

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERSCIENTIFIQUE**  
**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

**FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES**  
**DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**  
**N° : AUT 07**



**DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE**  
**FILIERE : Automatique**  
**OPTION : Automatique et système**

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**Du diplôme de Master Académique**

**Par:**  
**MEKKI Nabil**  
**&**  
**BENSAHRA Mounir**

**Intitulé**

**Stabilisation et Commande Adaptative**  
**Robuste d'un Pendule Inversé**  
**(Résultats Expérimentaux)**

**Soutenu devant le jury composé de:**

<b>Dr. Yahia LAAMARI</b>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
<b>Dr. Khatir KHETTAB</b>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
<b>Dr. Mohamed Z.A. GUELLAB</b>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Co-Rapporteur
<b>Dr. Hemza MEKKI</b>	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2019/ 2020**

**الملخص:** يركز العمل المقدم في هذه الأطروحة على وصف ونمذجة النواس المعكوس وهو نظام غير خطي، تحت ديناميت الحلقة المفتوحة المشغلة وغير المستقرة. تم تطبيق منظم PID والمنطق الضبابي والتحكم التكيفي الضبابي (PIDFA) لتحقيق الاستقرار في نظام البندول المقلوب وحيث يتم تحسين معلمات منظم PID باستخدام نظام الاستدلال الضبابي. أظهرت النتائج العملية التشغيل الصحيح لمراقب PIDFA المقترح والمعتمد بكفاءة عالية ومتانة جيدة في ظل وجود متغيرات بارامترية واضطرابات خارجية

#### الكلمات المفتاحية:

التحكم التكيفي – تحكم منطق غامض – التحكم PID – النواس المعكوس – النظام غير خطي.

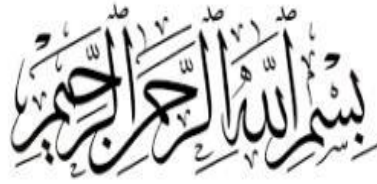
**Abstract:** The works presented in this thesis focuses on the description and modeling of an inverse pendulum which is a non-linear system, under actuated and unstable open-loop dynamics. PID regulator, fuzzy logic and adaptive fuzzy PID control (PIDFA) controls have been applied to stabilize the inverted pendulum system and where the parameters of the PID regulator are optimized using a fuzzy inference system. The experimental results show the correct operation of the proposed and approved PIDFA control high efficiency and good robustness in the presence of parametric variation and external disturbances .

**Key words:** The inverted pendulum– non-linear systeme– Adaptive control – Fuzzy logic control - PID control

**Résumé :** Les travaux présentés dans ce mémoire portent sur la description et la modélisation d'un pendule inverse qui est un système non-linéaire, sous actionné et une dynamique instable en boucle ouverte. Des commandes par régulateur PID, par logique flou et par une commande PID flou adaptatif (PIDFA) ont été appliquées pour stabiliser le système de pendule inversé et où les paramètres du régulateur PID sont optimisés à l'aide d'un système d'inférence flou. Les résultats expérimentaux montrent le bon fonctionnement de la commande PIDFA proposées et approuvé une grande efficacité et une bonne robustesse en présence des variations paramétriques et de perturbations externe.

#### Mots clés :

Modèle du pendule inversé –Système non linéaire– Régulateur PID - Commande par logique floue - Commande adaptative



## *Remerciements*

*Le travail présenté dans ce mémoire a été mené au laboratoire d'automatique du département génie électrique de l'université de M'sila.*

*Avant tout, nous remercions الله, Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé et d'arriver là où nous sommes.*

*Nous adressons nos sincères remerciements et notre profonde*

*gratitude à :*

*En tout premier lieu à remercier notre cher encadreur Mr **GHELLAB Mohammed Zinelaabidine**, Maître de conférences à l'Université de M'Sila pour la confiance qu'il nous accordé en ayant accepté de diriger notre projet et pour son aide, ses conseils précieux et de ses encouragements incessants durant la réalisation de ce travail.*

*Nos sincères remerciements s'adressent aussi aux membres de jury d'avoir accepté de juger notre travail.*

*Nous remercions aussi tous les enseignants, sans exception, car c'est grâce à eux que nous sommes arrivés à faire ce travail.*

*Nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail, en Particulier*

*Sans oublier toute la famille **MEKKI** et toute la famille **BENSAHRA** chacun son nom en Particulier **BENSAHRA Djamel** et **RADJIA HOSINE** et **MEDDAH Tawfiq***

# *Dédicace*

*Nous dédions ce travail :*

*A nos parents*

*A nos frères et sœur*

*A tous les membres de notre grande famille (MEKKI, BENSABRA)*

*A tous nos amis, présents de loin ou de près, respectueusement, à tous ceux qui nous connaissent.*

*A toute la famille Magora surtout mon amis Magora Abd El latifet la famille Herizi surtout notre amis Herizi Laiden Particulier la famille BAHRI et la famille REZKALLAH.*



## Table des Matières

<b>Table des Matières</b> .....	<b>I</b>
<b>Liste des Figures</b> .....	<b>V</b>
<b>Tableau de Tableaux</b> .....	<b>VII</b>
<b>La liste des symboles</b> .....	<b>XI</b>
<b>Introduction générale</b> .....	<b>1</b>
<b>Chapitre I Description et modélisation du pendule inversé</b>	<b>3</b>
I.1 Introduction.....	<b>3</b>
I.2 L'intérêt de l'étude d'un pendule inversé .....	<b>4</b>
I.3 Présentation du pendule inversé.....	<b>5</b>
I.3.1 Qu'est-ce qu'un pendule ? .....	<b>5</b>
I.3.3 Dispositif de contrôle et de commande.....	<b>7</b>
I.3.4 Armoire de commande.....	<b>8</b>
I.3.4.1 L'adaptateur .....	<b>8</b>
I.3.4.2 Carte d'acquisition : ADVANTECH PCI 1711.....	<b>9</b>
I.3.4.3 Environnement de développement.....	<b>10</b>
I.4 La Modélisation du pendule inversé .....	<b>11</b>
I.4.1 Coordonnées généralisées du système chariot-pendule .....	<b>11</b>
I.4.3 Energie cinétique du système en mouvement .....	<b>12</b>
I.4.4 Energie potentielle du système.....	<b>12</b>
I.5 Modélisation du moteur électrique à courant continu commandé par.....	<b>14</b>
I.5.1 Equations du moteur .....	<b>15</b>
I.6 La simulation du modèle pendule inversé.....	<b>16</b>

I.6.1 L'instabilité en boucle ouverte.....	17
I.7 conclusion .....	17
<b>Chapitre II : Commande classique de type</b>	<b>18</b>
<b>PID d'un pendule inversé</b>	
II.1 Introduction.....	18
II.2 Analyse du problème .....	19
II.3 La Correction Classique.....	19
II.3.1 Action Proportionnelle .....	20
II.3.2 Action Intégrale .....	20
II.3.3 Action Dérivée .....	20
II.3.4 LES DIFFERENTS TYPES DE CORRECTEUR.....	20
II.4 Application d'un régulateur PID à un pendule inversé .....	25
II.4.1 Résultats expérimentaux de la commande PID .....	26
II.4.2 Résultats expérimentaux de la commande PID .....	27
II.4.3 Avec variation paramétrique .....	27
II.5 Avec injection des perturbations externes (t=20s ,30s et 40s).....	29
II.6 Conclusion .....	29
<b>Chapitre III Application de la Commande Flou d'un pendule inversé</b>	<b>30</b>
III.1 Introduction .....	30
III.2 Aperçu Historique.....	31
III.3 Définition de la Logique Floue.....	31
III.3.1 Avantages.....	32

III.3.2 Inconvénients .....	32
III.3.3 LES DIFFERENTS DOMAINES D'APPLICATIONS .....	32
III.3.4 COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE .....	32
III.3.5 But de La Commande floue .....	33
III.3.6 LES CONCEPTS DE LA LOGIQUE FLOUE .....	33
III.3.7 Bases de la commande floue .....	34
III.3.7.1 Ensemble flou.....	34
III.3.7.2 Univers De Discours.....	34
III.3.7.3 Opérations sur les ensembles.....	35
III.3.7.4 Variables linguistiques .....	36
III.3.7.5 Fonction d'appartenance.....	37
III.3.7.6 Structure d'un système flou.....	39
III.3.7.7 Critères De Choix D'une Méthode D'inférence.....	43
III.3.7.8 DIFFERENTS TYPES DE REGULATEURS FLOUS.....	43
III.4 Application de la commande floue : avec structure PID.....	43
III.5 Choix des éléments des régulateurs flous.....	44
III.5.1 Choix de la forme des classes.....	44
III.5.2 Définition des référentiels pour les quatre variables d'entrées ( $\dot{x}$ , $x$ , $\theta$ , $\dot{\theta}$ ).....	44
III.5.3 Méthode d'inférence.....	45
III.5.4 Méthode de défuzification.....	45
III.6 Résultats expérimentaux de la commande floue.....	46
III.7 Conclusion.....	47
<b>Chapitre IV Commande PID-Flou adaptative (PIDFA) d'un pendule     inversé</b>	48
IV.1 Introduction .....	48

IV.2 Commande adaptative.....	49
IV.3 Développement d'un contrôleur hybride intelligent PID-Flou pour pendule inversé	50
IV.3.2 Détermination des gains du régulateur PID.....	50
IV.3.1 Conception et application de la commande PID Floue.....	51
IV.3.3 Fonctions d'appartenance.....	51
IV.3.4 Règles de décision (Table de décision) .....	52
IV.3.5 Résultats expérimentaux .....	54
IV.3.6 Avec variation paramétrique.....	57
IV.3.7 Avec variation paramétrique et perturbation externe.....	59
IV.4 Etude comparative (PIDFA et PID) .....	61
IV.5 Conclusion.....	62
Conclusion générale.....	64

**Tableau de figure**

**Chapitre I**

**Figure I.1** Robot marcheur Honda..... 4

**Figure I.2** Segway..... 5

**Figure I.05** Diagramme de connexion du dispositif de contrôle et de commande..... 6

**Figure I.6** Photo réel une carte d'acquisition (labo-auto-univ\_m'sila) ..... 7

**Figure I.7** Processus de génération du code exécutable..... 8

**Figure I.8** Modélisation pendule et chariot..... 12

**Figure I.9** le schéma électrique du moteur à aimant permanent..... 14

**Figure I.10** Modèle de simulation..... 16

**Figure I.11** Réponses libres du modèle..... 16

**Figure I.12** Réponses libres du modèle..... 17

**Chapitre II**

**Figure II.1** Correcteur Proportionnel..... 21

**Figure II.2** Régulateur à structure parallèle..... 23

**Figure II.3** Régulateur à structure série..... 23

**Figure II.4** Régulateur à structure mixte (classique) ..... 24

**Figure II.5** Régulateur à structure mixte (variante) ..... 24

**Figure II.6** Processus de génération du code exécutable..... 26

**Figure II.7** Structure de la commande par PID(implantée) ..... 26

**Figure II.8** Le signal de commande..... 27

**Figure II.9** La réponse d système..... 27

**Figure II.10** le signal de commande PID..... 28

**Figure II.11** La réponse de système..... 28

**Figure II.12** Le signal de commande..... 29

### Chapitre III

<b>Figure III.1</b> Schéma d'une commande.....	<b>33</b>
<b>Figure III.2</b> La fonction d'appartenance selon la logique floue.....	<b>34</b>
<b>Figure III.3</b> Univers de discours normalisé uniforme de 3 ensembles.....	<b>35</b>
<b>Figure III.4</b> Fonctions d'appartenance qui caractérisent la variable Température.....	<b>37</b>
<b>Figure III.5</b> Fonction triangulaire.....	<b>37</b>
<b>Figure III.6</b> Fonction d'appartenance trapézoïdale.....	<b>38</b>
<b>Figure III.7</b> Fonction d'appartenance Gaussienne.....	<b>38</b>
<b>Figure III.8</b> Fonction d'appartenance sigmoïdale.....	<b>39</b>
<b>Figure III.9</b> Structure d'un système flou.....	<b>39</b>
<b>Figure III.10</b> Principe des différentes méthodes de défuzzification.....	<b>42</b>
<b>Figure III.11</b> Structure de base d'un contrôleur flou.....	<b>44</b>
<b>Figure III.12</b> Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées/sorties $e$ , $de$ et $u$ .....	<b>44</b>
<b>Figure III.13</b> La surface de régulateur flou.....	<b>45</b>
<b>Figure III.14</b> Schéma bloc du contrôleur FLOU implémenté (temps réel) .....	<b>46</b>
<b>Figure III.15</b> Le signal de commande FLOU.....	<b>46</b>
<b>Figure III.16</b> la réponse de système.....	<b>47</b>

### Chapitre IV

<b>Figure IV.1</b> : Structure de base d'une commande adaptative .....	<b>49</b>
<b>Figure IV.2</b> Schéma fonctionnel de la commande PIDFA pour le pendule invers.....	<b>50</b>
<b>Figure IV.3</b> fonctions d'appartenance des entrées $e$ et $de$ et des sorties $k'_p$ , et $k'_d$ . .....	<b>51</b>
<b>Figure IV.4</b> : fonctions d'appartenance des entrées $e$ et $de$ et de sortie $k'_i$ .....	<b>52</b>
<b>Figure IV.5</b> Surface des gains $k'_p$ .....	<b>53</b>
<b>Figure IV.6</b> Surface des gains $k'_d$ .....	<b>53</b>

---

<b>Figure IV.8</b> Schéma bloc du contrôleur PIDFA implémenté (temps réel).	54
<b>Figure IV.9</b> Le signal de commande.....	55
<b>Figure IV.10</b> La réponse de système.....	55
<b>Figure IV.11</b> : Les gains de position $x$ . ....	56
<b>Figure IV.12</b> Les gains de l'angle $\theta$ .....	56
<b>Figure IV.13</b> Le signal de commande.....	57
<b>Figure IV.14</b> La réponse de système.....	57
<b>Figure IV.15</b> : Les gains de position $x$ .....	58
<b>Figure IV.15</b> : Les gains de l'angle $\theta$ .....	58
<b>Figure IV.15</b> Le signal de commande.....	59
<b>Figure IV.14</b> La réponse de système.....	59
<b>Figure IV.21</b> : comparaison entre les commandes développées sur le pendule inversé..... (L'angle $\theta$ )	62
<b>Figure IV.22</b> : comparaison entre les commandes développées sur le pendule inversé..... (La position $x$ )	62

<b>II.1</b> : Paramètres de la commande PID.....	<b>25</b>
<b>III.1</b> : matrice d'inférence .....	<b>40</b>
<b>III.2</b> : Les méthodes d'inférence.....	<b>41</b>
<b>III.3</b> : Les Règles du contrôleur (5x5=25 règles) .....	<b>45</b>
<b>IV.1</b> Règles d'inférence pour les gains.....	<b>52</b>
<b>IV.2</b> Règles d'inférence pour les gains $k'_i$ .....	<b>52</b>
<b>IV.3</b> Règles d'inférence pour les gains $k'_d$ .....	<b>53</b>
<b>IV.4</b> : Comparaison quantitative entre les commandes développées.....	<b>61</b>

## La liste des symboles

$m$  : la masse du pendule  
 $M$  : Masse du chariot.  
 $X(t)$  : Position du chariot (m).  
 $l$  : Demi-longueur du pendule.  
 $\theta(t)$ : Angle de rotation du pendule (rad)  
 $F(t)$ : Force exercée sur le chariot (N)  
 $g$  : Intensité de la pesanteur  
 $d$  : Coefficient de frottement de rotation du pendule  
 $E_c$  : l'énergie cinétique  
 $E_p$  : l'énergie potentielle  
 $E$  : Lagrangien  
 $E_{cM}$  : l'énergie cinétique du chariot  
 $E_{cm}$  : l'énergie cinétique du pendule  
 $V_{cp}$  : La vitesse de centre de gravité du pendule  
 $\omega$ : La vitesse angulaire du pendule  
 $r_c$  : La position du centre de gravité du pendule  
 $I, J$ : Les vecteurs unitaires du repère  $x, y$   
 $\xi$ : Degré de liberté  
 $R_a$  : Résistance de l'induit  
 $L_a$  : Inductance de l'induit  
 $V_c$  : La tension d'alimentation de l'induit du moteur  
 $I_a(t)$  : Intensité du courant (A)  
 $K_b$ : Constante électrique du moteur  
 $K_m=0.05 \text{ Nm}$ : Constante mécanique  
 $J_m$  : moment d'inertie  
 $f_m$  : Coefficient de frottement visqueux  
 $\Omega_m$  : vitesse angulaire de l'arbre de moteur  
 $C_m(t)$ : couple mécanique  
 $C_r(t)$  : couple résistant  
 $\varphi$  : la vitesse angulaire  
 $r$  : le rayon de la poulie



# Introduction générale

### Introduction générale:

#### I. Généralité

Depuis longtemps l'objectif principal des automaticiens est de trouver une loi de commande optimale capable de forcer la sortie du système, à suivre une trajectoire de référence désirée. Cette trajectoire peut être fixe (régulation) ou variable (poursuite). Durant ces recherches plusieurs stratégies de commande ont été proposées et analysées, la plupart de ces stratégies sont dédiées aux systèmes qui possèdent une dynamique linéaire. Par contre, dans le cas où la dynamique des systèmes est non linéaire, l'implémentation d'une loi de commande paraît un peu difficile. Souvent, les lois de commande des systèmes dynamiques nécessitent la connaissance totale ou partielle de l'état du système à commander. D'un point de vue pratique, la connaissance de l'état s'obtient grâce à des mesures effectuées à l'aide de capteurs. Ces mesures sont souvent entachées de bruit. Cet inconvénient limite les performances d'une boucle de commande.

Le but de ce mémoire est la commande d'un système de pendule inversé, avant d'entrer spécifiquement au travail que nous allons effectuer de notre système, nous allons détailler les informations importantes sur les pendules inversés. La question de « qu'est-ce qui est un pendule inversé » et « pourquoi nous nous sommes intéressés à ce système » sera répondue clairement dans les lignes qui suivent et aussi nous décrivons les caractéristiques générales du système et nous expliquons ses applications variées.

