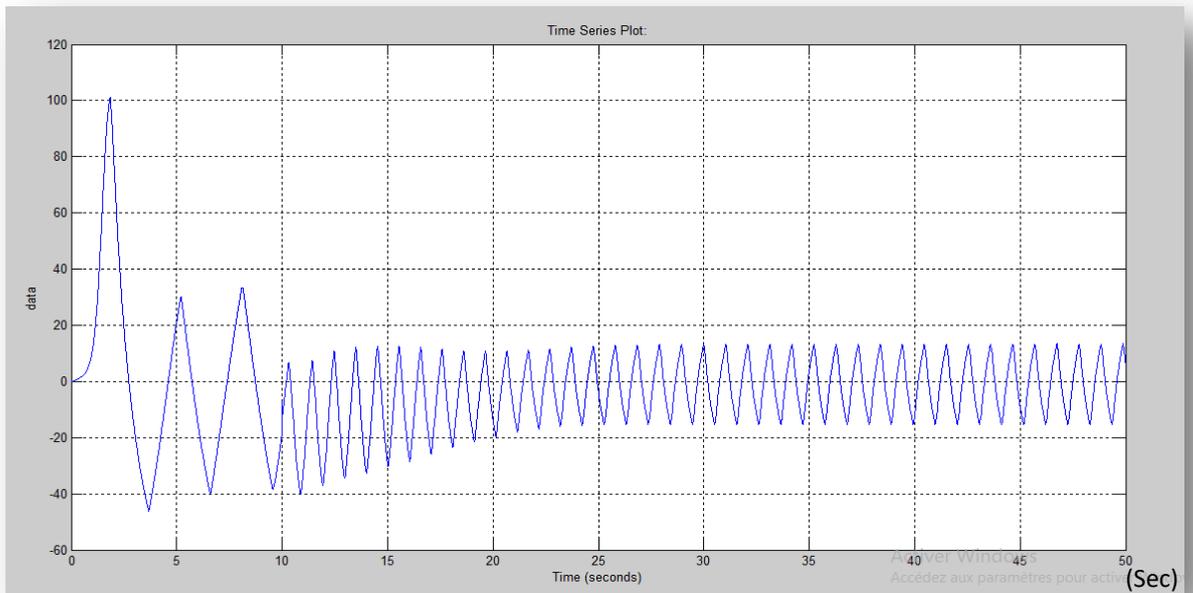


Figure (3.21). Variation du gain Ki

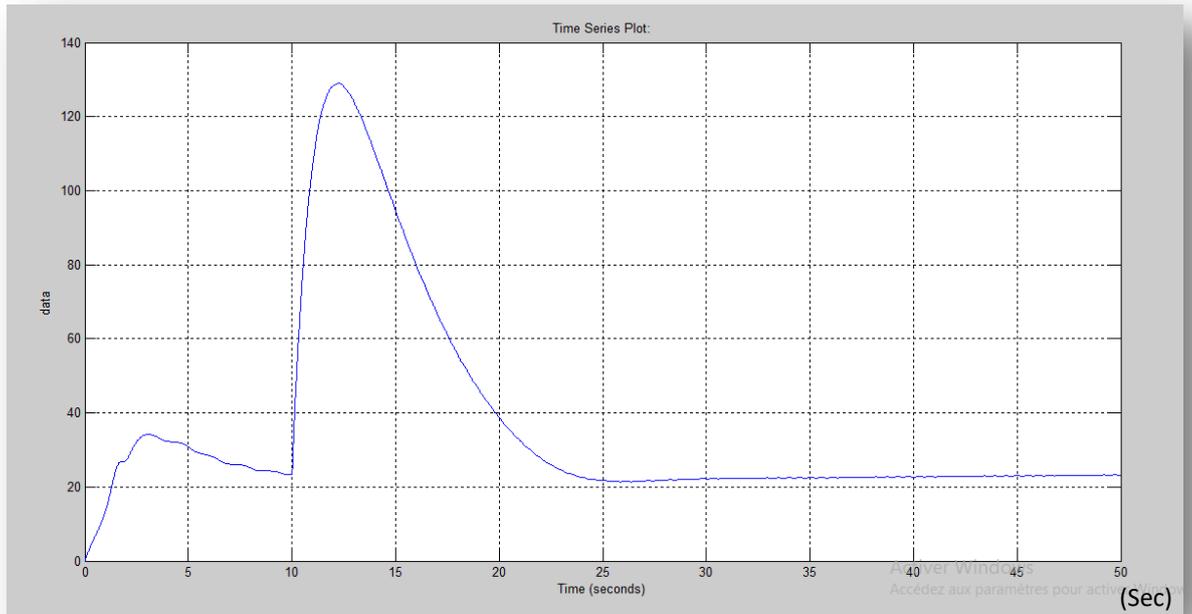


Figure (3.22). Variation du gain K_d

3.2.6.2.1 - Analyse des résultats

La réponse du système était composée de trois phases, la première phase a coïncidé avec la durée du temps [0 ; 10s], celle-ci exprime la variation normalisée de la réponse par la commande PID adaptative, comme on a déjà vu.

La deuxième phase a coïncidé avec la durée du temps [10 ; 20s], le changement fréquentiel effectué à l'instant « $t = 10$ » a entraîné un retard de la réponse par rapport au signal de référence, provoquant une augmentation de la valeur d'erreur jusqu'à « 153.3% », tandis que l'augmentation excessive du signal de commande atteint « -1200 N » à l'instant « $t = 10$ s », puis une augmentation de sa fréquence d'environ trois fois, ce résultat a donné l'autre aspect du changement dynamique de la commande, ce changement est apparu dans les variations dynamiques des gains, l'instant « $t = 10$ s » a coïncidé avec une augmentation de la pente positive du gain « K_p », et une diminution de la valeur absolue du gain « K_i » avec une augmentation de sa fréquence, alors que la valeur du gain « K_d » a augmenté avec une forte pente positive.

La troisième phase, à partir de l'instant « $t = 20$ s », où la trajectoire de réponse est revenue à la trajectoire de référence, l'erreur absolue était d'environ « 40% » à l'instant « $t = 20$ s », la variation périodique et bornée du signal de commande était comprise entre [+127 ; -127 N], la variation dynamique des gains « K_p » et « K_d » convergeait vers leurs valeurs finales, le changement du gain « K_p » était une sorte d'augmentation décroissante,

alors que le changement du gain « K_d » était une sorte de diminution décroissante, et la variation non linéaire du gain « K_i » était sous la forme d'un signal triangulaire sa fréquence est équivalente à trois fois sa fréquence avant le moment « $t = 10s$ ».

3.2.6.2.2 - Interprétation des résultats

La variation de réponse dans la première phase a montré la performance normalisée de la commande PID adaptative sur la dynamique du système et la variation d'erreur, où la procédure d'adaptation a accordé aux gains les variations et les valeurs appropriées, pour garantir la rapidité et la précision de la réponse.

La deuxième phase de réponse a montré l'influence du changement soudain de fréquence sur la réponse et sur la dynamique de la commande PID adaptative, l'effet visible de ce changement sur la réponse est l'augmentation rapide et excessive d'erreur de poursuite, celle-ci a entraîné une augmentation rapide et excessive de la commande, par conséquent, la dynamique du système a changé à cause cette augmentation excessive, cette augmentation est due à la réaction dure de la commande PID adaptative contre le changement soudain et excessif d'erreur, alors que l'augmentation de fréquence de la commande est due au type de changement apporté au niveau du signal de référence, tandis que la dynamique variable de la commande PID adaptative était concrétisée par les procédures de réadaptation des gains, pour aboutir à deux objectifs essentiels, le premier est d'annuler l'effet du changement du signal de référence sur l'état du système, pour assurer la convergence de réponse, le deuxième objectif est d'annuler l'effet de la réaction excessive de commande sur la dynamique du système, pour garantir la stabilité permanente et la bonne performance de réponse.

La nouvelle dynamique des gains dans cette phase était en accord avec le nouveau signal de référence, où le gain « K_i » était ajusté en augmentant sa fréquence, pour devenir équivalente à trois fois la fréquence précédente, le coefficient d'augmentation de fréquence du gain « K_i » était le même que le coefficient d'augmentation de fréquence du signal de référence, la diminution de la valeur absolue de ce gain indique la variation rapide du nouveau signal de référence, d'autre part, le changement soudain et très rapide de la commande reflète la réadaptation du gain « K_d » en augmentant rapidement sa valeur, cette réadaptation indique l'augmentation de capacité du correcteur PID à prédire la variation d'erreur, par conséquent, augmentation de la sensibilité de la commande PID aux changements d'erreur.

La nouvelle trajectoire de référence a imposé une nouvelle rapidité de réponse par la nouvelle dynamique de commande, le type de réadaptation du gain « Kp » a indiqué la rapidité de la nouvelle dynamique de commande PID adaptative.

La troisième phase de réponse a démontré l'aptitude de la commande PID adaptative à garantir la stabilité permanente du système avec la minimisation presque optimale d'erreur de poursuite, cette minimisation prouve la performance maintenue de la commande PID adaptative malgré la nouvelle dynamique d'erreur, ce résultat coïncide avec la dynamique permanente de commande dans ce régime, où la loi d'adaptation a garanti les valeurs appropriées des gains « Kp » et « Kd » et la dynamique convenable du gain « Ki », correspondant aux caractéristiques du signal de référence et la dynamique du système.

3.2.7 - La conséquence de teste de robustesse

Le teste de robustesse a affirmé l'aptitude du correcteur PID adaptatif proposé à maintenir sa performance avec un système non linéaire affine et sensible à la variation des gains PID, ce teste a montré également la robusticité du correcteur PID adaptatif face aux variations dynamiques éventuelles, la procédure d'adaptation assure l'ajustement convenable et continu des gains correspondant aux changements probables dans la dynamique du système ou de l'erreur, la procédure d'adaptation reste constamment active, et celle-ci apparait dans la dynamique variable des gains.

3.3 - Le robot puma560

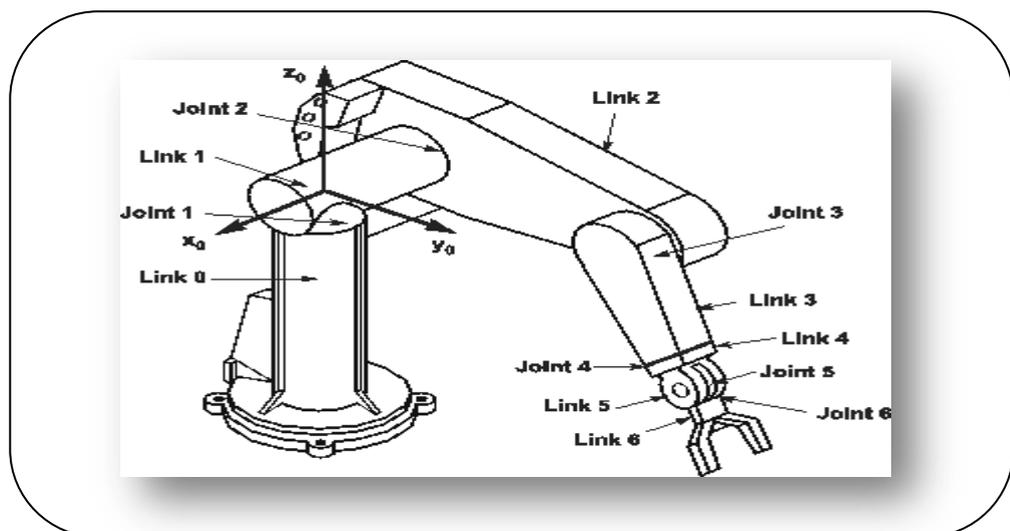


Figure (3.23). Robot de puma industriel utilisé en simulation [18]

Le système du robot étudié dans ce chapitre est un type des systèmes non linéaires (MIMO) à six degrés de liberté, ce type des systèmes se caractérise par la propriété d'influence mutuelle entre ses articulations, en fait, il a aussi la caractéristique de la variation paramétrique ce qui est due à la différence entre l'état en charge et l'état sans charge, car il contient des paramètres qui changent entre les deux états. Les deux caractéristiques montrent un aspect de la dynamique complexe de ce système, où le problème de la commande appropriée pour ce type des systèmes est posé.

Dans l'objectif d'examiner l'aptitude de la commande PID adaptative à commander ce type des systèmes en garantissant la bonne performance de réponse, nous avons appliqué cette commande sur ce système, en choisissant des bonnes valeurs initiales obtenues par l'algorithme d'adaptation, pour obtenir des meilleurs résultats possibles, nous considérons les sorties du système « $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ » et leurs signaux de référence « $x_{d1} = \sin(t)$ Rad, $x_{d2} = 2\sin(t)$ Rad, $x_{d3} = 3\sin(t)$ Rad, $x_{d4} = 4\sin(t)$ Rad, $x_{d5} = 5\sin(t)$ Rad, $x_{d6} = 6\sin(t)$ Rad » respectivement, et les conditions initiales « $x_1(0) = 0$ Rad, $x_2(0) = 0$ Rad, $x_3(0) = 0$ Rad, $x_4(0) = 0$ Rad, $x_5(0) = 0$ Rad, $x_6(0) = 0$ Rad », sachant que les réponses, « $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ » représentent les articulations « joint6, joint5, joint4, joint3, joint2, joint1 » respectivement, comme il est illustré par la figure (3.25), la commande PID adaptative a été appliquée sur toutes les entrées du modèle de simulation de ce système, les résultats de toutes les sorties ont été obtenus, mais dans les analyses nous allons compter juste sur les résultats des articulations « 1, 2, 6 ».