De nombreuses techniques de commande ont été appliquées avec succès pour la stabilisation du pendule inversé et on peut citer comme exemples la commande PD [1], la commande LQR [2], les réseaux de neurones artificiels [3], la commande PID [4] et la logique floue [5].

#### II. Problématique

Dans ce travail, nous sommes intéressés à la synthèse de différentes stratégies de commande pour stabiliser le simulateur de pendule inversé. Ce simulateur est un système non linéaire, instable, SIMO (Single Input Multiple Output), sous actionné, à plus d'un degré de liberté, très sensible aux retard et aux frottements, et une dynamique instable en boucle ouverte.

L'objet de ce travail est l'application des lois de commandes PID et floue, Ces lois ont été validées en expérimental, en considérant la commande du système non linéaire d'un pendule inversé, Ainsi, nous avons synthétisé une commande PID floue adaptative (PIDFA) à l'aide d'un superviseur flou qui détermine les paramètres du régulateurs PID.

#### III. Structure du mémoire

Nous avons choisi de scinder notre travail en quatre chapitres, suivis d'une conclusion générale. Ces chapitres sont organisés comme suit :

**Le premier chapitre** est consacré à la description précise du système et de son interfaçage avec le PC. Ensuite, nous avons traité en détail l'environnement logiciel c'est à-dire le schéma général sous Simulink. Dans la suite du chapitre, nous élaborons le modèle mathématique d'un pendule inversé en nous basant sur le formalisme d'Euler-Lagrange.

**Dans le deuxième chapitre**, nous présentons l'application de la commande PID sur le pendule inversé. A la fin du chapitre nous présenterons aussi les résultats expérimentaux du système commandé qui nous permettront d'évaluer la performance de cette commande.

**Le troisième chapitre** présente quelques notions de base de la logique floue et les différentes composantes d'un contrôleur. Nous avons créé une commande floue pour la stabilisation de notre système au point d'équilibre et aussi en présent les résultats expérimentaux à la fin de chapitre.

**Dans le quatrième chapitre**, on présente un bref rappel théorique sur la commande adaptative et aussi nous avons développé un contrôleur PID-Flou adaptative pour atteindre le point d'équilibre de notre système. Nous présenterons les résultats expérimentaux du système commandé mis à l'épreuve de perturbations et de variations paramétriques, enfin nous avons fait une étude comparative entre les déférent lois de commande que nous avons étudié dans note projet.

**Enfin**, notre travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectifs envisagé.

## CHAPITRE

## I

# Description et Modélisation du pendule inversé

## I.1 Introduction :

Nous présenterons dans ce chapitre, en première lieu, un modèle non linéaire d'un système classique souvent utilisé en automatique, plus particulièrement dans les applications de commande, le pendule inversé est une plateforme d'essai qui pose un problème d'instabilité à l'angle  $\theta = 0$ , il nous servira notamment, plus loin dans les chapitre suivants pour les tests des différents commandes synthétisées.

Par la suite, nous développerons un modèle dynamique qui sera présenté sous forme d'équation différentielles déduites à partir du formalisme d'Euler-Lagrange qui constitue une approche systématique simple à mettre en œuvre. Ensuite, nous validerons le modèle développé, et en fin nous présenterons des simulations en boucle ouverte du modèle.

## I.2 L'intérêt de l'étude d'un pendule inversé :

Les intérêts en ingénierie de l'étude du pendule inversé sont divers et remarquables voici deux exemples qui illustrent bien son utilité :

- **En médecine :**

L'homme est vu comme un double pendule inversé en série, dont les deux axes de rotations principales sont les chevilles et les hanches. Quand nous sommes en position debout les articulations travaillent sans arrêt pour nous y maintenir. Les spécialistes qui travaillent à la réalisation de prothèses (remplacement chirurgical d'un organe, la pièce ou l'appareil de remplacement : prothèse dentaire) pour les hanches sont amenés à utiliser le model de double pendule inversé pour calculer l'ensemble des contraintes qui sont soumises à la prothèse.

Le premier pendule est articulé à la cheville et représente les membres inférieurs. Le second pendule est articulé à la hanche et représente la partie supérieure du corps. On accélère en se penchant en avant et on ralentit en se penchant en arrière, le système est le même que le pendule inversé (voir figure I.1).

- **En robotique :**

Dans le même ordre d'idée, un robot est vu comme un pendule inverse. Pour maintenir le robot en équilibre il suffit de stabiliser le pendule inversé correspondant à sa position verticale au cours de son déplacement et en présence des perturbations extérieures. A l'occasion, nous citons quelques exemples des robots qui sont déjà étudiés et conçus a base de ce principe :

Le robot marcheur : Peut se présenter par deux doubles pendules inverses en série, dont les deux pendules sont couplés par une tige avec deux articulations.



Figure I.1 : Robot marcheur Honda.

### Chaise sur deux roues/Le Segway :

Elles sont considérées comme un pendule inversé simple (une seule tige) se déplaçant à l'aide de deux roues.



Figure I.2 : Segway.

### I.3 Présentation du pendule inversé

#### I.3.1 Qu'est-ce qu'un pendule ?

Le pendule inversé est un outil très didactique et présente des caractéristiques très appréciables par les automaticiens. Considéré comme un très bon exemple de système instable et non linéaire, le pendule inversé a été largement utilisé pour tester les performances des techniques de commandes (classiques et émergentes).

#### I.3.2 Description de la maquette :

Il est constitué d'un chariot mobile sur un rail et d'un pendule suspendu sur le chariot. Son principe de fonctionnement est très simple en théorie : quand le pendule penche vers la droite, le chariot doit le rattraper en effectuant un mouvement vers la droite, et inversement. La difficulté c'est de contrôler l'intensité et le sens de la force appliquée au chariot en fonction de l'angle que le pendule fait avec la verticale.

Ce système est un système multi variable, couplé, non linéaire, instable et sous actionné. Il existe beaucoup d'effets parasites comme le fortement, les modes élastiques de la tige et de l'axe, les effets contrecoup des vitesses et la ceinture, ainsi que la saturation d'entrée.

L'ensemble du chariot pendule a deux degrés de liberté qui sont représentées par deux coordonnées :  $x$  pour le déplacement horizontal du chariot,  $\theta$  pour la rotation du pendule. Les paramètres mécaniques ou physiques du système chariot-pendule sont définis avec leur notion dans le tableau (I.4).

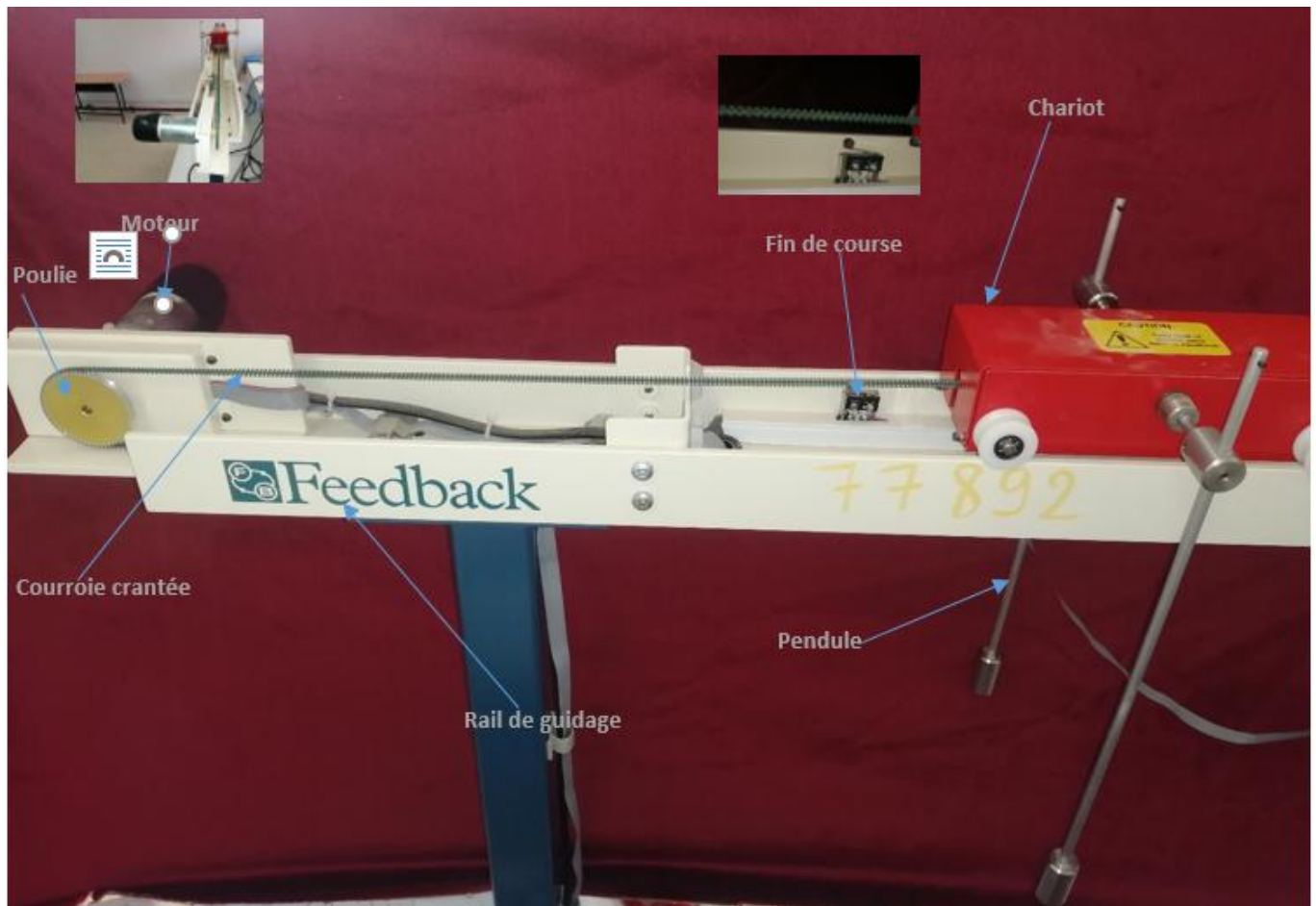


Figure I.3 : synoptique de la maquette du pendule inversé.

(Laboratoire automatique de l'université de M'sila).

Symbole	Désignation
$m$	La masse du pendule
$M$	La masse du chariot
$l$	longueur du pendule
$d$	Le frottement du chariot

Tableau I.1 : Les paramètres de l'ensemble pendule-chariot.

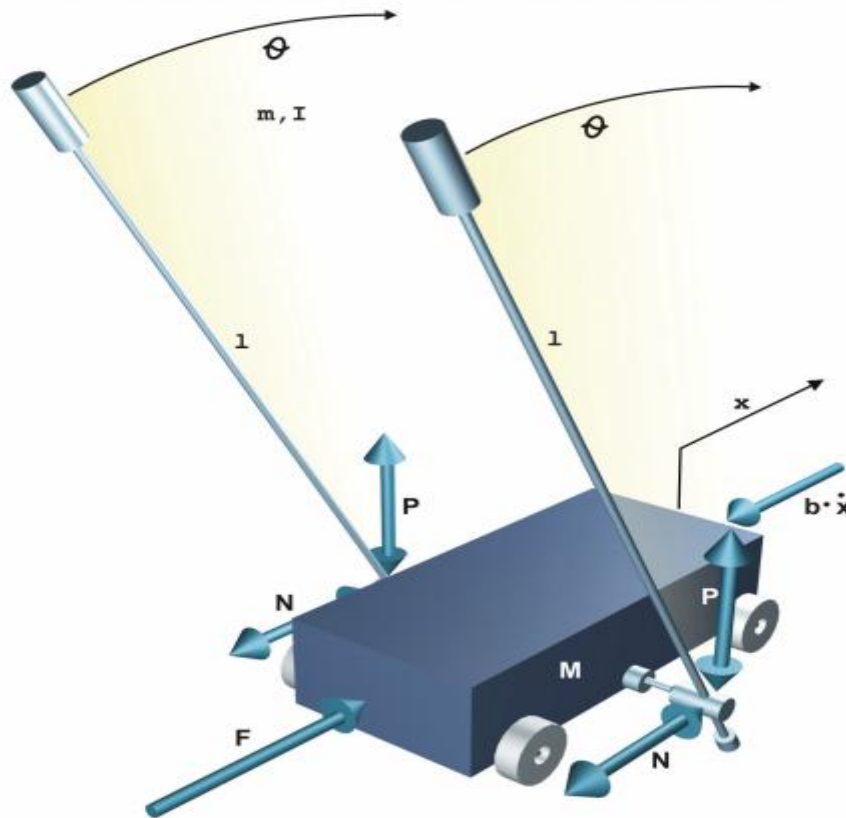


Figure I.4 : Configuration du pendule inversé.

### I.3.3 Dispositif de contrôle et de commande :

Un ensemble de capteurs et d'actionneur est installé sur la maquette. Deux capteurs sont disponibles :

Un capteur de position délivre une image de la position du chariot sur son rail de guidage par rapport au centre de ce dernier. Si le chariot est situé à droite du centre, une valeur positive est mesurée. Le capteur utilisé est un potentiomètre multi-tours solidaire sur l'axe du moteur.

Un capteur de position angulaire fournit l'angle entre le bras du pendule et la verticale. Si le pendule penche vers la droite, un angle positif est mesuré. Le capteur est constitué d'un potentiomètre fixé sur le pivot du pendule.

Les informations délivrées par les deux capteurs sont conditionnées par une électronique associée et les tensions de sortie varient dans une plage de  $-10V$  à  $+10V$ . On notera qu'un filtre passe-bas est intégré dans la chaîne de conditionnement de chaque entrée, ce filtre ayant pour fonction de limiter la largeur de bande des signaux de mesure et d'éviter le repliement de spectre qui risque de se produire lors de l'opération d'échantillonnage.

De plus, la course du chariot est limitée respectivement à gauche et à droite par deux butées mécaniques. Par sécurité pour le moteur d'entraînement du chariot, deux intercepteurs de fin de course sont placés en avant des butées mécaniques. Le passage du chariot entraîne la fermeture d'un intercepteur provoquant la coupure de l'alimentation du moteur électrique.

L'actionneur est un moteur électrique à courant continu et à aimant permanent commandé par l'induit.

La commande du moteur entraînant le chariot est effectuée par un signal variant entre 0 et +5V. L'amplification de puissance par montage push-pull est assurée, de la même façon, par l'électronique associée.

### I.3.4 Armoire de commande

À l'arrière de l'armoire on trouve les différentes connectiques suivantes illustrées par la figure I.6 :

- **Connecteur ON / Off** : fiche DIN pour connecter la boîte de l'intercepteur ON/OFF du moteur.
- **Sélecteur 110/220v.**
- **Fiche d'alimentation 110/220 V.**
- **Connecteur CN3** : Il se branche avec le PL1 de la boîte d'adaptation, avec une large nappe 40 pistes. Les signaux sont ceux des deux capteurs de position, c'est des signaux digitaux sur 16 bits.
- **Connecteur CN2** : il se branche avec PL3, avec une nappe 20 pistes. Les signaux sont les tensions de commande du moteur.
- **Connecteur CN1** : il se branche avec la partie mécanique. Les signaux sont ceux du moteur.

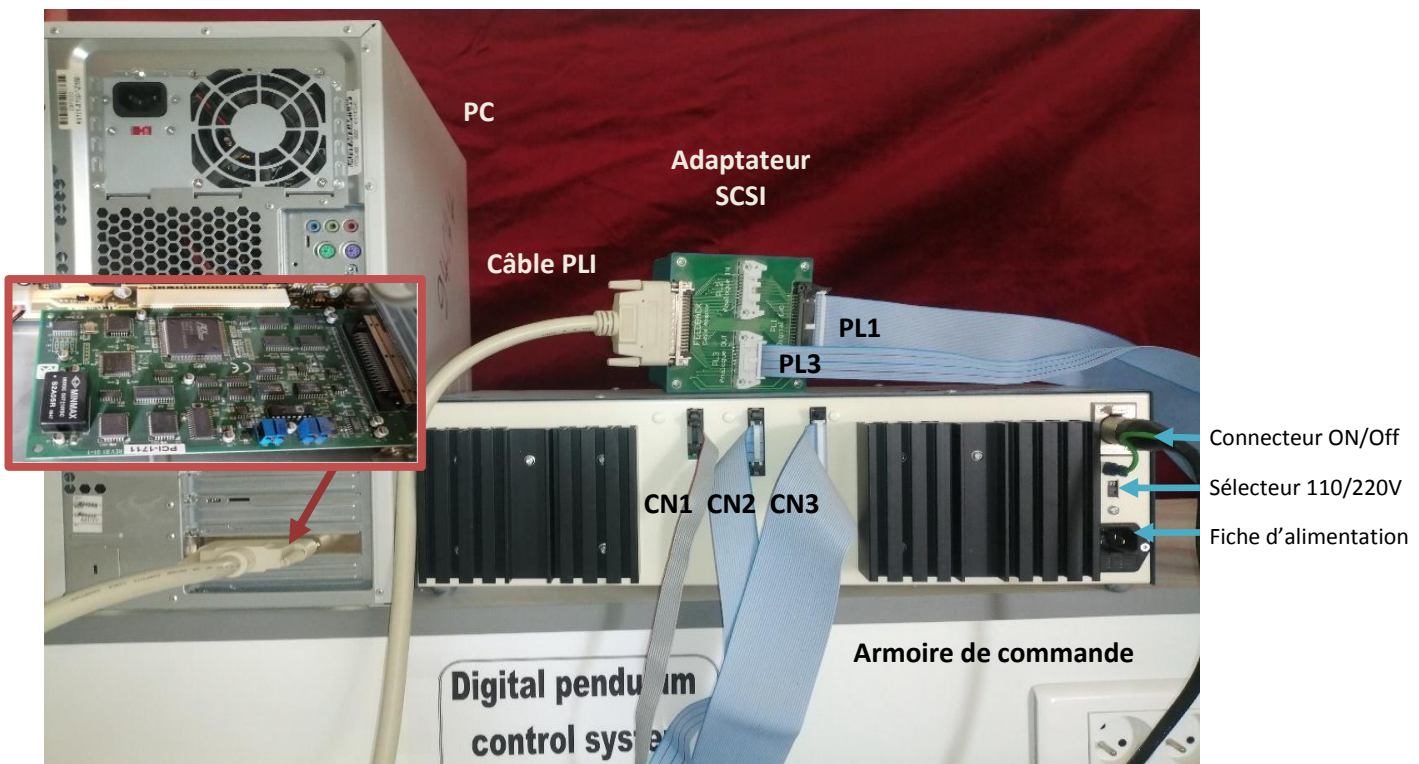


Figure I.5 : Diagramme de connexion du dispositif de contrôle et de commande.