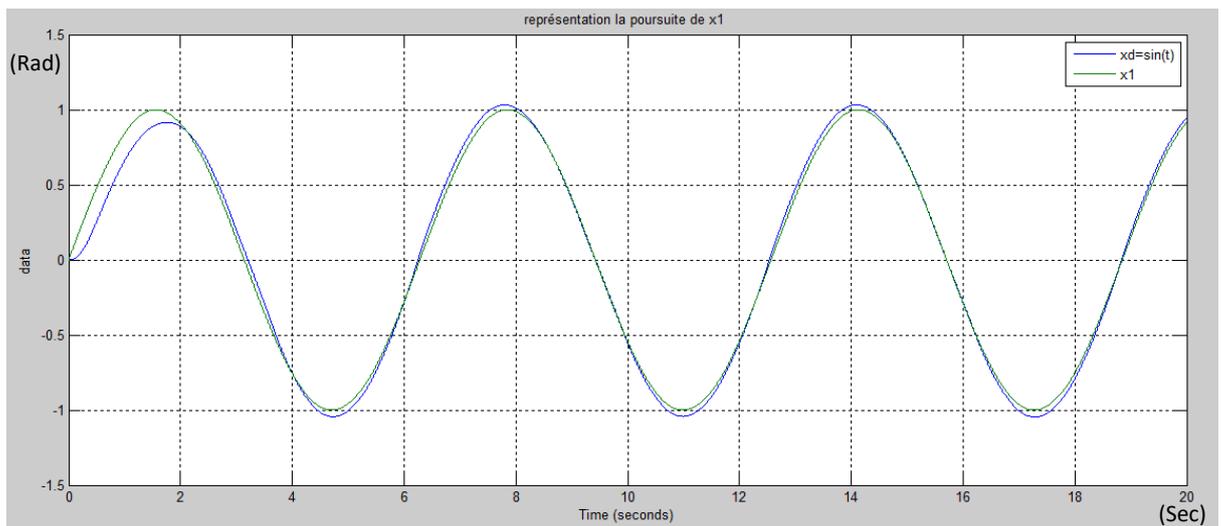


Figure (3.24). Poursuite de trajectoire x_1

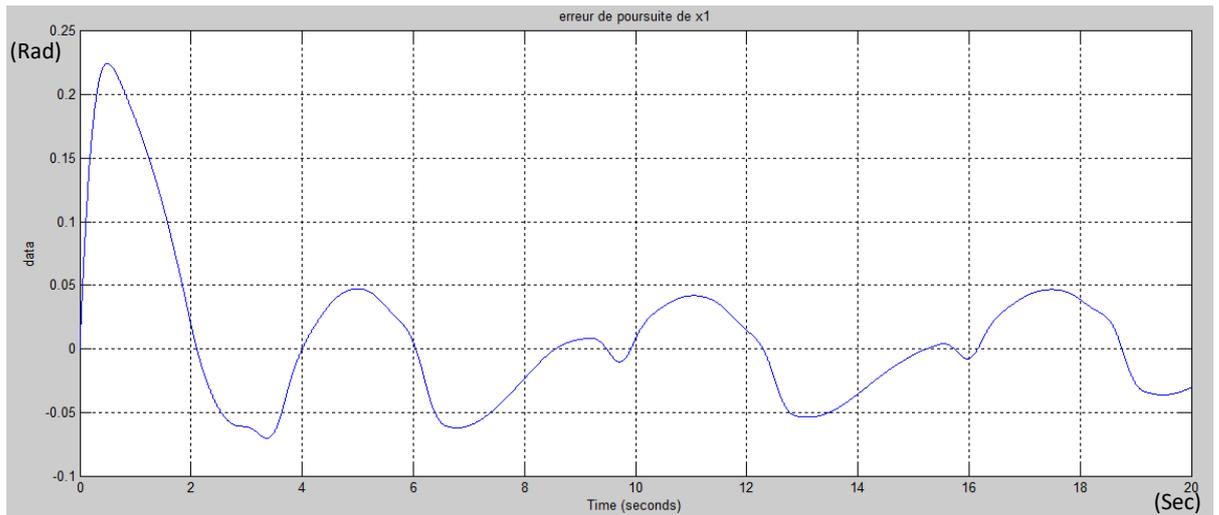


Figure (3.25). Erreur de poursuite x_1

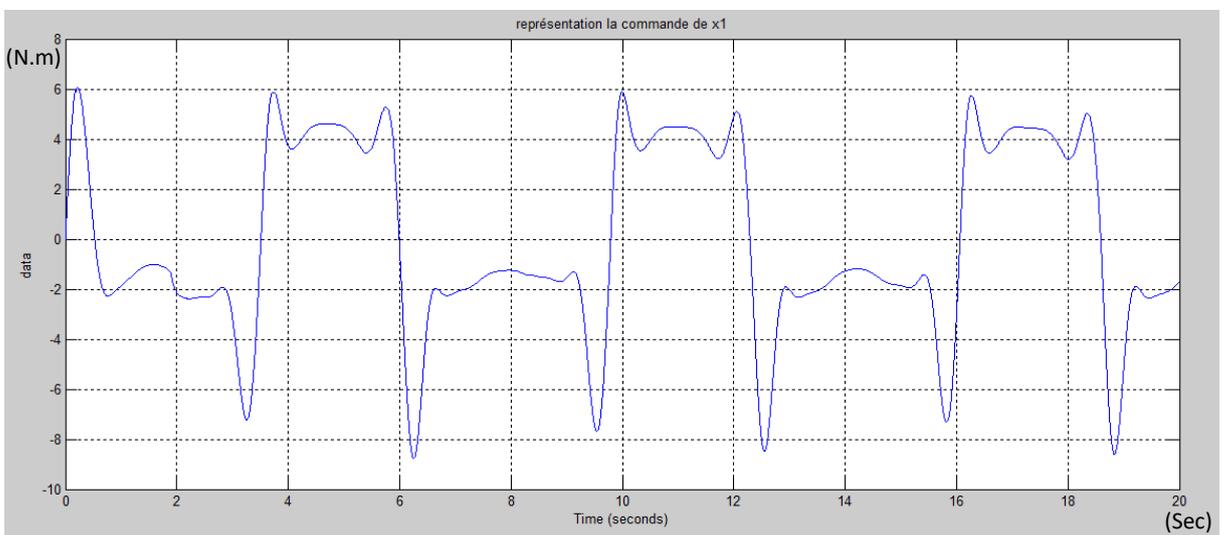


Figure (3.26). La commande de x_1

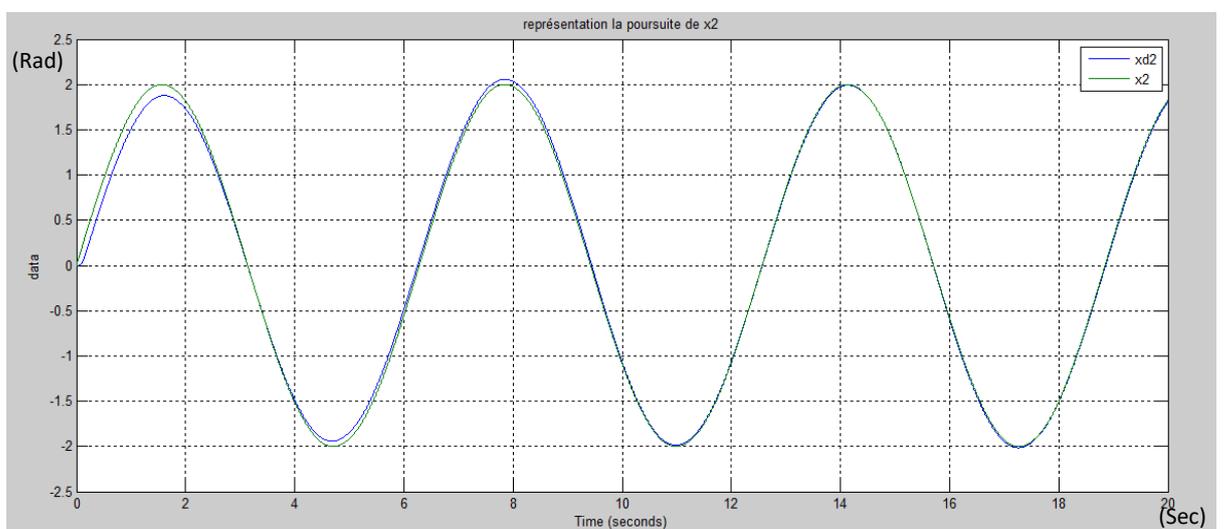


Figure (3.27). Poursuite de trajectoire x_2

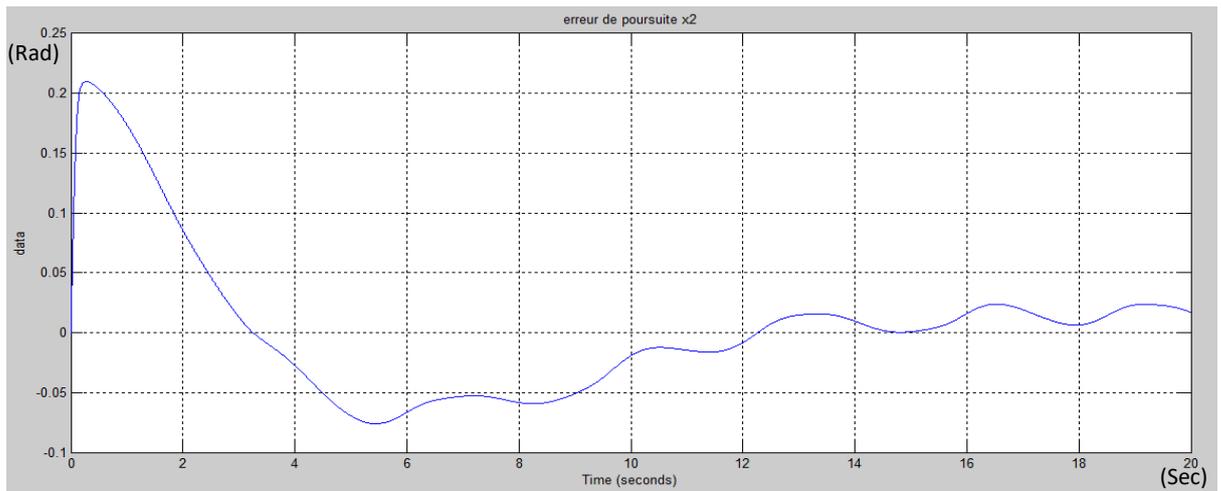


Figure (3.28). Erreur de poursuite x_2

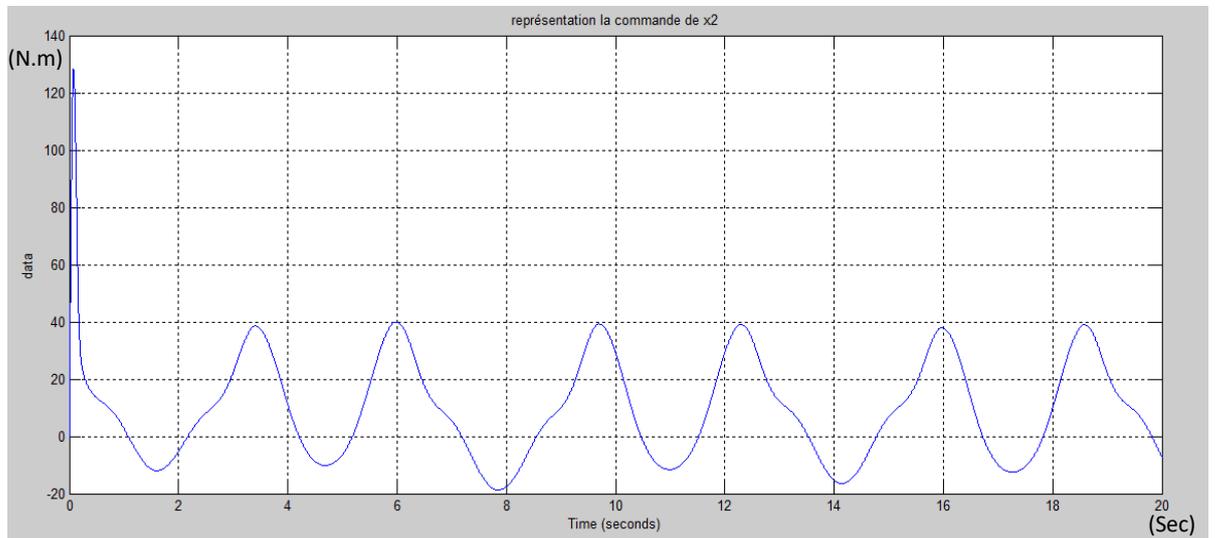


Figure (3.29). La commande de x_2

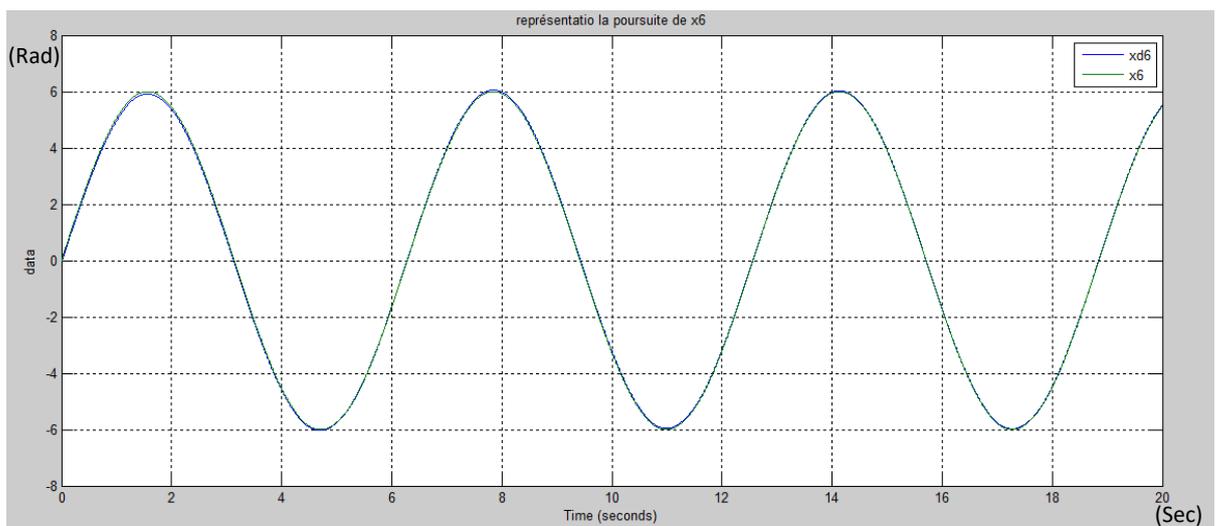


Figure (3.30). Poursuite de trajectoire de x_6

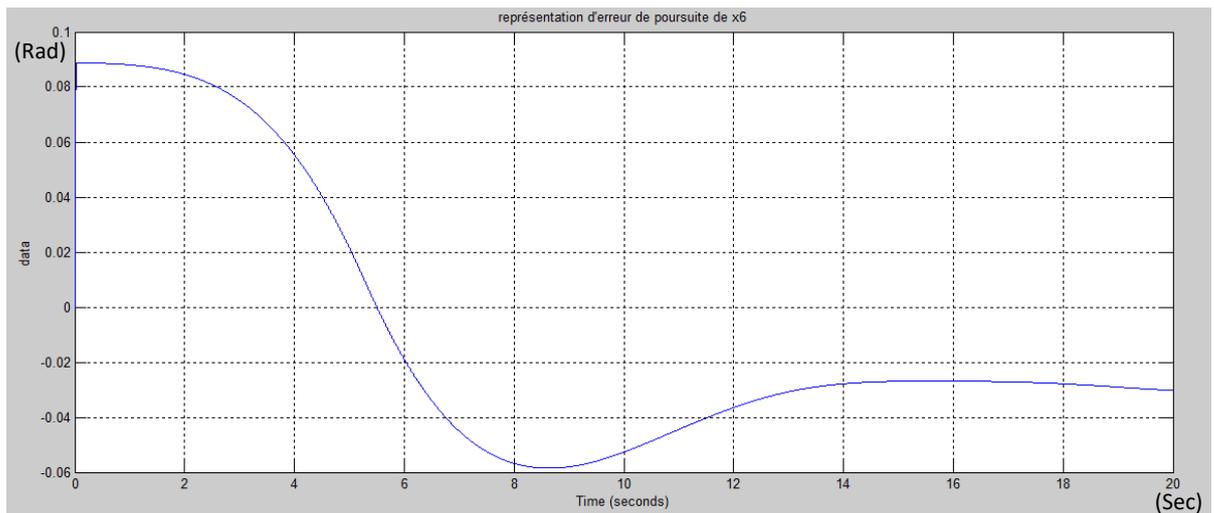


Figure (3.31). Erreur de poursuite x_6

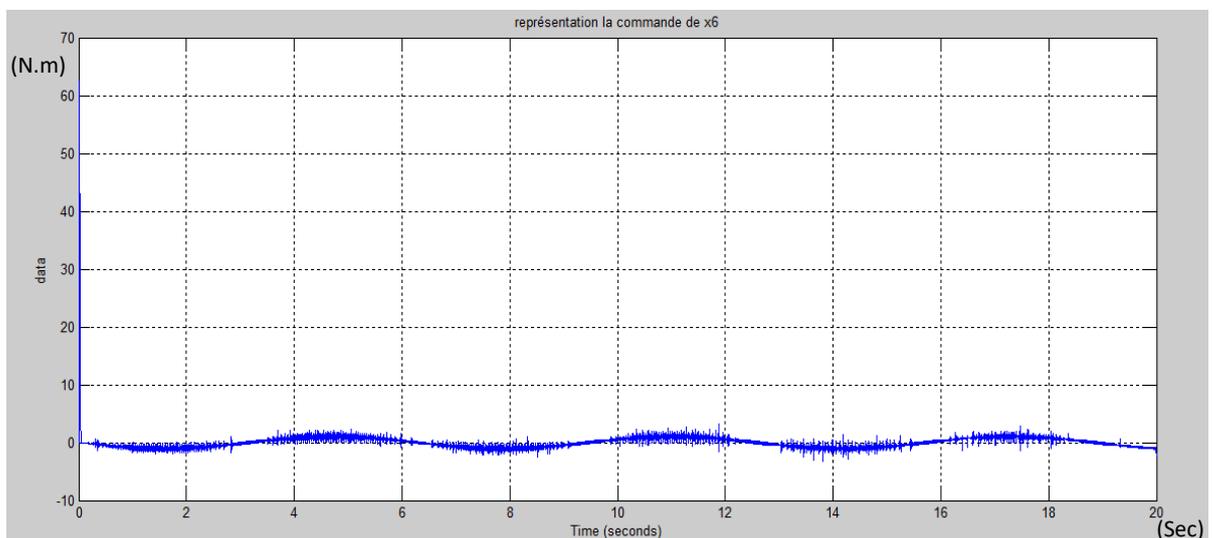


Figure (3.32). La commande de x_6

3.3.1 - Analyse des résultats

D'après les résultats théoriques obtenus au chapitre « 2 », la commande PID adaptative proposée concerne les systèmes de type « SISO », alors que le système du robot est un système à six entrées de commande et six sorties de réponse « MIMO », mais nous avons obtenu les résultats présentés en utilisant la même commande PID adaptative obtenue au chapitre « 2 ».

L'idée principale est d'utiliser un correcteur PID adaptatif pour chaque entrée de commande, c.-à.-d un système de commande composé de six correcteurs PID adaptatifs, par conséquent, six signaux de commande différents, les résultats obtenus nous ont montrés la possibilité d'appliquer l'algorithme du PID adaptatif pour commander les systèmes

« MIMO » en utilisant un algorithme d'adaptation composée de plusieurs correcteurs PID adaptatifs.

Les résultats précédents ont été obtenus par deux étapes de simulation, la première étape consiste à définir les valeurs initiales des gains du PID adaptatif en utilisant son algorithme d'adaptation, la deuxième étape, la commande PID adaptative est appliquée sur le système avec les valeurs initiales obtenus dans la première étape.

La bonne performance de commande et la stabilité du système ont été garanties dans le premier teste, mais les résultats du deuxième teste ont montré l'utilité des valeurs initiales des gains du PID adaptatif sur les réponses du système pendant le régime transitoire, où la valeur d'erreur transitoire ne dépassait pas « 20% » dans toutes les réponses.

Les résultats obtenus par la commande PID adaptative ont montré la différence dynamique dans la variation de commande et d'erreur entre les articulations du robot, nous avons remarqué que l'activité dynamique de commande et d'erreur augmente lorsque l'articulation est proche du bout de robot, comme avec l'articulation du numéro « 6 » (joint6), représentée par « x_1 », alors que cette activité dynamique diminue lorsque l'articulation est loin du bout, comme avec l'articulation du numéro « 1 » (joint1) représentée par la réponse « x_6 ».