#### I.3.4.1 L'adaptateur :

L'adaptateur SCSI donné à la figure I.6 a comme rôle d'adapter les signaux entre la carte d'acquisition et les différents connecteurs de la base d'alimentation, et aussi séparer ces différents signaux en fonction de leurs types. La boîte dispose de quatre connecteurs :

- Un connecteur 68 pins pour connecter le câble global 68 pin SCSI de la carte d'acquisition.

- Un grand connecteur PL1 pour les entrées digitales des capteurs de positions (deux encodeurs optiques).
- Un petit connecteur PL2 ou PL3 pour la sortie analogique (tension de commande du moteur).

#### I.3.4.2 Carte d'acquisition : ADVANTECH PCI 1711 :

C'est une carte d'acquisition universelle qui est installée sur le port PCI du PC de commande dispose de connecteurs extérieurs pour des entrées/sorties analogiques et digitales. Ces principales caractéristiques sont :

- La fonction Plug & Play.
- La fréquence maximale d'échantillonnage est de 100KHz.
- Gammes des entées analogiques est programmable et contrôlable par software.
- Chaque canal à sa gamme individuelle stockée dans la RAM de la carte.
- 2 sorties analogiques (convertisseur D/A).
- 16 canaux d'entées digitales.
- 16 canaux de sorties digitales.
- Un compteur/timer programmable.
- Scanne automatique des gains/canaux.

Son principal rôle dans notre application, c'est qu'elle permet la commande digitale d'un système continu à travers un PC, en convertissant les signaux analogiques en numériques et vice versa.

Dans notre cas, on utilise :

- Une sortie analogique (convertisseur D/A) pour délivrer la tension de commande de référence.
- Les entrées digitales des deux encodeurs optiques pour mesurer l'angle du pendule et la position du chariot.
- Une entrée analogique (convertisseur A/D) pour récupérer le retour tachymétrique du moteur.



Figure I.6 : Photo réel d'une carte d'acquisition PCI-1711.

### I.3.4.3 Environnement de développement :

Ce banc d'essai utilise une approche novatrice d'implémentation, qui jouit d'une flexibilité accrue et d'une architecture totalement ouverte, cette approche est appelée **HIL** pour « Hardware-In the-Loop » Ou bien « Rapid Prototyping »

Avec le « hardware-in the-loop », on peut tester directement le contrôleur qu'on a synthétisé en simulation sur le système physique réel, avec un simple PC de développement. En effet tous ce qu'on a besoin est :

- Un PC standard (pour le développement et pour la commande)
- Une carte d'acquisition pour la conversion A/D et D/A
- Le système physique à commander
- Les logiciels nécessaires

Les logiciels utilisés sont :

#### **MATLAB :**

Il joue le rôle d'une plateforme, où tous les autres composants s'exécutent, c'est l'environnement le plus utilisé par les ingénieurs, il fournit plusieurs routines sophistiquées de calculs numériques.

#### **SIMULINK :**

C'est un langage de haut niveau graphique, avec lequel on programme avec des objets ou blocs, ces objets peuvent être soit des blocks standards ou bien des blocks spécialisés écrit par l'utilisateur comme des S-fonctions.

#### **REAL TIME WORKSHOP :**

C'est le programme le plus important, qui génère automatiquement du code source C++ optimisé, à partir du modèle Simulink. De plus, ce code est paramétrable pour plusieurs target (cible)d'implémentation.

#### **Compilateur C++ :**

Il compile le code généré par real time workshop et fait l'édition des liens pour générer un exécutable qui communique avec la cible d'implémentation (Target), dans notre cas, le compilateur est **VISUAL C++ 6.0 PRO**.

#### **REAL TIME WINDOWS TARGET :**

Dans le cas d'un environnement **WINDOWS**, ce petit noyau, est essentiel, son rôle est primordial, il assure le temps réel pour notre régulateur. Il intercepte les interruptions matérielles, il communique avec l'exécutable du régulateur et interface avec le système physique à travers la carte d'acquisition, en vue de contrôler le flux de données et de signaux du modèle (maintenant exécutable) vers le système physique et vice versa.

La figure I.7 donne un schéma synoptique qui illustre les relations qui existe entre les différents modules.

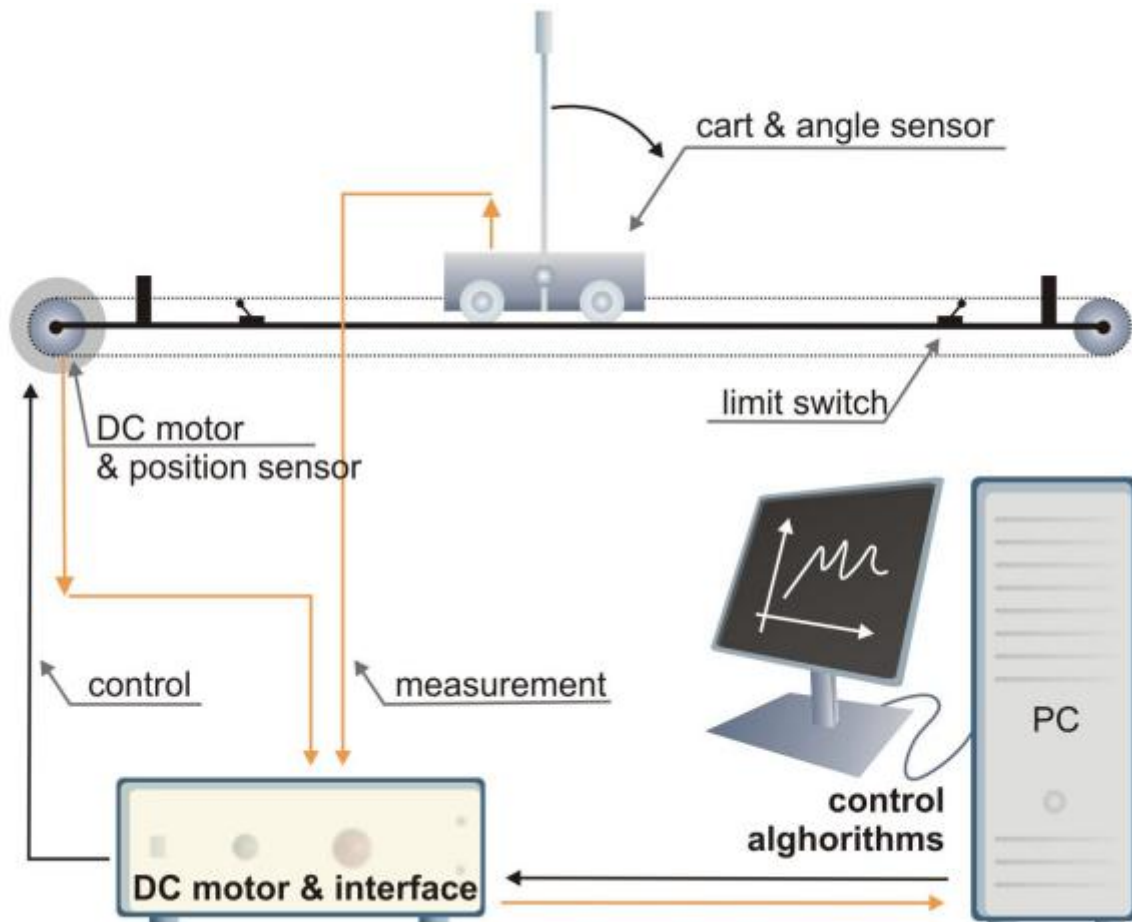


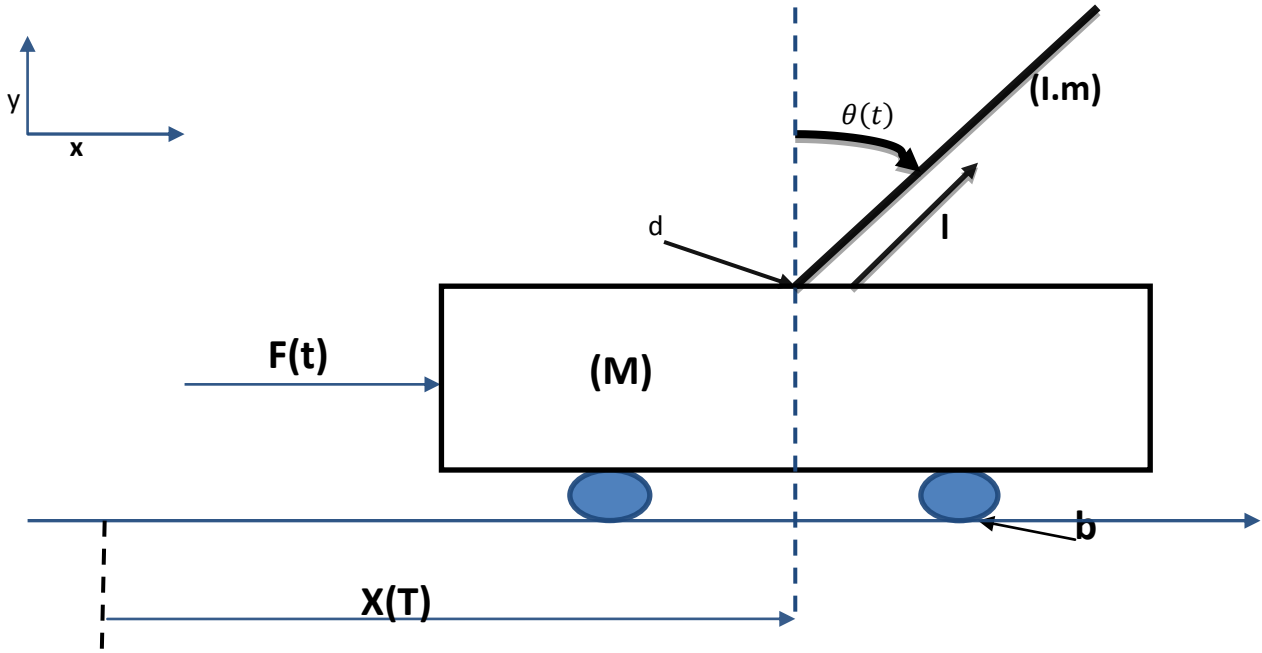
Figure I.7 : Processus de génération du code exécutable [6]

#### I.4 La Modélisation du pendule inversé :

Le pendule inversé est un système multi-variable non linéaire instable avec des constantes de temps très rapides. Ce système est reconnu pour être une plateforme difficilement stabilisable. Le problème de commande exige la recherche du modèle mathématique du système à commander, donc une phase de modélisation est nécessaire pour permettre l'étude en simulation. Pour ce faire, on trouve dans la littérature différentes méthodes comme celle basée sur la physique Newtonienne ou celle basée sur le formalisme de Lagrange-Euler. Dans ce travail nous avons optés pour la méthode de Lagrange-Euler [7-8].

##### I.4.1 Coordonnées généralisées du système chariot-pendule :

L'ensemble du chariot-pendule possède deux degrés de liberté dont les coordonnées généralisées sont respectivement :  $x(t)$  pour le déplacement horizontal du chariot et  $\theta(t)$  pour la rotation du pendule. La direction positive de  $x(t)$  est le sens à droite en mètre et celui de l'angle est le sens des aiguilles d'une montre en radian (voir figure I.8).



**Figure I.8 :** Configuration de l'ensemble du chariot-pendule.

Les paramètres de l'ensemble chariot-pendule sont [6] :

- $m = 0.23 \text{ Kg}$  : Représente la masse du pendule.
- $b = 0.05 \text{ Ns/ m}$  : Coefficient de frottement des roues du chariot.
- $M = 2.4 \text{ Kg}$  : Masse du chariot.
- $X(t)$  : Position du chariot (m).
- $l = 0.36 \text{ m}$  : Demi-longueur du pendule.
- $\theta(t)$  : Angle de rotation du pendule (rad),
- $F(t)$  : Force exercée sur le chariot (N).
- $g = 9.81 \text{ m/ s}^2$  : Intensité de la pesanteur.
- $d = 0.005 \text{ (Nms /rad)}$  : Coefficient de frottement de rotation du pendule.

**I.4.2 Equations du Système Pendule et Chariot établies à l'aide du formalisme de Lagrange-Euler**

Le Lagrangien est défini comme étant la différence entre l'énergie cinétique  $E_c$  et l'énergie potentielle  $E_p$  du système, l'avantage de ce formalisme réside dans l'élimination des efforts d'interaction, il s'exprime par [4] [9] :

$$L = E_c - E_p \tag{I.1}$$

**I.4.3 Energie cinétique du système en mouvement :**

Le système en mouvement comporte le chariot qui se déplace linéairement sur les rails et le pendule qui se balance sur son axe de rotation. L'énergie cinétique du chariot en mouvement est donnée par l'équation :

$$E_{CM} = \frac{1}{2} M \dot{x}^2 \tag{I.2}$$

L'énergie cinétique du pendule est exprimée par relation :

$$E_{cm} = \frac{1}{2} m V_C^2 + \frac{1}{2} J \dot{\theta}^2 \tag{I.3}$$

Avec :

$V_c$  : La vitesse de centre de gravité du pendule

$\dot{\theta}$  : La vitesse angulaire du pendule

$J$  : le moment d'inertie du pendule

La position du centre de gravité du pendule, notée  $r_{cm}$  à partir de ces coordonnées est donnée par :

$$r_{cm} = (x + l \sin \theta) \vec{i} + l \cos \theta \vec{j} \quad (I.4)$$

$i, j$  : étant les vecteurs unitaires du repère  $x, y$

La vitesse du centre de gravité du pendule est :

$$V_c = \frac{dr_{cm}}{dt} = (\dot{x} + \dot{x} l \cos \theta \dot{\theta}) \vec{i} - (l \sin \theta \dot{\theta}) \vec{j} \quad (I.5)$$

En substituant les équations et (I.5) dans l'équation (I.3), l'expression de l'énergie cinétique du pendule devient :

$$E_{cm} = \frac{1}{2} m (\dot{x}^2 + 2 \dot{x} l \cos \theta \dot{\theta} + l^2 \cos^2 \theta \dot{\theta}^2 + l^2 \sin^2 \theta \dot{\theta}^2) + \frac{1}{2} J \dot{\theta}^2 \quad (I.6)$$

Qui s'écrit après simplification du terme  $(\sin^2 + \cos^2) = 1$  on a

$$E_{cm} = \frac{1}{2} m (\dot{x}^2 + 2 \dot{x} l \cos \theta \dot{\theta} + l^2 \dot{\theta}^2) + \frac{1}{2} J \dot{\theta}^2 \quad (I.7)$$

Finalement, l'énergie cinétique totale de l'ensemble chariot-pendule est exprimée par :

$$E_C = E_{CM} + E_{cm} = \frac{1}{2} M \dot{x}^2 + \frac{1}{2} m (\dot{x}^2 + 2 \dot{x} l \cos \theta \dot{\theta} + l^2 \dot{\theta}^2) + \frac{1}{2} J \dot{\theta}^2 \quad (I.8)$$

#### I.4.4 Energie potentielle du système :

Le chariot étant en mouvement sur un rail horizontal, seul le pendule en mouvement possède une énergie potentielle. L'énergie potentielle du centre de gravité du pendule est donnée par :

$$E_p = mg l \cos \theta \quad (I.9)$$

Une fois que les expressions de l'énergie cinétique  $E_C$  de l'ensemble chariot-pendule (Equation I.8) et l'énergie potentiel du système  $E_p$  (Equation I.9) sont établies, on utilise la relation générale d'Euler-Lagrange pour déterminer les équations du mouvement de l'ensemble chariot-pendule.

En substituant les équations (I.8) et (I.9) dans l'équation (I.1) on trouve :

$$L = \frac{1}{2} M \dot{x}^2 + \frac{1}{2} m (\dot{x}^2 + 2 \dot{x} l \cos \theta \dot{\theta} + l^2 \dot{\theta}^2) + \frac{1}{2} J \dot{\theta}^2 - mg l \cos \theta \quad (I.10)$$

L'équation générale d'Euler-Lagrange est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{dL}{d\dot{\varepsilon}} \right) - \frac{dL}{d\varepsilon} + \frac{dD}{d\varepsilon} = F \quad (I.11)$$

Où :

$\varepsilon$  : désigne les degrés de liberté. Dans le cas du pendule, ces deux degrés de liberté sont la position du chariot  $x(t)$  et l'angle de rotation du pendule  $\theta(t)$ .

$D$  : désigne l'énergie dissipée par frottement,  $F$  : la force généralisée.