Les articulations qui portent l'articulation commandée influencent sa dynamique d'erreur, par conséquent, elles affectent sa variation de commande, ces influences expriment principalement des influences mécaniques entre le porteur et le mobile, la figure (3.24) montre que l'articulation du numéro « 6 » est l'articulation la plus affectée par les autres articulations, cette influence est apparue sous forme une dynamique animée dans l'erreur, comme le montre la figure (3.25), cette dynamique d'erreur interprète la variation de commande illustrée par la figure (3.26), au contraire à l'articulation « 1 » qui porte toutes les articulations, c'est l'articulation est la moins affectée par les autres, ceci interprète sa dynamique d'erreur et de commande la moins animée, l'influence appliquée à chaque articulation est liée à sa position dans le robot, le phénomène d'influence mutuelle entre les articulations montre un côté de la dynamique complexe de ce système.

La variation dynamique continue de la commande exprime la procédure d'adaptation continue des gains, coïncidant avec la dynamique du système créée par des influences réciproques entre les articulations, l'adaptation paramétrique des gains permet au correcteur de posséder une commande à dynamique variable, la dynamique appropriée de commande reflète la dynamique interne du système, par conséquent, ce type de commande peut assurer la

bonne performance pour un système à dynamique variable due aux paramètres variables ou d'autres conditions de fonctionnement.

Au cours de simulation, nous avons remarqué la sensibilité excessive de l'algorithme d'adaptation à la variation soudaine d'erreur mesurée, dans les cas où l'erreur de poursuite change dans une courte durée de temps (très courte), les gains peuvent tendre aux valeurs très grandes, par conséquent, la divergence du système.

La sensibilité excessive de l'algorithme est théoriquement le résultat des quatre actions de dérivation appliquée à l'erreur lors du calcul des gains du PID par l'algorithme d'adaptation, cette sensibilité montre l'aptitude du correcteur PID adaptatif à prédire la direction d'évolution d'erreur, cette prévisibilité reflète la réaction rapide de réadaptation des gains par la loi d'adaptation pour correspondre au temps de changement d'erreur mesurée.

Au cours de simulation, le modèle du robot était inconnu, ce système était comme une boîte noire avec une dynamique inconnue, ce qui signifie que seuls les signaux de commandes et de réponses sont connus, mais les résultats obtenus ont prouvé l'aptitude de la commande PID adaptative à commander le système uniquement au moyen du signal d'erreur mesurée, à partir d'aucune connaissance préalable du système, même si les paramètres du système étaient variables, contrairement à la commande PID classique, où la connaissance préalable de la dynamique du système est nécessaire pour ajuster les gains, mais le vrai problème de la commande PID classique réside dans les changements dynamiques et les paramètres variables du système qui exigent un ajustement continu des gains, où la commande PID adaptative est la meilleure solution à ce problème.

3.3.2 - Les Conséquences

1 - Le correcteur PID adaptatif peut commander les systèmes non linéaires pendant le fonctionnement, même si leurs dynamiques sont variables ou inconnues, avec maintenir la stabilité du système et la performance de commande.

2 - La commande PID adaptative proposée est basée uniquement sur la dynamique d'erreur pour ajuster les gains convenablement avec la dynamique du système, l'incertitude paramétrique des systèmes n'est donc plus un problème.

3 - Le correcteur PID adaptatif ne nécessite pas un modèle des systèmes non linéaires pour les commander, la connaissance des systèmes n'est donc plus nécessaire.

Conclusion

Le correcteur PID adaptatif est une loi de commande PID à gains adaptables par un algorithme d'adaptation, les avantages du correcteur PID adaptatif proposé apparaissent dans la possibilité de commander des systèmes linéaires ou non linéaires, mono variables ou multi variables, avec des systèmes à dynamique variable ou des paramètres inconnus, en plus, la connaissance de système n'est plus nécessaire pour ajuster les gains du correcteur, car l'algorithme du correcteur PID adaptatif ne repose que sur la dynamique d'erreur mesurée pour ajuster les gains, de plus, la procédure d'adaptation paramétrique du PID adaptatif est synchronisée avec le fonctionnement du système.

Les inconvénients du correcteur PID adaptatif apparaissent théoriquement avec les systèmes à gain de commande négatif, d'après la preuve de stabilité de la commande PID adaptative dans le chapitre « 2 », le gain positif de commande n'assure pas la convergence des gains du correcteur, d'autre part, la sensibilité excessive de loi d'adaptation à la variation soudaine d'erreur peut entraîner une divergence des gains, pour cette raison, il peut être pratiquement nécessaire de limiter la marge de variation des gains du PID adaptatif.