On définit donc l'équation de Lagrange pour le pendule inversé comme suit :

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{dL}{d\dot{\varepsilon}} \right) - \frac{dL}{d\varepsilon} = F \quad (I.12)$$

- pour le degré de liberté  $\varepsilon(t)=x(t)$ , on a :

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{dL}{d\dot{\varepsilon}} \right) - \frac{dL}{d\varepsilon} = F - b\dot{x} \quad (I.13)$$

Où  $F$  : représente la force exercée sur le chariot. La dérivée partielle du lagrangien suivant  $x$  et  $t$  s'écrit :

$$\frac{d}{dt}(M\dot{x} + m\dot{x} + ml\cos\theta\dot{\theta}) - 0 = F - b\dot{x} \tag{I.14}$$

On obtient alors, la première équation de Lagrange est :

$$(M + m)\ddot{x} + ml\cos\theta\ddot{\theta} - ml\sin\theta\dot{\theta}^2 = F - b\dot{x} \tag{I.15}$$

- pour le degré de liberté  $\varepsilon(t) = \theta(t)$ , on a :

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dL}{d\dot{\varepsilon}}\right) - \frac{dL}{d\varepsilon} = -d\dot{\theta} \tag{I.16}$$

La dérivée partielle du lagrangien suivant  $\theta$  et  $\dot{\theta}$  s'écrit :

$$\frac{d}{dt}(ml\dot{x}\cos\theta + ml^2\dot{\theta} + J\dot{\theta}) - (-ml\dot{x}\sin\theta\dot{\theta} + mgl\sin\theta) = -d\dot{\theta} \tag{I.17}$$

La deuxième équation de Lagrange est :

$$(ml^2 + J)\ddot{\theta} + ml\ddot{x}\cos\theta - ml\dot{x}\sin\theta\dot{\theta} + ml\dot{x}\sin\theta\dot{\theta} - mgl\sin\theta = -d\dot{\theta} \tag{I.18}$$

Le modèle de connaissance de l'ensemble chariot-pendule (Equation I.17 et I.18) est donné par le système d'équations :

$$\begin{cases} (M + m)\ddot{x} + b\dot{x} + ml\cos\theta\ddot{\theta} - ml\sin\theta\dot{\theta}^2 = F \\ ml\ddot{x}\cos\theta + (ml^2 + J)\ddot{\theta} + d\dot{\theta} - mgl\sin\theta = 0 \end{cases} \tag{I.19}$$

Le système d'équations (I.19) montre la dépendance qui existe entre l'accélération du chariot et l'accélération angulaire du pendule  $\ddot{\theta}$ . Ainsi, lorsque  $F=0$  (pas de force extérieure), si on déplace le pendule de sa position d'équilibre, il ne sera soumis qu'à sa propre inertie, il se mettrait alors à osciller et, puisque le pendule est fixé sur le chariot, ce dernier commencera également à se mouvoir.

### I.5 Modélisation du moteur électrique à courant continu commandé par l'induit :

Comme le moteur utilisé pour entrainer le chariot est un moteur à courant continu à aimant permanent, le flux inducteur est constant. Le schéma électrique et t du moteur est donné par la figure I.9.

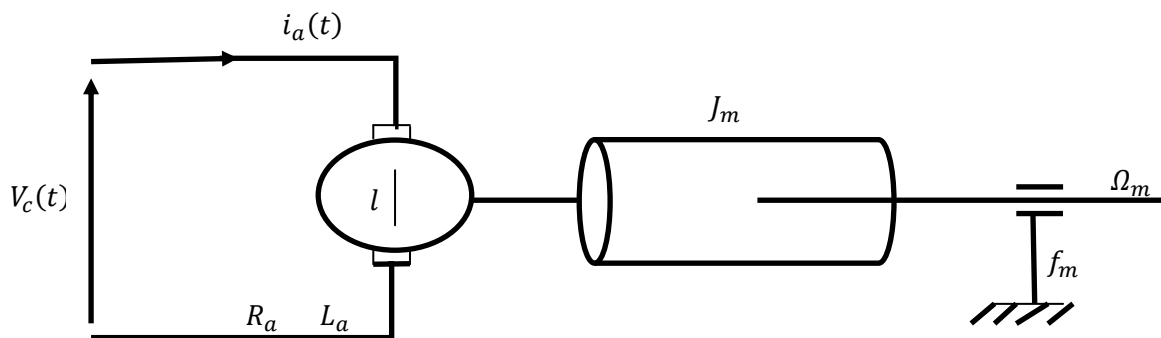


Figure I.9 : le schéma électrique du moteur à courant contenu.

Les paramètres du moteur sont [10] :

- $R_a=2.5\Omega$  : Résistance de l'induit
- $L_a=0.0025H$  : Inductance de l'induit.
- $-2.5 \leq V_c \leq 2.5$  : La tension d'alimentation de l'induit du moteur.
- $i_a(t)$ : Intensité du courant (A)
- $K_b=0.05 \text{ N/A}$  : Constante électrique du moteur.
- $K_m=0.05 \text{ Nm}$  : Constante mécanique.
- $f(t)=f_{cem}$  : La force contre-électromotrice (symbolisé par un générateur)
- $J_m=1.4 \times 10^{-5} \text{ Kg.m}^2$  : moment d'inertie.
- $C_r$  : couple résistant,  $C_m$  : couple moteur.
- $f_m : 10^{-6} \text{ Kg.m}^2 /s$  : Coefficient de frottement visqueux.
- $\Omega_m$  : vitesse angulaire de l'arbre de moteur.

### I.5.1 Equations du moteur :

- Equations électriques :

$$\text{Equation de l'induit : } V_c(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + f(t) \quad (\text{I.20})$$

$$\text{Equation de la } f_{cem} : f(t) = k_b \Omega_m \quad (\text{I.21})$$

$$\text{Equation mécanique : } C_m(t) = J_m \frac{d\Omega_m(t)}{dt} + C_r(t) + f_m \times \Omega_m(t) \quad (\text{I.22})$$

$$\text{Equation de couple : } C_m(t) = k_m \times i_a(t) \quad (\text{I.23})$$

I.6 La simulation du modèle pendule inversé :

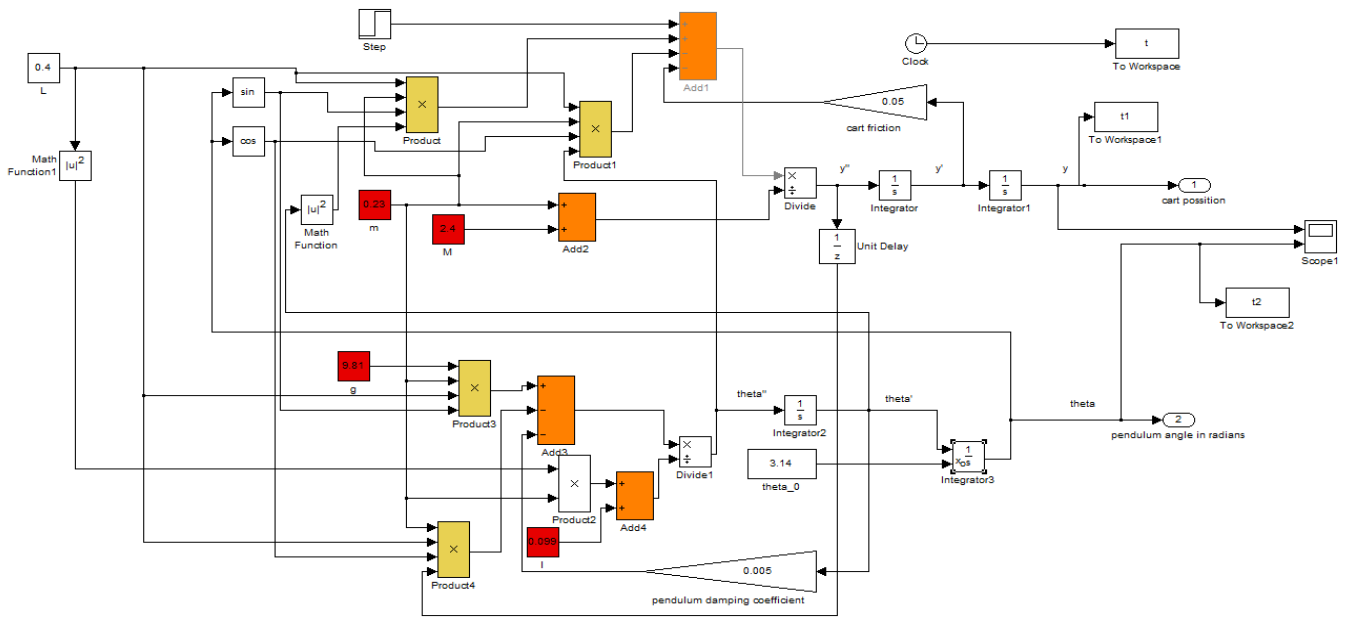


Figure I.10 : Modèle de simulation.

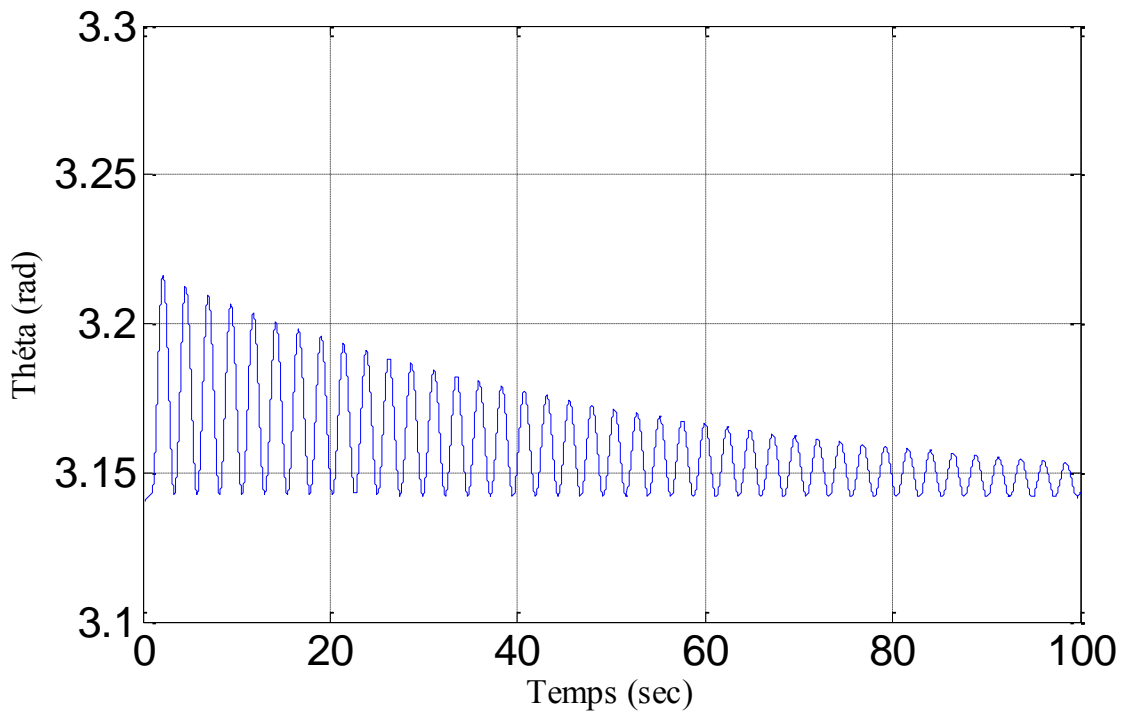


Figure I.11 : Réponses libres du modèle

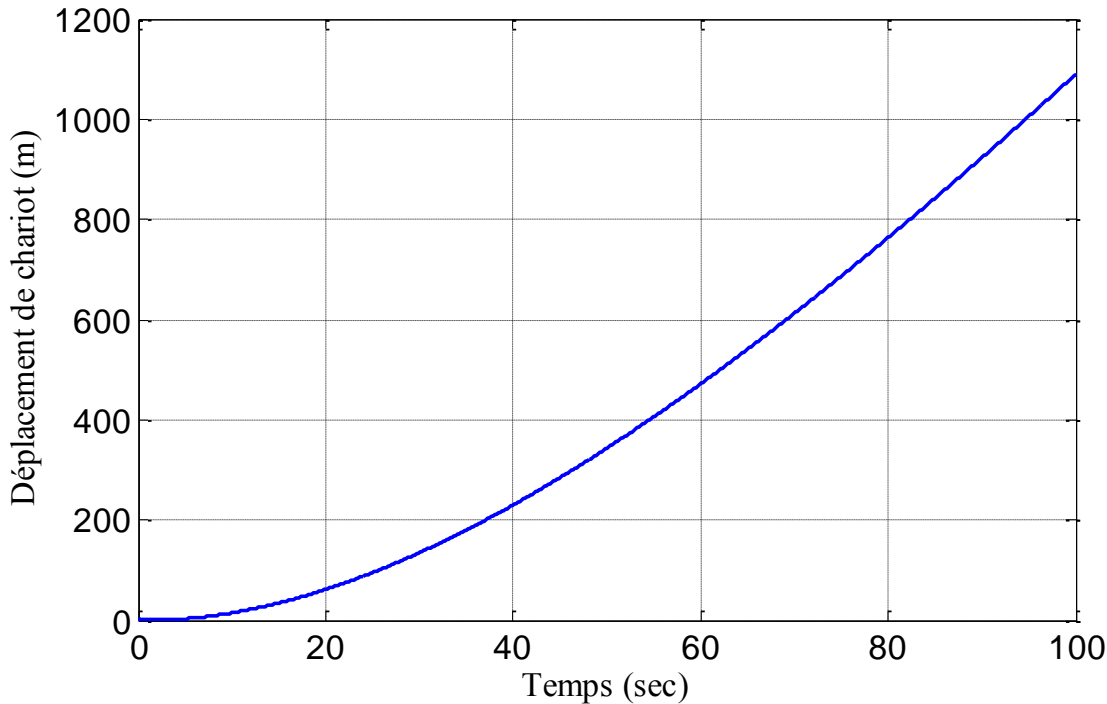


Figure I.12 : Réponses libres du modèle

### I.6.1 L'instabilité en boucle ouverte

La position d'équilibre du pendule inversé est instable voilà pourquoi le système nécessite les capteurs pour mesurer la distance déplacée par le chariot et l'angle du pendule. Après avoir mesuré ces variables il faut les renvoyer au système de contrôle, créant ainsi un système en boucle fermée.

## I.7 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la description de la maquette d'un système du pendule inversé, nous avons abordé la partie modélisation par le formalisme de Lagrange-Euler pour ce système (l'ensemble du chariot-pendule). Ce dernier nous a permis d'établir les équations du modèle de ce système, le modèle obtenu est de type non linéaire, complexe, multi-variable et sous-actionné.

## CHAPITRE

## II

# Commande classique type PID d'un pendule inversé

## II.1 Introduction :

Les régulateurs de type PID où (Proportionnel : P, Intégral : I et Dérivé : D) se révèlent suffisants pour résoudre un grand nombre de problèmes de contrôle et ce particulièrement lorsque la dynamique du système est bénigne et que les exigences en terme de performances sont modestes. Le correcteur PID est bien adapté à la plupart des processus de type industriel et il est relativement robuste par rapport aux variations des paramètres de procédé, quand on n'est pas trop exigeant pour les performances de la boucle fermée par rapport à celles de la boucle ouverte (par exemple, accélération très importante de la réponse ou augmentation très importante de l'amortissement en boucle fermée).

Donc dans ce chapitre, nous allons introduire des rappels théoriques sur les différents outils de commandes classiques appliqués au pendule inversé pour le redressement et la stabilisation de ce système .

## II.2 Analyse du problème :

L'objet de notre travail consiste à assurer la stabilité verticale du pendule inverse dans un système réel. Pour cela, il est nécessaire de gérer l'équilibre vertical du bras du pendule en tenant compte de la position du chariot sur son rail de guidage dont les dimensions mécaniques sont fixées. En effet, si la position n'est pas maîtrisée, ses variations qui contribuent à l'équilibre du bras vont entraîner l'activation des butées de fin de course, limitant ainsi le déplacement du chariot. Cette détection d'une des butées, soit à droite soit à gauche, provoque alors la coupure de l'alimentation du moteur d'entraînement du chariot, donc chute du pendule, interrompant de ce fait l'expérience.

En conséquence, il importe d'effectuer une commande du moteur à la fois en fonction de l'angle du bras du pendule mais aussi de la position du chariot, donc d'assurer l'équilibre du pendule pour une consigne de position de donnée.

## II.3 La Correction Classique

La plupart des régulations industrielles sont effectuées par les modes d'action continue où, à chaque valeur de l'écart à l'intérieur de l'étendue de régulation, correspond une valeur déterminée et unique, du signal de sortie du régulateur [8 ,11].

Le signal de sortie ou de correction peut prendre toutes les valeurs comprises entre la portée maximale et la portée minimale de son étendue. Le mode d'action continue, qui peut imposer au signal de sortie une variation continue entre deux limites déterminées, est aussi appelé progressif.

L'intelligence ou la perception des régulateurs à action continue va au-delà du seul signe de l'écart ( $x - X_0$ ) et, selon cette perception, les modes en continu sont classés en trois catégories :

- ❖ Action proportionnelle P.
- ❖ Action intégrale I.
- ❖ Action dérivée D.

Chacun de ces modes se distingue par la manière dont le signal d'entrée affecte le signal de sortie. Notons que d'une façon générale les régulateurs sont à actions combinées, de deux ou trois des actions P, I et D.

Pour un système asservi, le but de la correction est :

- ❖ D'accroître la stabilité ;
- ❖ D'augmenter le gain du système en boucle ouverte, du côté des basses fréquences, pour Augmenter la précision statique ;
- ❖ D'assurer une réponse acceptable pour des signaux de consigne définis en fonction du temps ;
- ❖ De fournir des caractéristiques fréquentielles (gain, déphasage) demandées dans une bande de fréquences.

### II.3.1 Action Proportionnelle

L'action est dite proportionnelle lorsque le signal de commande est proportionnel au signal d'erreur. Elle corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler, elle permet de vaincre les grandes inerties du système. Afin de diminuer l'écart de réglage et rendre le système plus rapide, on augmente le gain mais, on est limité par la stabilité du système. Le correcteur P est utilisé lorsqu'on désire régler un paramètre dont la précision n'est pas importante.

Fonction de transfert :

$$C(p) = C_r = \frac{1}{B_p} \quad (\text{II.1})$$

### II.3.2 Action Intégrale

L'action est dite intégrale lorsque le signal de commande est proportionnel à l'intégrale du signal d'erreur. Elle complète l'action proportionnelle et permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent.

L'action intégrale est utilisée lorsqu'on désire avoir en régime permanent, une précision parfaite, en outre, elle permet de filtrer la variable à régler d'où l'utilité pour le réglage des variables bruitées.

Fonction de transfert :

$$C(p) = \frac{1}{T_i P} \quad (\text{II.2})$$

### II.3.3 Action Dérivée

L'action est dite dérivée lorsque le signal de commande est proportionnel à la dérivée du signal d'erreur.

L'action dérivée, en compensant les inerties dues au temps mort, accélère la réponse du système et améliore la stabilité de la boucle, en permettant notamment un amortissement rapide des oscillations dues à l'apparition d'une perturbation ou à une variation subite de la consigne.

L'action D est utilisée dans l'industrie pour le réglage de variable lentes, elle n'est pas recommandée pour le réglage d'une variable bruitée ou trop dynamique. En dérivant un bruit, son amplitude risque de devenir plus importante que celle du signal utile

Fonction de transfert :

$$C(p) = T_d P \quad (\text{II.3})$$

#### Remarque

Les actions intégrales et dérivées ne suffisent jamais seules, mais sont utilisées en combinaison avec l'action proportionnelle.

### II.3.4 Les différents types de correcteur :

**A. Le Correcteur P :** Le correcteur à action proportionnelle, ou correcteur P. à une action simple et naturelle. Puisqu'il construit une commande  $u(t)$  proportionnelle à l'erreur  $e(t)$ . Il assure une réponse instantanée du signal d'erreur.

Ce correcteur élémentaire est le correcteur de base, il agit principalement sur le gain statique du système asservi, il permet donc d'améliorer notablement la précision [10,12].

Dans le cas d'un correcteur proportionnel, la loi de commande corrigée  $u(t)$  est

Proportionnelle à l'écart :  $u(t) = K_p \cdot \varepsilon(t)$

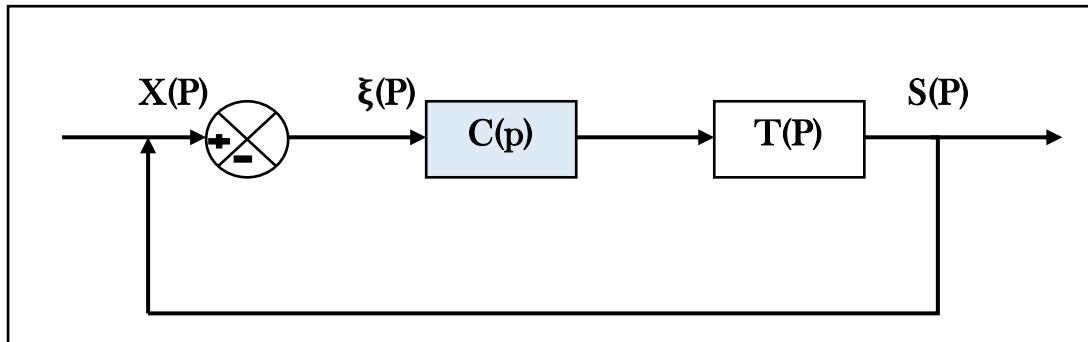


Figure II.1 : Correcteur Proportionnel

La fonction de transfert du correcteur P est :

$$C(p) = \frac{U(P)}{\varepsilon(P)} = C_r = \frac{1}{B_p} \quad (\text{II.4})$$

❖ **Effet du correcteur**

- Le correcteur proportionnel permet donc de diminuer le temps de réponse du système par augmentation de  $K_p$ .
- Le correcteur proportionnel permet donc de diminuer l'erreur statique de position du système en augmentant  $K_p$ .
- Le correcteur proportionnel déstabilise le système asservi lorsque  $K$  augmente, car la marge de phase diminue.

**Remarque**

Le correcteur P ne permet pas de régler indépendamment la rapidité, la précision et les marges de stabilité.

❖ **Action du correcteur**

Ce correcteur équivaut à une translation verticale de la courbe dans le plan de Black et de la courbe du module dans le plan de Bode.

**B. Correcteur Proportionnel Intégral PI**

Le régulateur par l'action intégrale (intégral ou reset action) pure est rarement utilisée.

L'action intégrale, seule ou combinée à l'action proportionnelle, a l'intelligence ou la perception de la durée de l'écart de consigne. Son rôle est de compléter l'action proportionnelle en continuant la variation progressive du signal de sortie jusqu'à la disparition ou l'annulation de l'écart

Le correcteur PI est le plus utilisé en pratique où ses contributions à la précision et la robustesse du système asservi sont particulièrement appréciées.

La fonction de transfert du correcteur PI est :

$$C(p) = \frac{U(P)}{\varepsilon(P)} = K_p \frac{1+T_i P}{T_i P} \quad (\text{II.5})$$

❖ **Action du correcteur**

Ce correcteur introduit un pôle à l'origine, l'action de ce correcteur se fait sur les basses fréquences. La présence d'un intégrateur annule l'erreur statique, mais il ralentit le système et le déstabilise s'il est mal placé.

**Effet du correcteur**

- Annuler l'erreur statique pour une entrée en échelon
- Améliore la précision (augmentation du gain en BF)
- Augmenter l'instabilité et la rapidité du système asservi Ralentit le système.

**C. Le Correcteur Proportionnel Dérivé PD**

Ce correcteur n'apporte aucune précision. Il est utile en régime transitoire L'action D, apporte une amélioration du comportement dynamique, en De réaction du correcteur à la moindre variation de l'erreur. Elle anticipe l'évolution du système Ces diverses propriétés rendent l'action du terme D stabilisante ainsi qu'une amélioration de la rapidité du système

Fonction de transfert du correcteur PD est :

$$C(p) = \frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = K_p(1 + T_d p) \quad (\text{II.6})$$

**❖ Action du correcteur**

L'action de ce correcteur se fait sur les hautes fréquences. Son effet est stabilisant et a tendance à augmenter la rapidité. On remarque, sur le diagramme de Bode, que ce correcteur induit un gain infini en hautes fréquences et qu'à  $10 / \tau$ , le gain apporté est de 20 dB et la phase apportée est quasiment de  $90^\circ$ .

**❖ Effet du correcteur**

- Diminution de l'erreur permanente
- N'augmente pas la précision
- Augmente la stabilité
- Améliore la rapidité de réponse
- Augmente la stabilité au bruit.

**D. Différentes structures du régulateur PID**

Les actions élémentaires d'un régulateur peuvent être associées de plusieurs façons :

On parle de la structure d'algorithme du régulateur. Les valeurs des paramètres PID ne donnent pas le même comportement du procédé selon que la structure est parallèle ou mixte. C'est pourquoi il est primordial que l'automaticien connaisse la structure existante du Régulateur. La structure est imposée par le fabricant du régulateur [8,11,13].

**a) Structure Parallèle**

L'avantage de cette forme vient du fait qu'une action proportionnelle, intégrale ou dérivée pure peut être obtenue avec des paramètres finis du régulateur. Par contre, les paramètres n'ont pas une interprétation physique évidente.

Equation temporelle

$$y(t) = G_r \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_d \frac{d\varepsilon}{dt}(t) + y_0 \quad (\text{II.7})$$

Fonction de transfert :

$$C(p) = \frac{y(p)}{\varepsilon(p)} = G_r + \frac{1}{T_i p} + T_d p \tag{II.8}$$

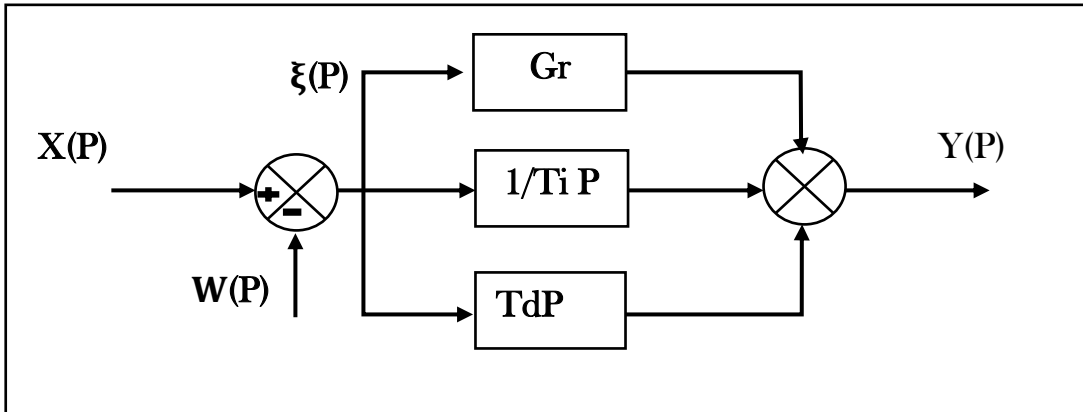


Figure. II.2 : Régulateur à structure parallèle

**b) Structure Série**

Cette forme permet de mettre plus facilement en relation les paramètres du régulateur avec les constantes de temps du procédé. Sous cette forme, le régulateur a deux zéros réels.

Equation temporelle

$$y(t) = \alpha G_r \varepsilon(t) + \frac{G_r}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + G_r T_d \frac{d\varepsilon}{dt}(t) + y_0 \tag{II.9}$$

Où  $\alpha = \frac{T_d + T_i}{T_i}$  est le coefficient théorique d'interaction entre action intégrale et action dérivé.

Fonction de transfert :

$$C(p) = \frac{y(p)}{\varepsilon(p)} = G_r \left( 1 + \frac{1}{T_i p} \right) (1 + T p) \tag{II.10}$$

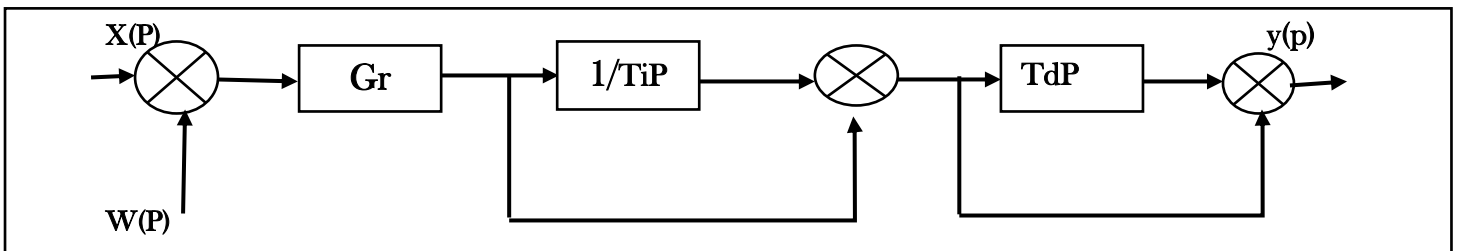


Figure. II.3 : Régulateur à structure série.

**c) Structure Mixte**

C'est la structure la plus utilisée actuellement par les constructeurs.

Equation temporelle :

$$y(t) = G_r \varepsilon(t) + \frac{G_r}{T_i} \int_0^t \varepsilon(x) dt + G_r T_d \frac{d\varepsilon}{dt}(t) + y_0 \tag{II.11}$$

Fonction de transfert :

$$C(p) = \frac{y(p)}{\varepsilon(p)} = Gr \left( 1 + \frac{1}{T_i P} + T_d P \right) \quad (II.12)$$

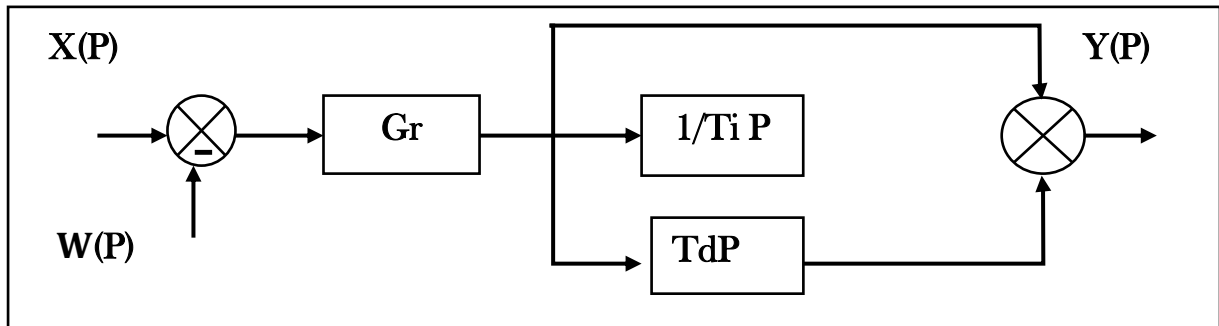


Figure II.4 : Régulateur à structure mixte (classique)

D'autres structures mixtes existent aussi comme par exemple (figure. I.10)

Equation temporelle :

$$y(t) = Gr \varepsilon(t) + \frac{Gr}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_d \frac{d\varepsilon}{dt}(t) + y_0 \quad (II.13)$$

Fonction de transfert :

$$C(p) = \frac{y(p)}{\varepsilon(p)} = Gr \left( \left( 1 + \frac{1}{T_i P} \right) + T_d P \right) \quad (II.14)$$

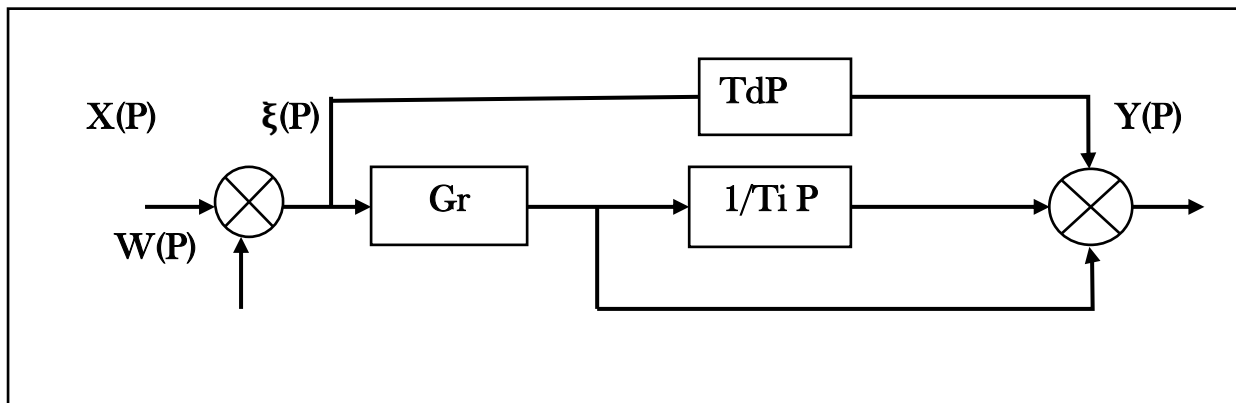


Figure II.5 : Régulateur à structure mixte (variante)

❖ **Action du correcteur**

L'action de ce correcteur se fait sur toutes les fréquences. Son effet est stabilisant, il annule l'erreur statique, il contribue à augmenter la rapidité.

❖ **Effet du correcteur**

- Eliminer l'erreur
- Améliorer la stabilité
- Augmenter la rapidité
- Augmenter la bande passante

**Remarque :**

Les paramètres du régulateur PID sont le gain proportionnel  $K_p$ , le temps intégral  $T_i$  et le temps dérivatif  $T_d$ , les temps étant exprimés en secondes.

Dans les régulateurs PID existants sur le marché, les actions proportionnelle et intégrale peuvent être exprimées comme suit :

- ✓ L'action proportionnelle s'exprime soit par le gain proportionnel  $K_p$ , soit par la bande proportionnelle BP. Cette dernière est définie comme la variation, en pourcentage, de l'entrée du régulateur(e) nécessaire pour que la sortie (u) varie de 100 %.

La relation entre le gain  $K_p$  et la bande proportionnelle (BP), exprimée en % est :

$$Bp = \frac{100}{K_p} \tag{II.15}$$

- ✓ Action intégrale s'exprime soit par le temps  $T_i$ , qui représente le temps nécessaire pour que la variation de la sortie (u) soit égale à celle de l'entrée (e), soit par l'inverse du temps, n, qui exprime le nombre de fois que la sortie u répète l'entrée e, dans l'unité de temps (mn, s) :

$$T_i = \frac{1}{n} \tag{II.16}$$

**II.4 Application d'un régulateur PID à un pendule inversé :**

Pour la commande d'un simulateur de pendule inversé, nous avons considéré un régulateur PID représenté par l'équation (II.17).

$$u_{PID}(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^T e(t) dt + k_d \frac{de(t)}{dt} \tag{II.17}$$

Le choix des paramètres du PID va nous permettre d'obtenir les réponses désirées. Pour cela, avons opté pour les valeurs représentées dans le tableau (II.1).

Sous-système	Paramètres de la commande	Valeurs
L'ongle $\theta$	$k_{p\theta}$	20
	$k_{i\theta}$	0.1
	$k_{d\theta}$	2
La position $x$	$k_{px}$	7
	$k_{ix}$	0.1
	$k_{dx}$	2

**Tableau II.1 :** Paramètres de la commande PID

**II.4.1 Considérations pratiques lors de l'implémentation d'une loi de commande :**

La configuration complète de la plateforme pendule inversée est illustrée dans la figure II.6. Le système comprend quatre éléments principaux [7] :

- Un PC standard (pour le développement et pour la commande),
- Une carte d'acquisition pour la conversion A/D et D/A.

- Le système physique à commander pendule inversé.
- Les logiciels associés nécessaires.

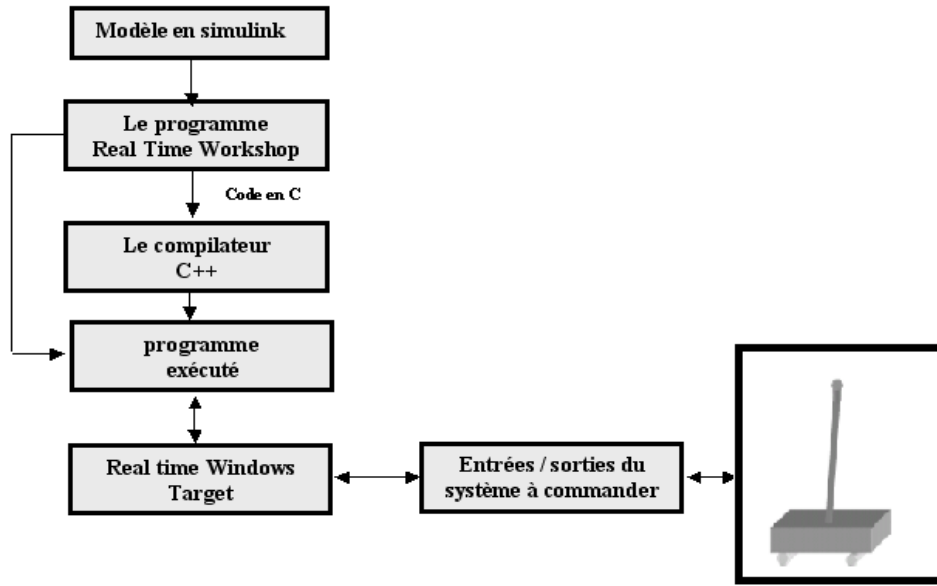


Figure II.6 Processus de génération du code exécutable.