Conclusion générale

La synthèse des nouvelles lois de commande robuste qui assurent continûment la stabilité et la rapidité et la précision souhaitées pour certains systèmes non linéaires réels à dynamique complexe est un défi difficile aux automaticiens dans les domaines d'asservissement et de régulation, la commande PID était une solution efficace dans le domaine d'industrie, en plus, les applications de la commande PID étaient utilisées dans ce domaine depuis le siècle passé et jusqu'au présent, la performance de la commande PID est le résultat des trois actions paramétriques, où les valeurs appropriées de ces paramètres assurent une condition suffisante pour générer une commande garantissant une bonne performance de réponse du système, mais de nouvelles études concernant la performance continue de la commande PID dans l'industrie avec des systèmes à dynamique variable montrent les imperfections de cette commande, l'une des dernières recherches dans le développement du correcteur PID classique a été par l'introduction de la technique de commande adaptative dans sa loi de commande, afin de maintenir sa performance, cette idée nous a ramené à la stratégie de la commande PID adaptative.

La commande PID adaptative est une technique de commande non linéaires directe permettant au correcteur PID de posséder des paramètres dynamiques permettant de générer une commande à dynamique variable basée sur des gains adaptables par une loi d'adaptation basée sur un critère de performance aux conditions de fonctionnement du système.

Ce mémoire a été composé de deux chapitres théoriques et un chapitre de simulation, le chapitre « 1 » a été composé de quatre parties, dans les deux premières parties, nous avons expliqué et défini les systèmes non linéaires et leurs dynamiques, ensuite, nous avons défini le concept de stabilité du point de vue général, puis par le théorème de Lyapunov, nous avons également introduit le concept de la commande de linéarisation par contre réaction, dans les deux dernières parties de ce chapitre, nous avons défini la commande adaptative et ses différentes stratégies, ensuite, les deux approches les plus utilisées dans l'objectif de calculer la loi d'adaptation paramétrique du correcteur.

Le chapitre « 2 », dans lequel nous avons présenté la commande PID, ensuite, le concept d'adaptation automatique du correcteur, et dans le dernier point, nous avons abordé le correcteur PID adaptatif. La synthèse de la loi d'adaptation du correcteur était en utilisant

Conclusion générale

deux théorèmes de commande non linéaires; la commande en mode glissant et la commande de linéarisation par contre réaction, la stabilité de loi d'adaptation a été prouvée en particulier aux classes des systèmes non linéaires à gain de commande positif.

Le chapitre « 3 », dans lequel notre travail a été la mise en œuvre de la commande PID adaptative par une simulation sur le logiciel Matlab, à l'aide de deux modèles des systèmes non linéaires, le modèle de simulation du pendule inversé (SISO), et le modèle de simulation du robot industriel puma 560 (MIMO), la majorité des caractéristiques de la commande PID adaptative ont été obtenues à partir de l'analyse des résultats du système de pendule inversé, parce que ce type des systèmes est sensible aux changement des gains de la commande PID, alors que l'objectif principale de l'application de cette commande au système de robot était de prouver l'efficacité de ces caractéristiques par rapport à un système à dynamique non linéaire complexe et variable, et plus encore, le modèle du système est inconnu, sans aucune connaissance préalable. Ce chapitre était séparé des autres chapitres pour présenter les résultats de simulation en détail, et afin de montrer l'utilité réelle de cette partie concernant la possibilité de mettre en œuvre ou d'améliorer la loi de commande proposée.

À la fin de l'analyse des résultats obtenus, nous avons trouvé une possibilité pour améliorer la performance de la commande PID adaptative, l'amélioration était en ajoutant un filtre de type passe-bas aux gains « K_p » et « K_d », cette action a permis de spécifier leurs valeurs permanentes et finales, tout en augmentant leur stabilité. Une autre amélioration possible consiste à faire en sorte que la loi de commande proposée assure la stabilité des systèmes à gain de commande négatif.

Au final, je dois souligner que ce travail n'était pas complet en ce qui concerne l'application de cette commande et sa niveau de performance en pratique, les résultats de simulation ne représentent qu'une première étape pour connaître l'applicabilité pratique de cette commande, notre deuxième objectif dans ce travail était d'appliquer cette commande au système de **grue**, parce que c'est un système à dynamique non linéaire complexe, en plus, il a une sensibilité aux changement des gains de la commande PID, les résultats pratiques que nous obtiendrions avec ce système auraient renforcé la crédibilité de la performance de la commande PID adaptative proposée dans ce mémoire, mais la réalité de l'épidémie mondiale covid-19 a changé la situation partout, et ceci a imposé des restrictions qui nous ont empêchés d'atteindre cette étape importante, nous demandons à dieu de protéger le pays et le peuple.

Bibliographies

- [1] **Zhengtao Ding**, Nonlinear and Adaptive Control Systems, The Institution of Engineering and Technology, London, 2013, 290p.
- [2] **Alessandro Astolfi, Dimitrios Karagiannis, Romeo Ortega**, Nonlinear and Adaptive Control with Applications. 1st Ed. Springer-Verlag London, 2008, 302p.
- [3] **Karl-J-Astrom, Bjorn Wittenmark**, Adaptive control. 2nd Ed, Dover-Mineola New_York, 1994, 579p.
- [4] **Hassan-K.-Khalil**, Nonlinear Systems. 3rd Ed, Prentice Hall.america, 2001, 766p.
- [5] **Karl-J.-Astrom, Tore-Hagglund**, PID Controllers. 2nd Ed, International Society for Measurement and Con, America, 1995, 354p.
- [6] **Jean-Jacques E. Slotine, Weiping Li**, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall.america, 1991, 476p.
- [7] **Aidan-O'Dwyer**, Handbook of Pi And Pid Control. 2nd Ed, Imperial College Press. London , 2006, 564p
- [8] **Shankar Sastry**, Nonlinear Systems Analysis Stability and Control. 1st Ed, Springer-Verlag New York, 1999, 697p.
- [9] **Gang feng, Rogelio lozano**, Adaptive control systems, Newnes-great britain, 1999, 360p.
- [11] **Alessandro Astolfi**, Nonlinear and Adaptive Control, Imperial College Press.London, 2006, 313p
- [10] **Antonio Visioli**, Practical PID Control, Springer Verlag London. 2006, 322p.
- [12] **A. Boubakir, S. Labiod**, T.M. Guerra, Commande PID Adaptative des Systèmes non Linéaires Affines en la Commande, EMP ALGER, 13-14 Avril, 2009, CGE 06.
- [13] **Alexander L. Fradkov, Iliya V. Miroshnik, Vladimir O. Nikiforov**, Nonlinear and Adaptive Control of Complex Systems, Springer-Science+Business Media, B.V, 1999, vol 491, 520p.
- [14] **Hong Fan**, Robust adaptive control of uncertain nonlinear systems, Thèse de doctorat, Université de Singapour, 2003
- [15] **Bououden Sofiane**, Robustification de la loi de Commande Adaptative par La Zone Morte, mémoire de magister, université mentouri de constantine, 2006.

Bibliographies

- [16] **Tidjani Zakaria**, les systèmes non linéaires, commande adaptative, prof université Kasdi Merbah ouargla département des nouvelles technologies et de la télécommunication, 2019.
- [17] **Messaoud mokhtari**, commande adaptative des systèmes non linéaires par l'approche backstepping neuronale, thèse de doctorat, université de batna, 2015
- [18] onlinelearningofrobotics.50megs.com

Schémas des simulations du troisième chapitre sur le logiciel Matlab

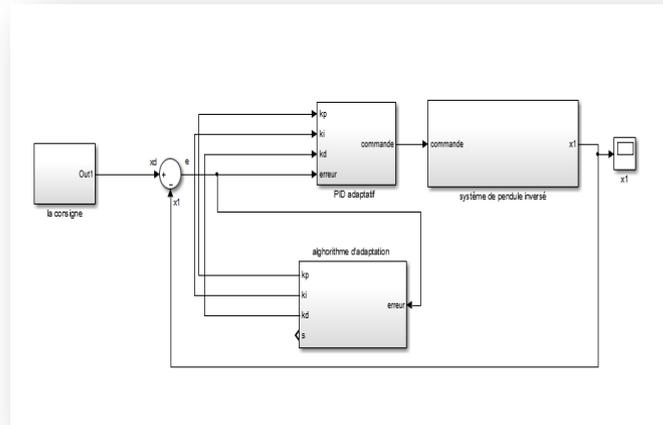


Schéma 1: la boucle de régulation du système pendule inversé par le correcteur PID adaptatif