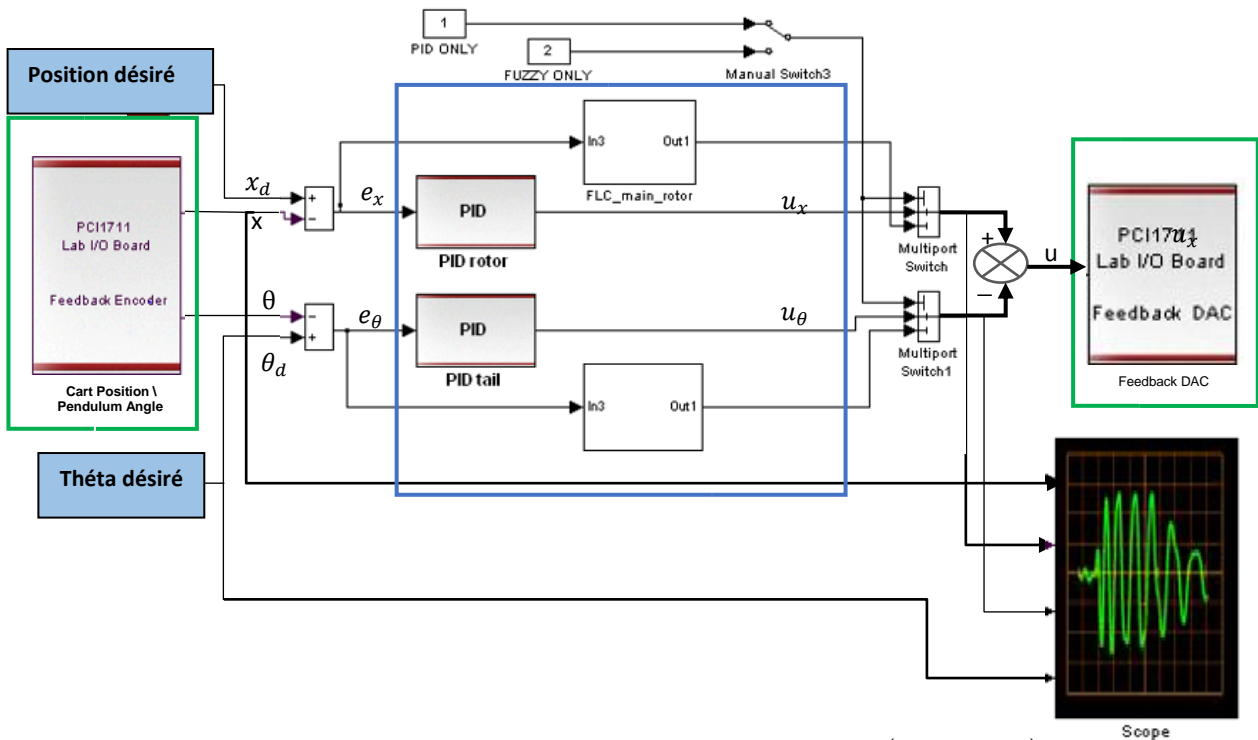


Figure II.7 : Structure de la commande par PID (implantée).

Les cadres en vert sont les blocs de communications avec la carte d'acquisition, à gauche on a les encodeurs et à droite les sorties analogiques (tension de commande), en bleu : on a le bloc du régulateur utilisé.

### II.4.2 Résultats expérimentaux de la commande PID :

Le contrôleur PID est mis en œuvre en temps réel avec MATLAB Simulink, comme illustré dans la figure II.7. Pour montrer les performances de cette commande nous avons fait des tests expérimentaux. Des tests effectués par variation paramétrique du pendule inversé (figures II.10 et II.11), nous avons injecté une perturbation externe dans le pendule inversé à l'instant  $t = 25$  sec.

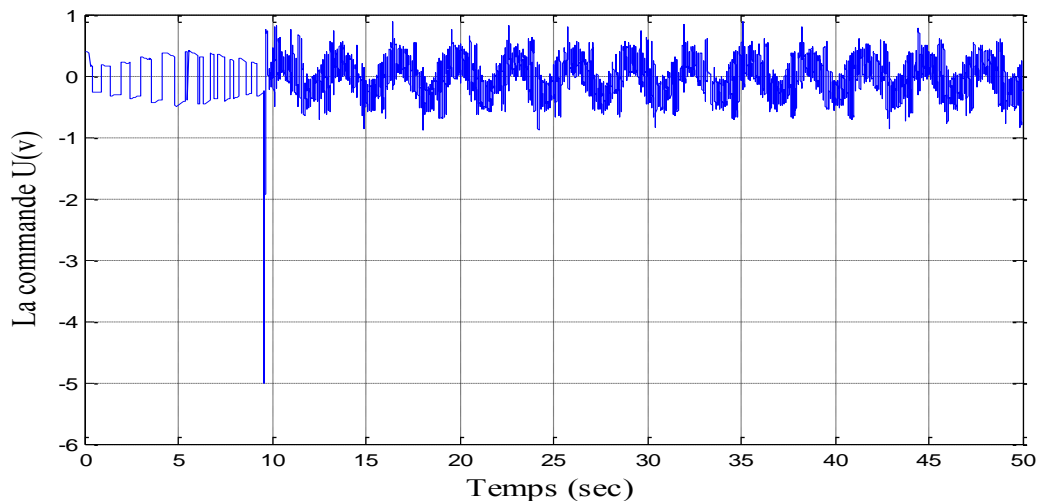


Figure II.8 : Le signal de commande

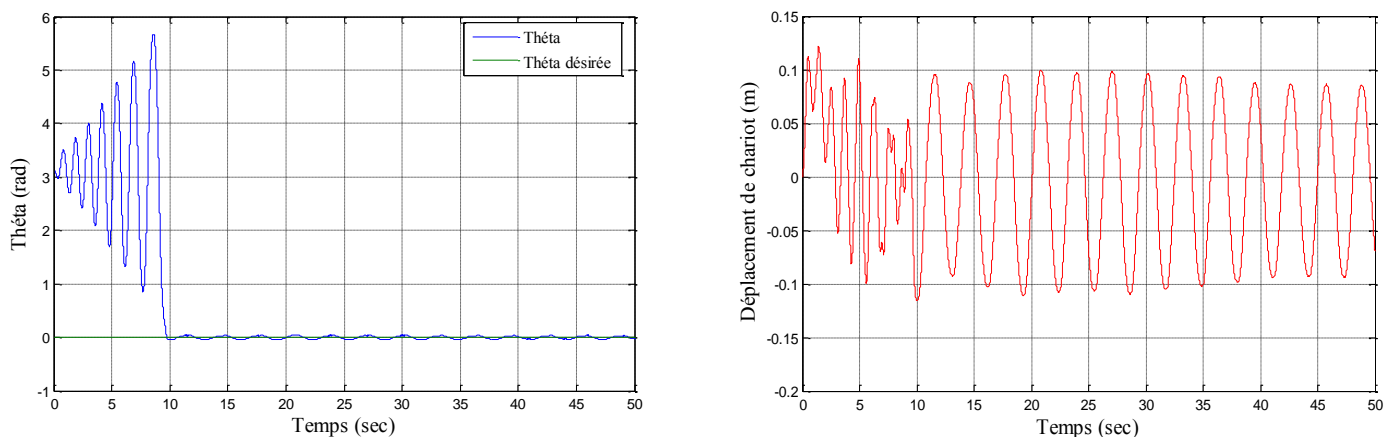


Figure II.9 : La réponse globale de système (l'angle et le déplacement).

### II.4.3 Avec variation paramétrique :

Dans cette partie, nous examinerons l'efficacité de ce contrôleur ou nous avons changé la masse portée par le pendule en ajoutant (0.23kg) comme un poids supplémentaire et la réponse du notre système était comme indiqué dans la figure suivante :

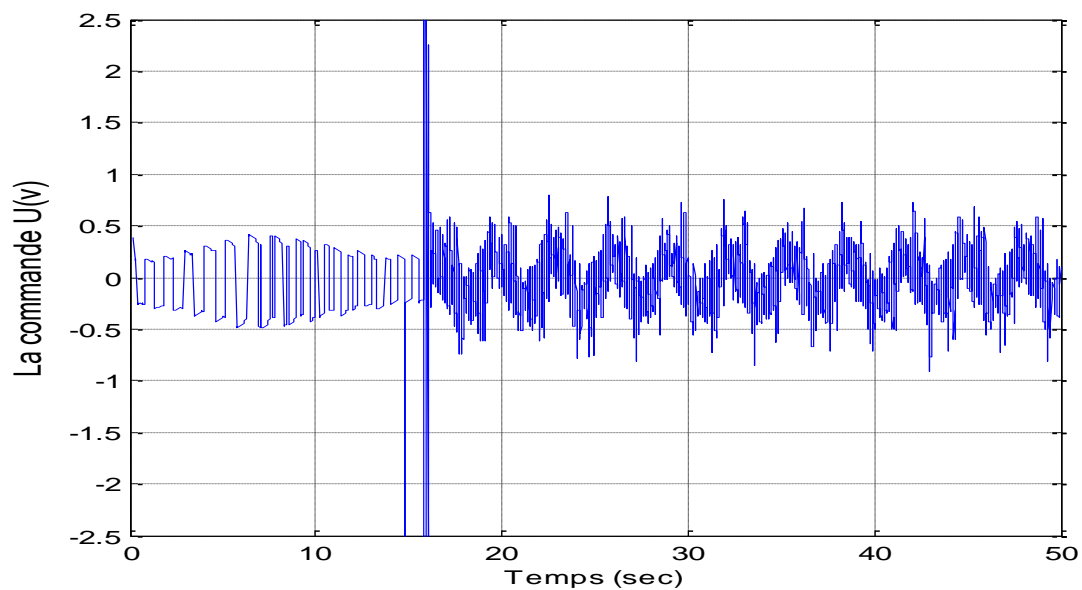


Figure II.10 : le signal de commande PID

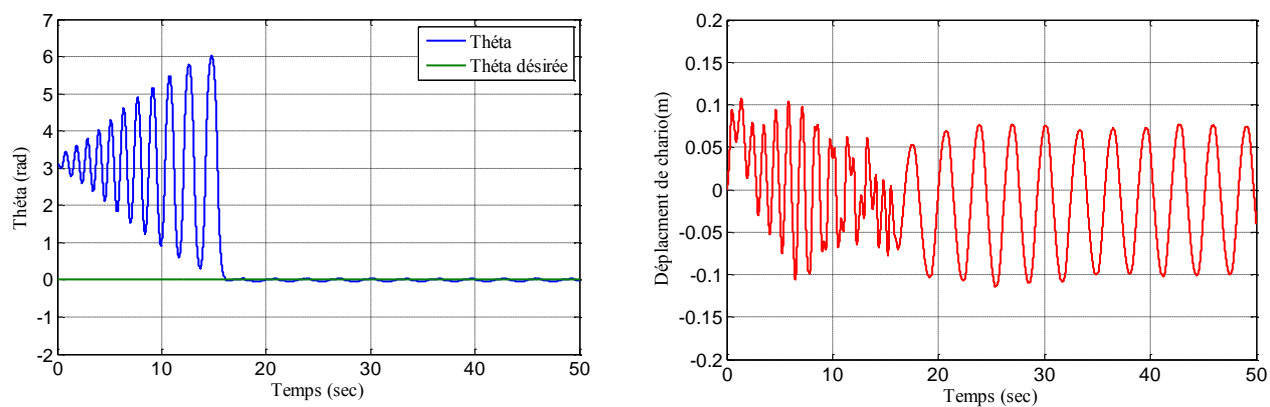
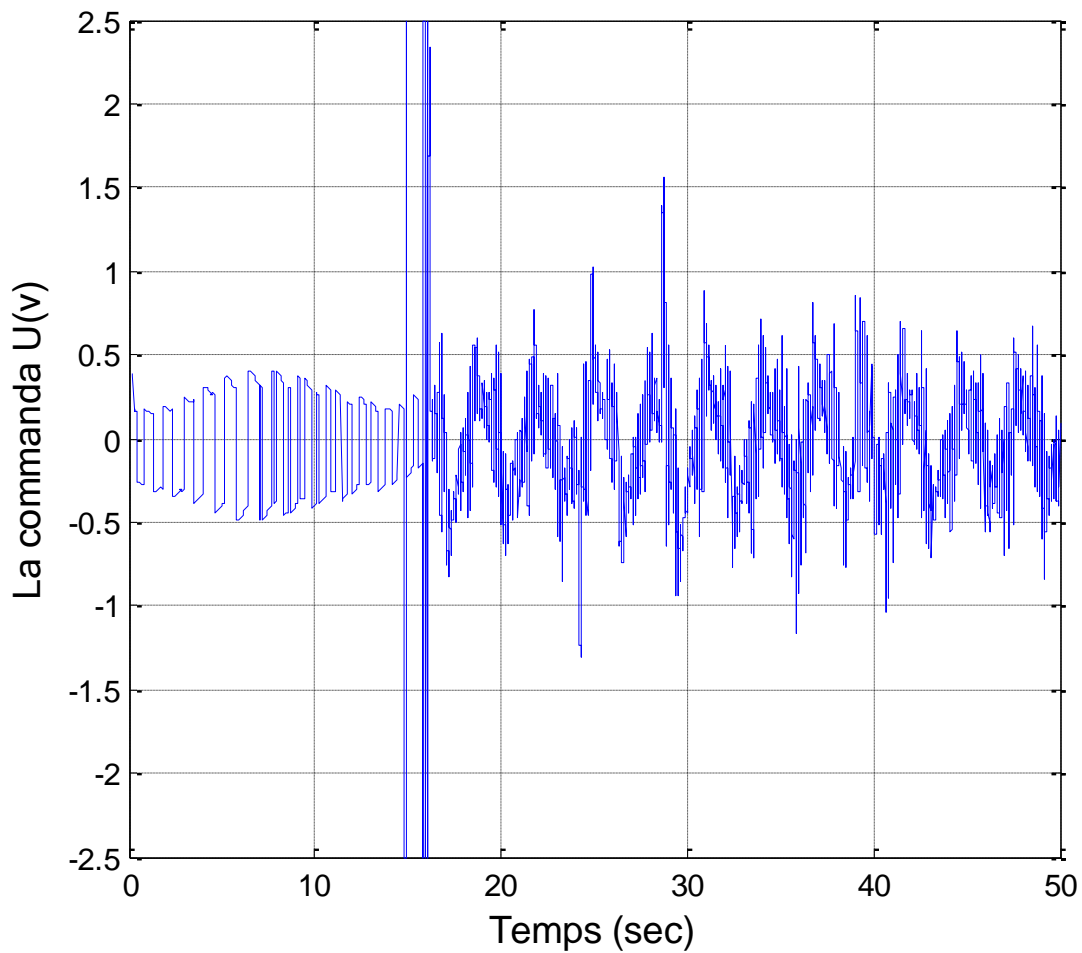
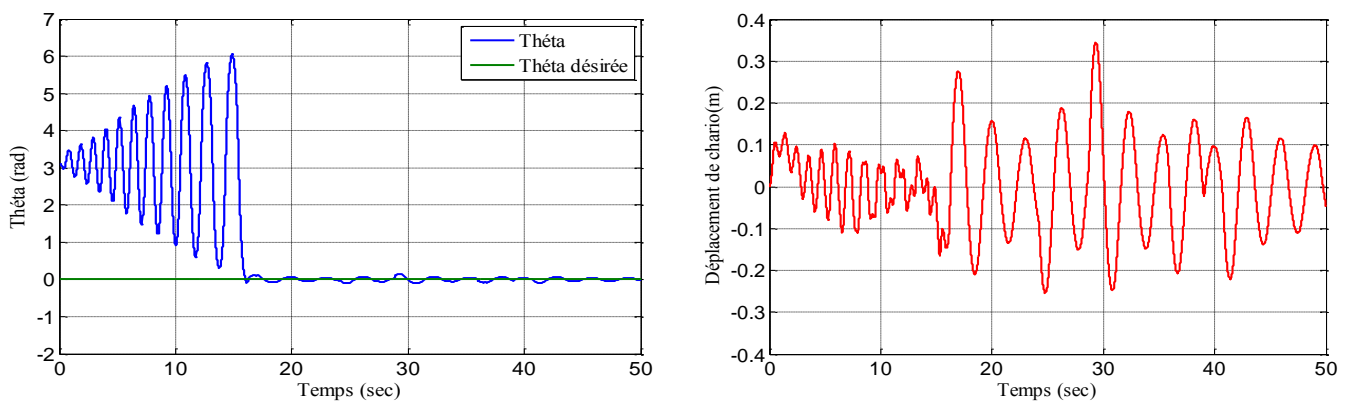


Figure II.11 : La réponse globale de système (l'angle et le déplacement).

**II.5 Avec variation paramétrique et injection des perturbations externes (t=20s, 30s et 40s) :****Figure II.12 :** Le signal de commande**Figure II.13 :** La réponse globale de système (l'angle et le déplacement)

## II.6 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons donné une idée générale sur les régulateurs classiques type PID. En effet, nous avons effectué une régulation classique pour un système de pendule inversée en présence des perturbations externes et variation paramétrique. Les résultats expérimentaux montrent que la commande PID est robuste pour la stabilisation de pendule inverse.

Ce régulateur bien qu'ayant des avantages, possède aussi des inconvénients, portent principalement sur l'effet des paramètres de réglage sur le comportement de la commande sur un système perturbé et dans un univers perturbé afin d'atteindre des objectifs optimaux.

## C H A P I T R E

## III

# Application de la Commande Floue D'un pendule inversé

## III.1 Introduction :

De nos jours, la logique floue (en anglais «fuzzy logic») est un axe de recherche important sur lequel se focalisent de nombreux scientifiques. Des retombées technologiques sont d'ores et déjà disponibles, tant dans le domaine grand public (appareils photos, machines à laver,...) que dans le domaine industriel (réglage et commande de processus complexes liés à l'énergie, aux transports, à la transformation de la matière, à la robotique, aux machines-outils).