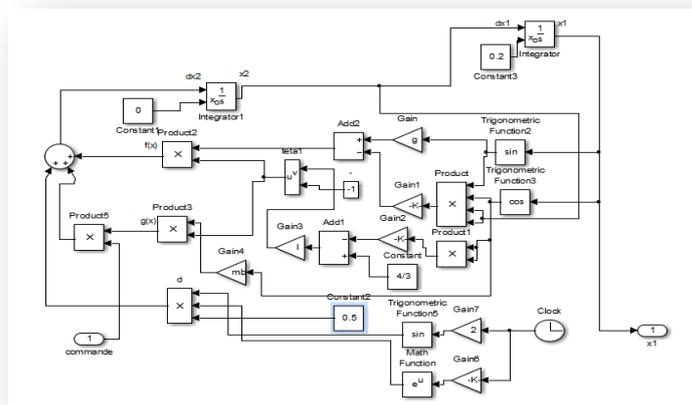


Schéma 2 : la structure fonctionnelle interne de bloc du système pendule inversé

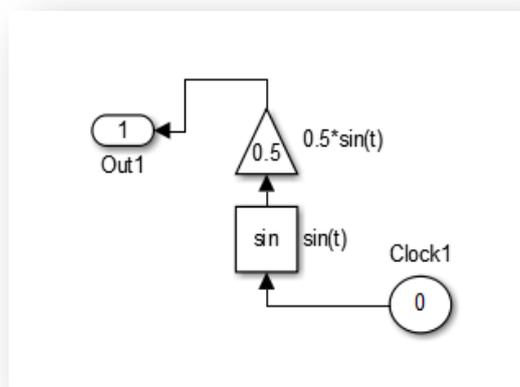


Schéma 3 : la structure fonctionnelle interne de bloc du signal la consigne

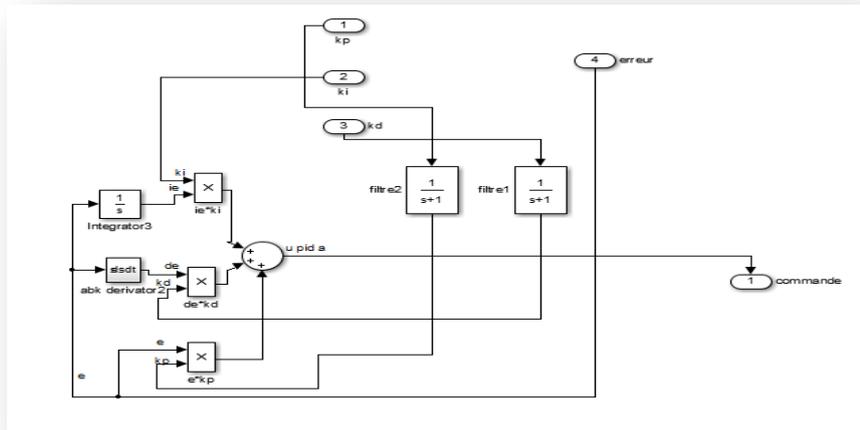


Schéma 4 : la structure fonctionnelle interne de bloc du correcteur PID adaptatif

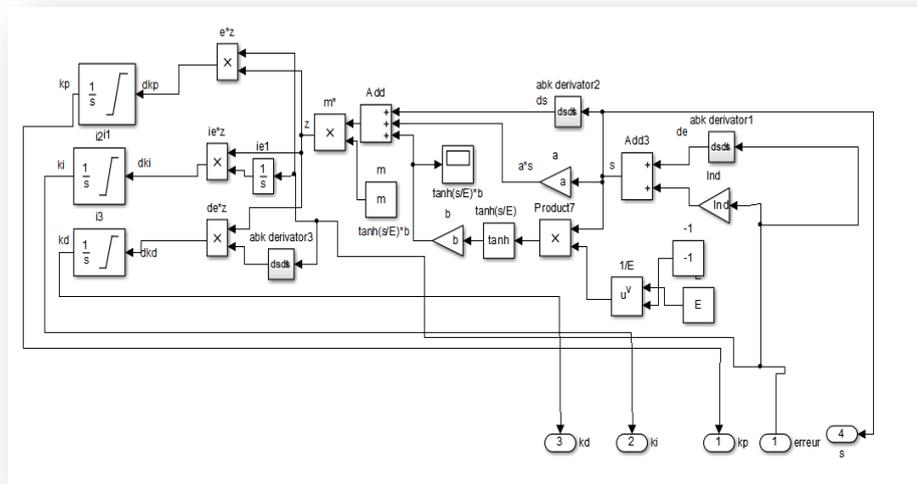


Schéma 5 : la structure fonctionnelle interne de bloc de la loi d'adaptation des gains

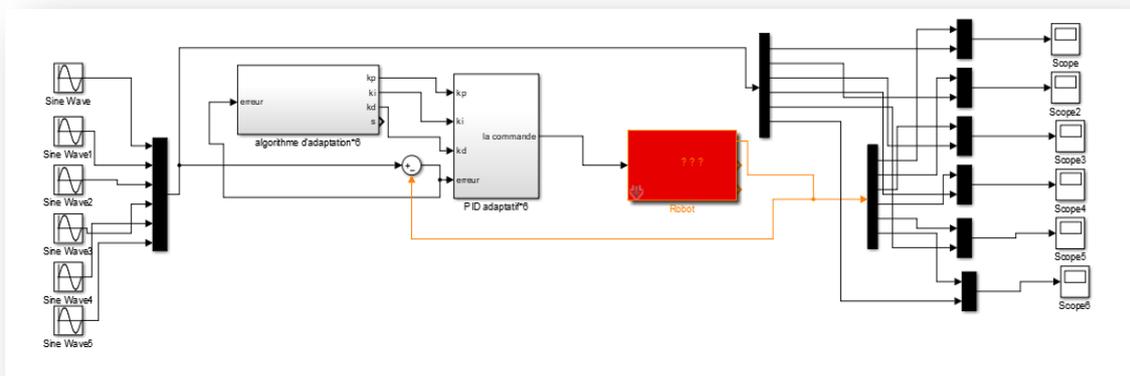


Schéma 6 : la boucle de régulation du système robot puma par le correcteur PID adaptatif

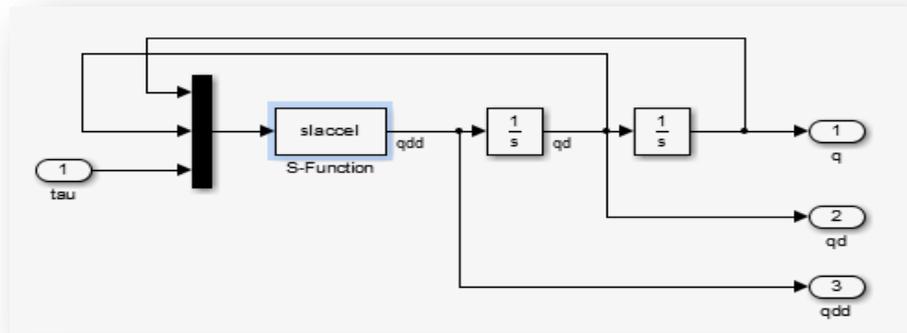


Schéma 7 : la structure fonctionnelle interne de bloc du système robot puma

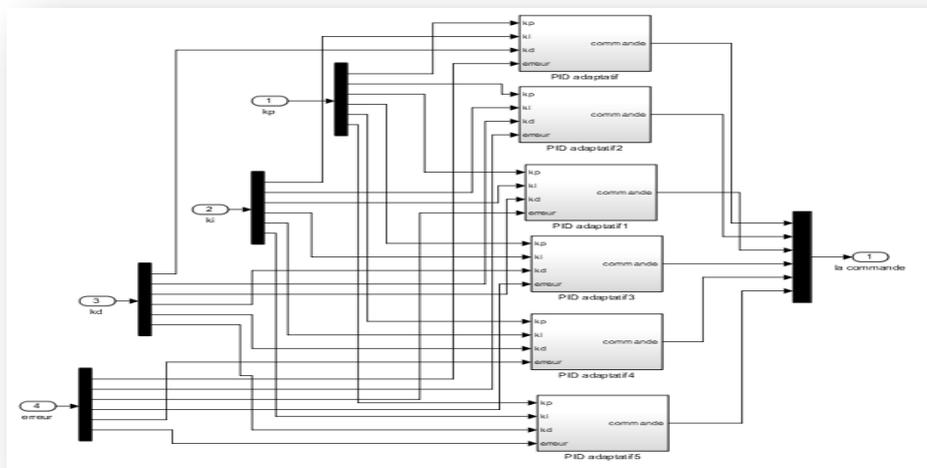


Schéma 8 : composition de bloc du correcteurs PID adaptatif pour le système robot puma

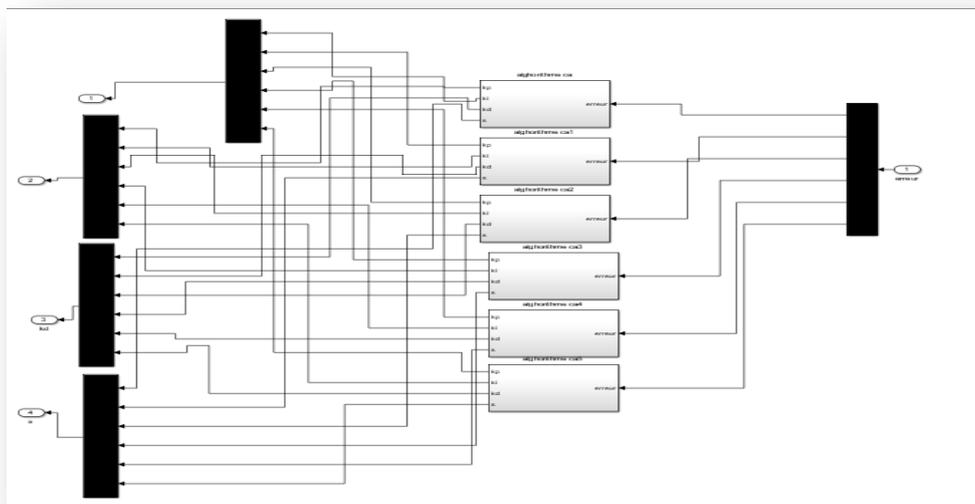


Schéma 9 : composition de bloc de la loi d'adaptation des gains pour le système robot puma

Acronymes

SISO : Single-Input Single-Output

MIMO : Multiple-Input Multiple-Output

PID : Proportionnel, Intégral, Dérivé

STC : Self Tuning Control

MRAC : Model Reference Adaptive Control

CGPP : Commande à Gains PréProgrammés

Symboles

\mathbb{R} : Ensemble des nombres réels

$X, x(t), x_i$: variable d'état d'un système

x_d : état désiré

$F(x)$: fonction linéaire

v : variable de commande

u^* : commande de linéarisation idéale

θ : vecteur des paramètres PID

$V(x)$: fonction de Lyapounov

e_u : erreur de commande

δ : variable adaptable de commande

$e, e(t)$: erreur mesurée

K_i, T_i : gain d'intégral

$y(t), y$: signal de sortie mesuré

t : variable de temps

$h(x)$: fonction de sortie d'un système

$\bar{g}(x)$: la valeur maximale de la fonction « $g(x)$ »

$| \cdot |$: valeur absolue

J : fonction de perte

d : signal de perturbation

$f(x), f_i$: fonction non linéaire

$g(x)$: fonction non linéaire

x_0 : point d'équilibre

Π : vecteur d'erreur PID

$S(t), S$: fonction de surface de glissement

e_θ : erreur des paramètres « θ »

$r, R, \beta, \alpha, \lambda, \varepsilon, \eta$: constantes réelles

K_p, T_p : gain proportionnel

K_d, T_d : gain de dérivé

$y(t)_d, y_m$: signal de sortie désiré

$u, u(t)$: signal de commande

\in : symbole d'appartenance

التحكم في صنف الأنظمة الغير الخطية بواسطة المصحح PID التكيفي

ملخص :

يعرض بحثنا في هذه المذكرة دراسة عامة حول الأنظمة الغير خطية وتقنية التحكم التكيفي والمصحح PID، لهدف تصميم واحدة من التقنيات المستعملة للتحكم في صنف الأنظمة الغير خطية تآلفية التحكم، من نوع أحادية المدخل والمخرج ومتعددة المداخل والمخارج، تقنية التحكم المقترحة هي حل لمشكل الديناميكية المتغيرة للأنظمة والعوامل الخارجية المؤثرة عليها، ومشكلة عدم اليقين في معاملات نماذج الأنظمة الحقيقية ذات طبيعة غير خطية، قانون التحكم المُستعمل هو عبارة عن تطوير لقانون التحكم PID الكلاسيكي بواسطة استراتيجية التحكم التكيفي، قانون ضبط إعدادات المصحح PID مستخلص من نظريتين للتحكم في الأنظمة الغير الخطية، نظرية التحكم بواسطة نمط الإنزلاق ونظرية التحكم الخطي للأنظمة بواسطة التغذية المرتدة، لتوليد قانون ضبط المصحح PID التكيفي، أداء التحكم PID التكيفي المقترح موضح بواسطة المحاكات على برنامج Matlab باستعمال نموذج نظام النواس المقلوب ونموذج نظام الروبوت الصناعي puma.

الكلمات الدالة :

أنظمة ذات ديناميكية غير خطية، تقنية التحكم التكيفي، المصحح PID التكيفي.

Control of a Non-linear System Class by Adaptive PID Corrector

Abstract :

Our search in this note presents a general study of nonlinear systems and adaptive control technique and PID corrector, for the purpose of designing one of the techniques used to control a class of nonlinear systems affine-control, for single input and output system (SISO) and multi input and output system (MIMO), the proposed control technique is a solution to the changing dynamics of systems and external influences affecting them and the uncertainty problems in the parameters of real systems models of a non-linear nature, the control law used is a development of the classic PID control law by adaptive control strategy, the law used to adjust PID corrector parameters is extracted from two theories for controlling nonlinear systems; sliding mode control and feedback linearization control, to generate the law of tuning of adaptive PID corrector, the performance of the proposed adaptive PID control is illustrated by simulation on Matlab software using a model of the inverted pendulum system and a model of puma industrial robot system.

Key words :

Non-linear dynamic Systems, Adaptive control technique, Adaptive PID corrector.

Commande d'une Classe Système non Linéaire par Correcteur PID Adaptatif

Résumé :

Notre recherche dans ce mémoire présente une étude générale sur les systèmes non linéaires et la technique de la commande adaptative et le correcteur PID, dans le but de conception de l'une des techniques utilisées pour commander des classes des systèmes non linéaires affines en commande, de type mono-entrée et mono-sortie (SISO) et multi-entrée et multi-sortie (MIMO), la technique de commande proposée est une solution aux problèmes de la dynamique variable des systèmes et des influences externes qui les affectent, et aux problèmes de l'incertitude dans les paramètres des modèles des systèmes réels de nature non linéaires, la loi de commande utilisée est un développement de la loi de commande PID classique par une stratégie de commande adaptative, la loi d'adaptation des paramètres du correcteur PID est extraite de deux théories de commande pour les systèmes non linéaires, la commande en mode glissant et la commande de linéarisation par contre-réaction, pour générer une loi d'adaptation du correcteur PID adaptatif, la performance de la commande PID adaptative proposée est démontrée par une simulation sur le logiciel Matlab en utilisant le modèle de système du pendule inversé et le modèle de système du robot industriel puma.

Mots clés :

Systèmes à dynamique non linéaire, Technique de commande adaptative, Correcteur PID adaptatif.