La logique floue est une technique pour le traitement de connaissances imprécises basées, sur des termes linguistiques ; elle donne les moyens de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain, en une commande automatique, permettant ainsi la commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie.

Dans ce chapitre, nous allons voir les concepts de la théorie de la logique floue nécessaires pour la conception des régulateurs flous. et aussi l'application de cette commande sur notre système.

## III.2 Aperçu Historique :

Nous venons de voir que la logique floue sert à représenter des connaissances incertaines et imprécises. La commande floue sert à prendre une décision même si l'on ne peut pas estimer les entrées/sorties qu'à partir de prédicats vagues ou lorsque ses entrée/sorties sont entachées d'erreurs que l'on peut évaluer que grossièrement.

On conçoit l'intérêt de faire entrer l'approche floue dans la régulation ou l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent imprécises, incertaines et parfois qualitatives, dans des boucles de régulation parfois incomplètes. Le savoir-faire de l'opérateur, constitué entre autres souvent des règles simples, lui permet de conduire chaque machine plus correctement parfois qu'un algorithme classique.

Les prémisses de la logique floue sont apparues avant les années 1940, avec les premières approches, par des chercheurs américains, du concept d'incertitude. Il a fallu attendre 1965, pour que le concept de sous ensemble floue soit proposé par L. A. Zadeh, automaticien de réputation internationale, professeur à l'université de Berkeley en Californie, qui a contribué à la modélisation de phénomène sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle.

En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, matériel dont on connaît la complexité, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société F. L. Smidt-Fuller.

Grâce au chercheur japonais M. Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue :

- facilité d'implantation.
- solution de problèmes multivariables complexes.
- robustesse vis à vis des incertitudes.
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

On conçoit l'intérêt de faire entrer l'approche floue dans la régulation ou l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent imprécises, incertaines et parfois qualitatives, dans des boucles de régulation parfois incomplètes. Le savoir-faire de l'opérateur, constitué entre autres des règles souvent simples, lui permet de conduire chaque machine, prise isolément, plus correctement parfois qu'un algorithme classique. [12]

## III.3 Définition de la Logique Floue :

La logique floue est une extension de la logique classique qui permet la modélisation des imperfections des données et se rapproche dans une certaine mesure de la flexibilité du raisonnement humain. Et est une extension de la logique booléenne créée par Lotfi Zadeh en 1965 en se basant sur sa théorie mathématique des ensembles flous, qui est une généralisation de la théorie des ensembles classiques. En introduisant la notion de degré dans la vérification d'une condition, permettant ainsi à une condition d'être dans un autre état que vrai ou faux, la logique floue confère une flexibilité très appréciable aux raisonnements qui l'utilisent, ce qui rend possible la prise en compte des imprécisions et

des incertitudes. Un des intérêts de la logique floue pour formaliser le raisonnement humain est que les règles sont énoncées en langage naturel.

### III.3.1 Avantages

- Nous n'avons pas besoin d'établir le modèle mathématique. Cela évite des années de travail sur des modèles.
- Ensuite la logique floue permet de prendre en compte les typologies linguistiques et donc toutes les nuances que l'on a créées dans le but d'imiter au mieux le réel
- Traitement des systèmes à comportement complexe (même si on a un exemple simplifié, cela reste un système complexe en mathématique pure).
- On peut augmenter facilement le nombre d'entrées sans réellement compliquer les calculs (alors qu'en logique simple la taille des calculs est exponentielle).

### III.3.2 Inconvénients

- réglage empirique.
- performances en boucle fermée dépendent de l'expertise.
- il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse (difficulté de certification dans le transport, espace) [14].

### III.3.3 Les Différents Domaines D'applications :

Si les premières applications de la commande floue ont été développées en Europe par Mamdani, Van Lauta Lemke, Willayes...dans les années 1975, ce type de commande a été largement utilisé au Japon à la fin des années 80 et au début des années 90, sur le métro Sendai (Juillet 1987), dans la conception du lave-linge Aisaigo Day Fuzzy de Matsushita (Février 1990), par exemple.

Tirant profil d'une évolution de la technologie permettant d'aborder des problèmes en temps réel, à dynamique rapide (plus rapide que dans les premières applications de type conduite de processus lents : chaudière, fours ...), l'industrie japonaise a développée des produits grand public à base de logique floue:

- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs,...etc).
- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs,...).
- Systèmes automobiles embarqués (BVA, ABS, suspension, climatisation,...etc).
- Systèmes autonomes mobiles.
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur,...).
- Systèmes de conditionnement d'ambiance.
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance.
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet.

### III.3.4 Commande Par Logique Floue :

De façon générale, un système de commande a pour objectif de piloter l'entrée d'un processus afin d'obtenir un fonctionnement correct de ce dernier. Lorsqu'on dispose d'un modèle plus ou moins précis du système à commander, on peut utiliser un contrôleur de structure standard, dont les paramètres seront évalués à partir du modèle. Malheureusement, lorsque le système est difficilement modélisable, la conception du contrôleur peut s'avérer très complexe, sinon impossible. [12,15,16]

Lorsqu'un opérateur humain commande manuellement un système, les actions qu'il réalise sont dictées par une connaissance subjective du fonctionnement de ce système. Ce principe est à la base de la commande floue. La mesure réalisée sur le système est prise en compte par l'intermédiaire d'une variable linguistique, qui est issue d'une analyse par un expert humain. Ensuite, l'action à réaliser est déduite à la fois d'un ensemble de règles de commande et de l'état du système, qualifié par la variable linguistique. Enfin, la commande finale du système est créée en utilisant les conclusions de la déduction.

Un contrôleur flou comporte les différents éléments suivants :

- ❖ Une base de connaissances : «base de règles linguistiques de commande».
- ❖ Un sous-système réalisant un raisonnement en utilisant des méthodes issues de la logique floue. (L'inférence floue).
- ❖ Un sous-système d'interface avec le non flou, qui fournit la commande envoyée au système.

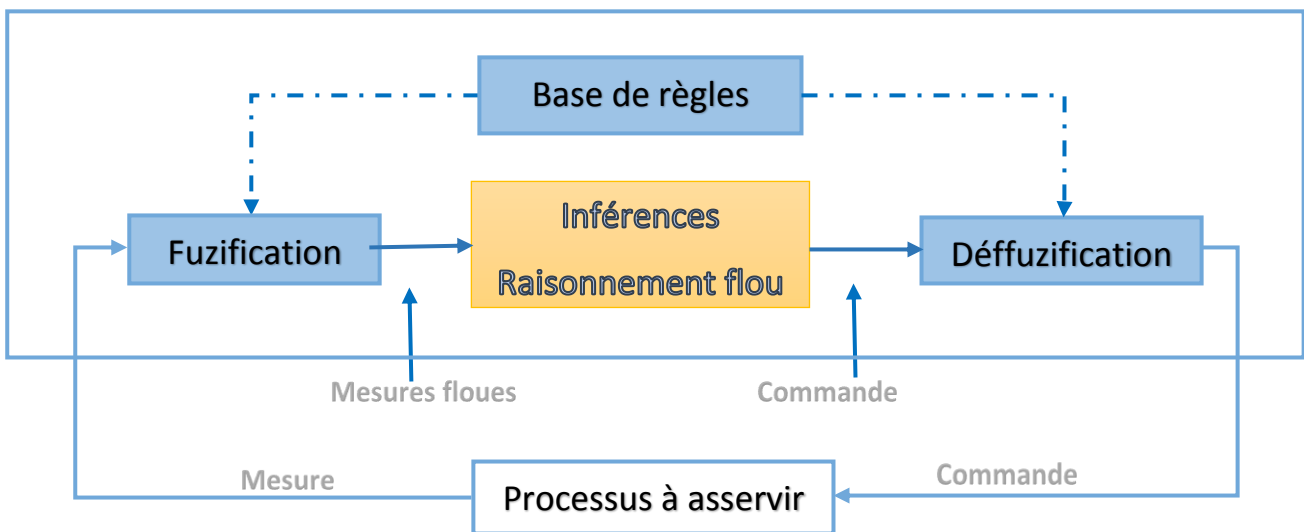


Figure III.1 : Schéma d'une commande

### III.3.5 But de La Commande floue

La commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande classique de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue).

### III.3.6 Les Concepts de La Logique Floue :

Ce rapport permet de considérer des classes d'objets dont les frontières ne sont pas clairement déterminées, par l'introduction d'une fonction caractéristique (fonctions d'appartenance des objets à la classe) prenant des valeurs courantes entre 0 et 1, contrairement aux ensembles « booléens », dont la fonction caractéristique ne prend que deux valeurs possibles 0 et 1.

Ces ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitatives et manipulées dans le raisonnement approché qui sera fait à partir de cette connaissance.

Ils apparaissent donc comme un moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique, qualitative) [15,16].

### III.3.7 Bases de la commande floue :

#### III.3.7.1 Ensemble flou

Dans la théorie classique des ensembles, un sous-ensemble A de B est défini par une fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$  qui caractérise tout élément x appartenant à B. Cette fonction prend la valeur 1 si x appartient à A et la valeur 0 dans le cas contraire :

$$\mu_A(x) \begin{cases} 1 & \text{Si } x \in A \\ 0 & \text{Si } x \notin A \end{cases} \quad (\text{I.01})$$

En logique floue, un sous-ensemble flou A de B est défini par une fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$  pouvant prendre différentes valeurs comprises entre 0 et 1, selon le degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble A.

$$\mu_A(x) \in [0 \ 1]$$

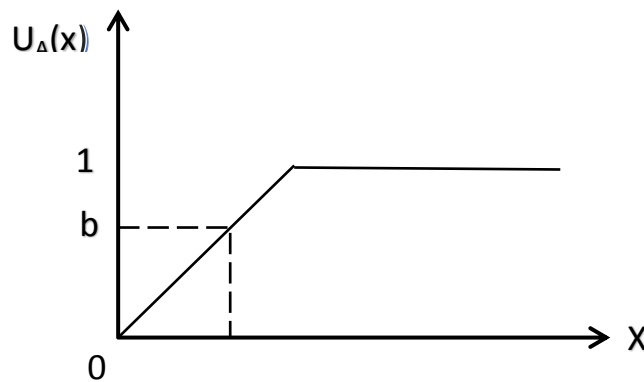


Figure III.2 : La fonction d'appartenance selon la logique floue

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique des termes linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissance experte, qualitative et qui sont manipulées par la logique floue.

#### III.3.7.2 Univers De Discours

L'univers de discours représente l'ensemble de référence ou le domaine de variation de la variable linguistique, ou domaine de fonctionnement du processus dans le cas dérèglement, comme illustré sur la figure (II.3) dont plusieurs sous-ensembles sont décrits par des fonctions d'appartenance (FA) triangulaires et trapézoïdales.

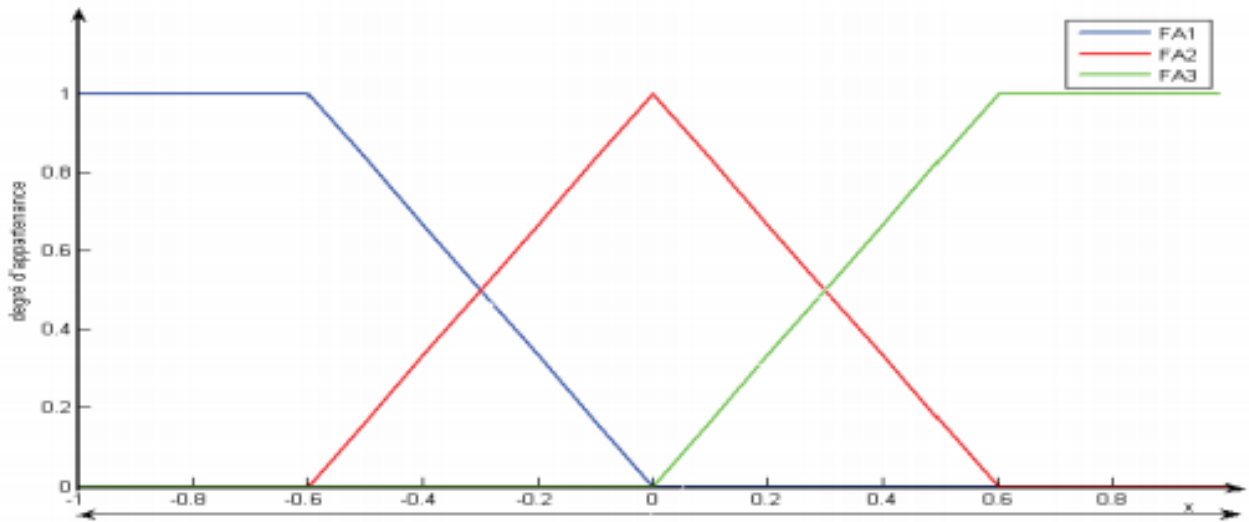


Figure III.3 : Univers de discours normalisé uniforme de 3 ensembles.

III.3.7.3 Opérations sur les ensembles

Disposant d'une représentation formelle de classes floues sous la forme de fonctions d'appartenance, il est naturel de chercher à faire avec les ensembles flous ce que l'on fait avec les ensembles classiques. Zadeh a ainsi généralisé les opérateurs des ensembles classiques au cas flou.

Les opérateurs appliqués aux ensembles flous sont définis à partir de leurs fonctions d'appartenance. Soient A et B deux ensembles flous définis dans le référentiel X avec les fonctions d'appartenance  $m_A(x)$  et  $m_B(x)$  respectivement

- **Union** : La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cup B}$  de l'union  $A \cup B$  est définis pour tout  $x \in A$  par :

$$m_{A \cup B}(x) = m_A(x) + m_B(x) \tag{I.2}$$

Dans le domaine de la commande, le + représente souvent le MAX :

$$m_A(x) + m_B(x) = \max\{m_A(x), m_B(x)\} \tag{I.3}$$

- **B. Intersection** : La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cap B}$  de l'intersection  $A \cap B$  est définie pour tout  $x \in X$  par :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \tag{I.4}$$

- **Produit algébrique** :

$$m_{A \cap B}(x) = m_A(x) \cdot m_B(x) \tag{I.5}$$

- **Inclusion** : on dit que A est inclus dans B noté  $(A \subseteq B)$  si leurs fonctions d'appartenance sont telles que :

$$m_A(x) \leq m_B(x) \tag{I.6}$$

- **Egalité** : on dit que A et B sont égaux  $(A=B)$ , si leurs fonctions d'appartenance ont la même valeur en tout point  $x \in X$  par :

$$m_A(x) = m_B(x) \quad (\text{I.7})$$

- **Complémentation :** La fonction d'appartenance  $\mu_A$  du complément de l'ensemble A, notée,  $\bar{A}$  est définie pour tout  $x \in X$  par :

$$m_{\bar{A}}(x) = 1 - m_A(x) \quad (\text{I.8})$$

- **La différence bornée :**

$$m_{A\dot{\cup}B}(x) = \max\{0, m_A(x) + m_B(x) - 1\} \quad (\text{I.9})$$

Ces opérateurs sont appelés « T-Normes ».

- **La somme algébrique :**

$$m_{A\dot{+}B}(x) = m_A(x) + m_B(x) - m_A(x).m_B(x) \quad (\text{I.10})$$

- **La somme bornée :**

$$m_{A\dot{+}B}(x) = \max\{1, m_A(x).m_B(x)\} \quad (\text{I.11})$$

### III.3.7.4 Variables linguistiques :

La description d'une situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme : froid, tiède, chaud, négatif, positif etc. ces expressions forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue.

Par exemple la grandeur linguistique « chaud » forme une valeur de la variable linguistique « température ».

Dans les régulateurs flous, on peut associer à chaque variable d'entrée ou de sortie des termes linguistiques spécifiques permettant de mieux les caractériser. Les variables couramment utilisées sont : négatif grand « NG », négatif moyen « NM », négatif petit « NP », environ zéro « EZ », positif petit « PP », positif moyen « PM » et positif grand « PG ».

Une variable linguistique sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue. Elle est définie par un triplet  $\{x, T, U\}$  :

- 1-  $x$  est le nom de la variable linguistique.
- 2-  $T(x)$  est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre  $x$ .
- 3-  $U$  est l'univers du discours c'est-à-dire l'ensemble des valeurs numériques sur lesquelles est défini. [17]

#### Exemple :

- Univers du discours : Gamme de température de 0°C à 200°C.
- Variable linguistique : La température.
- Valeurs linguistiques « Très froid » « Froid » « Tempéré » « Chaud » « Très Chaud »

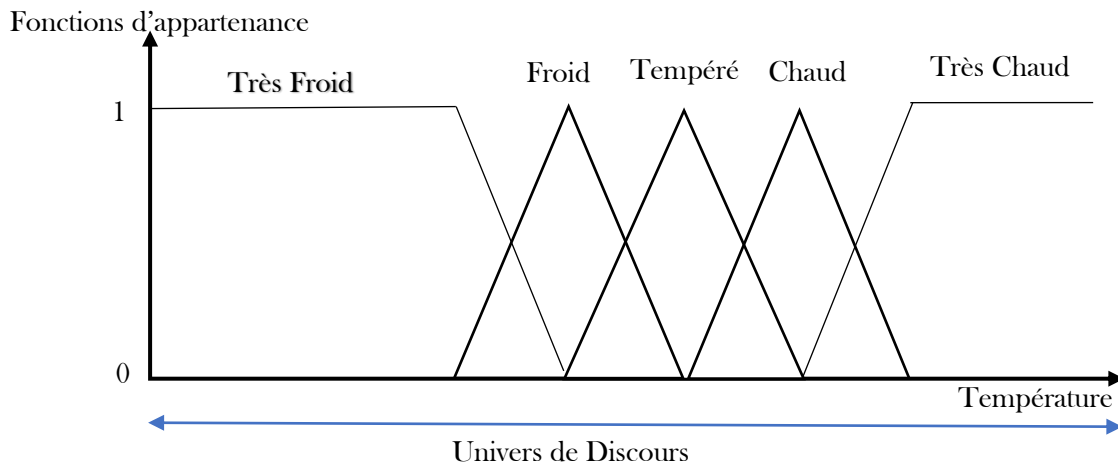


Figure III.4 : Fonctions d'appartenance qui caractérisent la variable Température

### III.3.7.5 Fonction d'appartenance

Afin de permettre un traitement numérique des variables linguistiques dans la prise de décisions floues sur calculateur, une définition des variables linguistiques à l'aide de fonctions d'appartenance s'impose.

Il s'agit d'établir une relation entre le degré de vérité de la variable floue et la grandeur d'entrée correspondante, les sous-ensembles flous sont ceux caractérisés par une fonction d'appartenance notée  $\mu_A(x)$  définie sur  $[0,1]$ .

$$m_A(x) \begin{cases} 1 > c > 0 & \text{Si } x \in A \\ 0 & \text{Si } x \notin A \end{cases}$$

Les fonctions d'appartenance ci-dessous sont les plus souvent utilisées :

#### a. Fonction Triangulaire

Elle est définie par trois paramètres  $\{a, b, c\}$  qui déterminent les coordonnées des trois sommets :

$$\mu(x) = \max(\min(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}), 0)$$

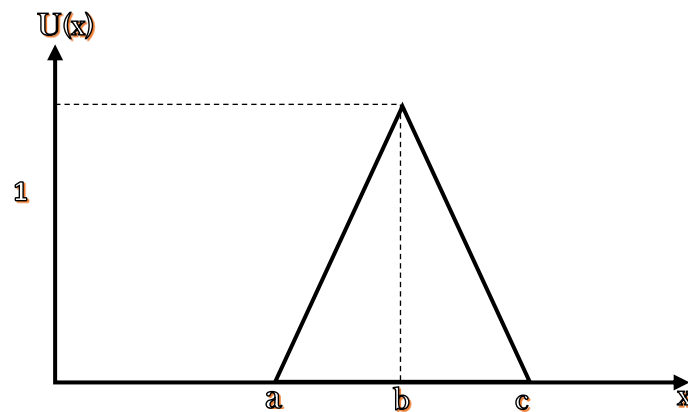
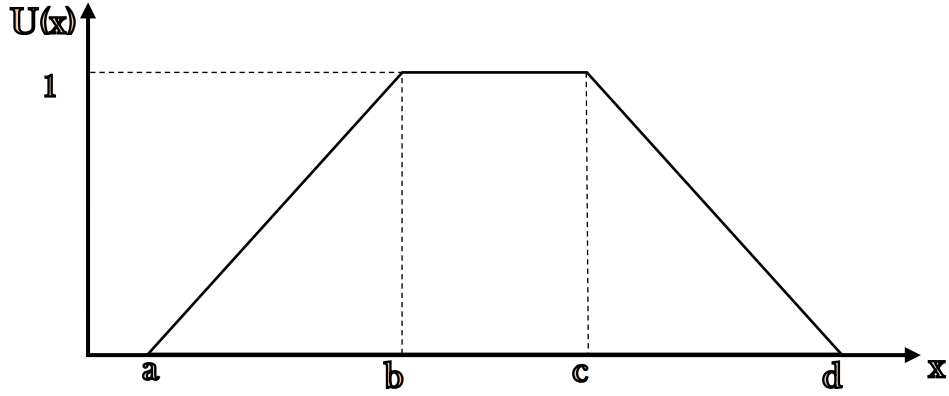


Figure III.5 : Fonction triangulaire

**b. Fonction trapézoïdale :**

Elle est définie par une fonction d'appartenance avec quatre paramètres {a,b,c,d} :

$$\mu(x) =$$



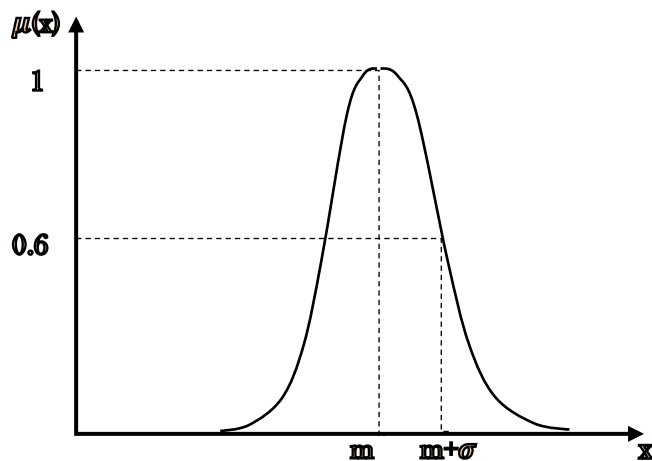
$$\max(\min(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}), 0)$$

Figure III.6 : Fonction d'appartenance trapézoïdale

**c. Fonction Gaussienne :**

Elle est définie par deux paramètres {σ, m} :

$$\mu(x) = \exp(-\frac{(x-m)^2}{2(\sigma)^2})$$



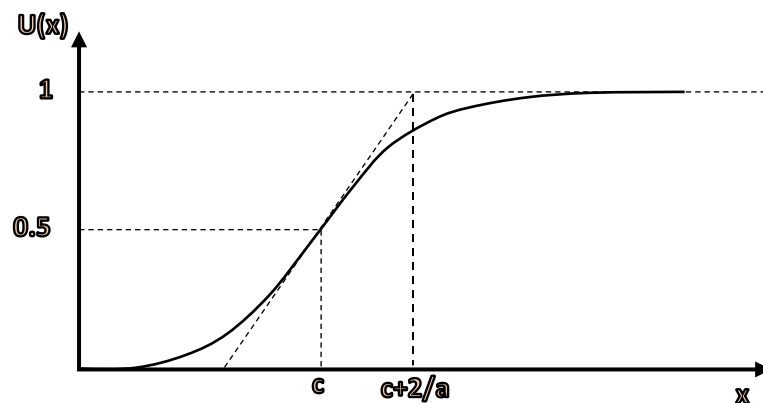
**Figure III.7 :** Fonction d'appartenance Gaussienne

Notons que  $m$  est le centre,  $\sigma$  est la variance.

**d. Fonction sigmoïdale :**

Une fonction sigmoïdale est définie par deux paramètres  $\{a, c\}$  :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x - c))}$$

**Figure III.8 :** Fonction d'appartenance sigmoïdale

### III.3.7.6 Structure d'un système flou :

Un système flou peut être interprété selon deux points de vue : mathématique ou logique. D'un point de vue mathématique, un système flou est une fonction non linéaire reliant un vecteur de données d'entrée à un vecteur de sortie et, de point de vue logique, un système flou est un système de prise de décisions, à base de connaissances particulières composé de trois modules principaux, à savoir : la fuzzification, les règles d'inférence et la défuzzification.

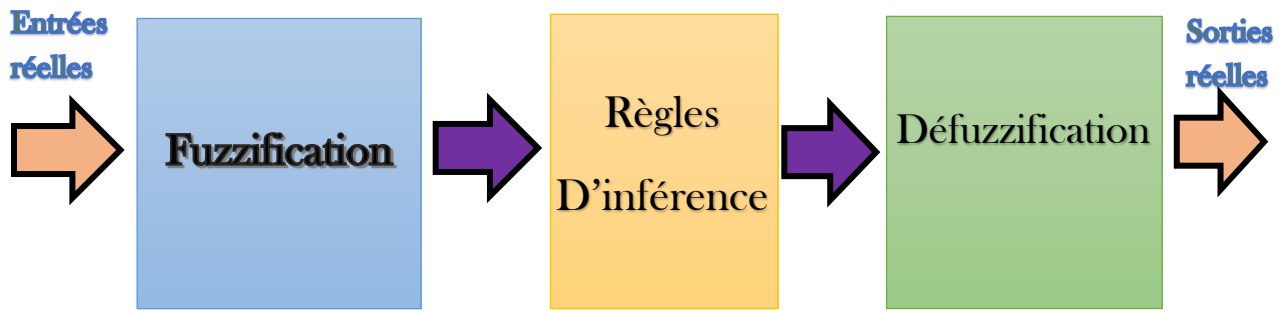


Figure III.9 : Structure d'un système flou.

### A. Interface de Fuzzification :

L'opération de fuzzification permet de passer du domaine réel au domaine du flou. Il permet d'associer à chacune des entrées réelles, par le biais de fonctions d'appartenance, un degré d'appartenance pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'ensemble du discours.

Alors il Transforme les entrées numériques (vecteurs précises) en des ensembles flous. Le choix de l'opérateur de fuzzification dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées. Ainsi si la mesure  $x_0$  est exacte, le sous-ensemble flou  $Ax$  doit être représenté par un fait précis.

### B. Interface d'inférence floue :

- 1- **Définition :** On appelle inférence les relations reliant les valeurs des variables linguistiques des entrée  $x_i$  et de la sortie  $x_R$ , Ces relations qui sont conçues sous forme de règles doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à régler ainsi que des buts de réglage envisagés.

Il n'existe pas de méthodologie précise qui permet de lier telle ou telle règle pour un problème de réglage donné, c'est l'expérience et la connaissance du système à commander qui intervient pour établir ces règles.

Pour exprimer les inférences, il existe plusieurs possibilités à savoir par description linguistique, symbolique, par tableau ou par matrice inférence.

Soit deux variables d'entrées  $x_1$  et  $x_2$  avec une variable de sortie  $x_R$

#### Description linguistique :

Si ( $x_1$  est Négatif Grand ET  $x_2$  est Négatif Grand) ALOR ( $x_R$  est Environ Zéro) OU

Si ( $x_1$  est Négatif Grand ET  $x_2$  est Environ Zéro) ALOR ( $x_R$  est Positif Grand) OU

Si ( $x_1$  est Positif Grand ET  $x_2$  est Environ Zéro) ALOR ( $x_R$  est Négatif Grand).

**Description symbolique :**

Si ( $x_1$  est NG ET  $x_2$  est NG) ALOR ( $x_R$  est EZ) OU

Si ( $x_1$  est NG ET  $x_2$  est EZ) ALOR ( $x_R$  est PG) OU

Si ( $x_1$  est PG ET  $x_2$  est EZ) ALOR ( $x_R$  est NG).

		$x_1$		
		NG	EZ	PG
$x_R$	NG	EZ	EZ	NG
	EZ	PG	NG	NG
$x_2$	PG	PG	NG	EZ

Tableau III.1 : Matrice d'inférence.

**Description par tableau :**

Cette méthode est utilisée lors d'un nombre élevé de variable linguistique et sur tout pour des procédés multivariables.

**2- Moteur D'inférence Floue**

C'est un mécanisme de décision. Il permet à partir d'un fait observé de la base des règles floues une décision en exploitant le raisonnement approximatif. Dans les inférences de régulateur par logique floue interviennent les opérateurs ET et OU. L'opérateur ET s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance à savoir :

- ❖ Méthode d'inférence max-min (Mamdani)
- ❖ Méthode d'inférence max-prod (Larsen)
- ❖ Méthode d'inférence somme-prod (Sugeno)

Le nom de la méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation et l'implication. Le tableau suivant indique la manière de leur utilisation :

Méthodes	Opérateurs Sur Prémisses		Opérateur Implication	Opérateur Agrégation
	Ou	Et	Imp	
Max-Mix	Max	Min	Min	Max
Max-prod	Max	Min	Prod	Max
Som - Prod	Som	Prod	Prod	Som

Tableau III.2 : Les méthodes d'inférence.

3- Interface De Défuzzification :

La stratégie de commande utilisée est décrite par un ensemble de déclaration linguistique ou règles. Puisque le processus exige à ses entrées des valeurs non floues, l'ensemble flou de sortie du régulateur doit être défuzzifié. La défuzzification est l'opération qui consiste à extraire d'un ensemble flou une valeur numérique considérée comme valeur significative.

Dans la commande en temps réel, un critère de choix de la commande de défuzzification est la simplicité de calcul.

Récemment, ils ont proposé une nouvelle méthode de défuzzification qui permet d'améliorer les inconvénients des méthodes classiques. Même, ils ont suggéré trois nouvelles méthodes de défuzzification. En ce qui concerne les méthodes classiques, on peut citer les plus utilisées c'est la méthode du centre de gravité et La méthode de la moyenne des maxima [18,19].

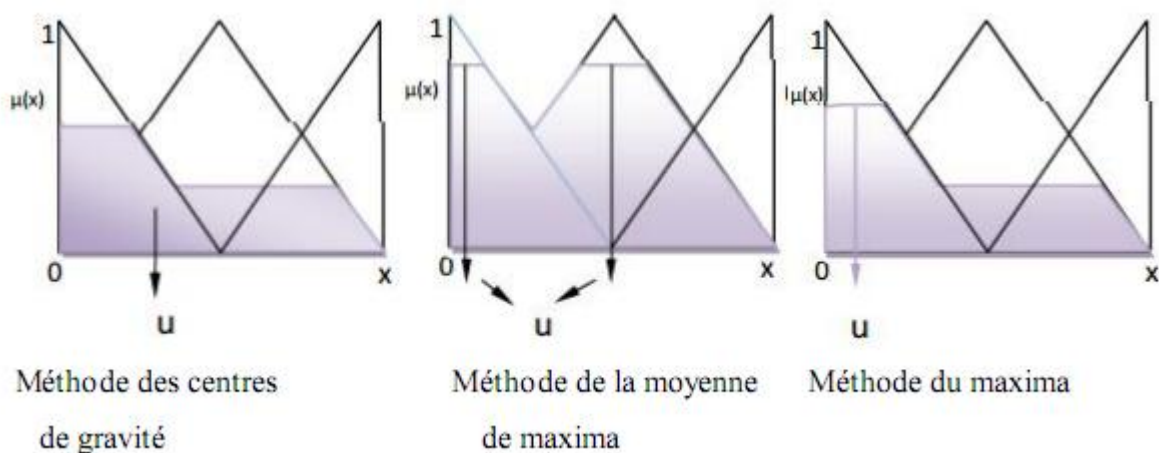


Figure III.10 : Principe des différentes méthodes de défuzzification.

➤ Méthode du Maxima :

Cette méthode consiste à choisir comme sortie  $x_0$  du bloc de défuzzification, une des valeurs possédant la plus grande appartenance au sous-ensemble flou  $x$ .

Il se peut que le système possède plusieurs maxima identiques, dans ce cas et afin d'éviter un choix arbitraire, on choisit d'effectuer la moyenne des maxima.

La méthode du maximum à l'avantage d'être simple, rapide et facile. Elle est malheureusement ambiguë et provoque de nombreuses discontinuités.

➤ **Méthode de la moyenne des maxima :**

Dans le cas où plusieurs sous-ensembles ont le même maximum, on réalise une commande  $= \frac{\sum u_i}{r}$ ,  $u_i$  étant la commande issue du  $i^{\text{ème}}$  sous-ensemble flou sélectionnable.

$r$  : nombre de maxima identiques.

Les avantages et inconvénients de la méthode de la moyenne des maxima restent grosso modo ceux de la méthode du maximum.

➤ **Méthode du centre de gravité :**

Cette méthode consiste à calculer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $m_{rés}(x_R)$ . L'abscisse  $u$  de ce centre de gravité donne la valeur de commande à appliquer et peut être déterminée par la relation générale suivante :

$$u = \frac{\int_{-1}^1 x_R m_{rés}(x_R) dx_R}{\int_{-1}^1 m_{rés}(x_R) dx_R}$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

Cette méthode va permettre d'éviter de trop grandes discontinuités et supprimera toute ambiguïté. Elle semble donc optimale mais son implémentation est difficile et surtout coûteuse en calculs. Elle se simplifie notablement lorsqu'on utilise la méthode d'inférence Som-prod ou des singletons pour les fonctions d'appartenance des variables de sortie.

### III.3.7.7 Critères de Choix d'une Méthode D'inférence :

On utilisera en général la méthode max-min, celle-ci provoque une commande avec des sauts mais ce n'est en général pas ou peu contraignant. Il est à noter que la méthode somme-prod permet de développer un calcul analytique de la sortie permettant, si l'on possède un modèle du système, de calculer les caractéristiques temporelles de la sortie.

### III.3.7.8 Différents Types de Régulateurs Floue :

Les contrôleurs flous sont principalement de deux types :

- Régulateur De Type Mamdani.
- Régulateur De Type Sugeno.

Pour un système à deux variables, les règles floues sont de la forme :

« SI  $x$  est  $A_i$  Et  $y$  est  $B_i$  ALORS  $z$  est  $C_i$  »

Où  $A_i$  et  $B_i$  sont des sous-ensembles flous, par contre  $C_i$  peut appartenir aussi bien au domaine symbolique (sous-ensemble flou) qu'au domaine numérique.

L'originalité de la méthode de Sugeno réside dans le fait que la conclusion de chaque règle n'appartient pas au domaine symbolique, mais est définie sous forme numérique comme une

combinaison linéaire des entrées Selon la méthode de Sugeno, les règles floues, dans le cas de deux variables, s'expriment donc selon la forme suivante :

$$\text{« SI } x \text{ est } A_i \text{ Et } y \text{ est } B_i \text{ ALORS } z = p_0 + p_1x + p_2y \text{ »}$$

On parle dans ce cas de contrôleur flou de type Sugeno d'ordre 1.

Dans la suite de ce mémoire, nous n'utiliserons qu'un raisonnement simplifié de

Sugeno (contrôleur flou de type Sugeno d'ordre 0) où les règles floues utilisées sont du type :

$$\text{« SI } x \text{ est } A_i \text{ Et } y \text{ est } B_i \text{ ALORS } z = p_0 \text{ »}$$

Dans le contrôleur flou type Sugeno, les étapes d'agrégation et de défuzzification des règles floues se font simultanément et la relation (I.18) devient :

$$u = \frac{\sum m_i z_i}{\sum m_i} \tag{I.18}$$

### III.4 Application de la commande floue : avec structure PID

Nous allons remplacer le régulateur PID classique par un régulateur flou à deux entrées caractérisant ainsi l'erreur et sa variation et une sortie qui caractérise la commande floue proportionnelle dérivée qui doit être ajoutée à une commande intégrale conventionnelle pour construire un régulateur flou avec une structure PID. Un contrôleur flou possède de nombreux paramètres de réglage ( $G_p$ ,  $G_i$ ,  $G_d$  et  $G_f$ ) comme est indiqué sur la figure III.13 qui représentent des gains ou facteur d'échelle (effet global sur le comportement du système) [20]. Le contrôleur flou utilisé est de type Mamdani.

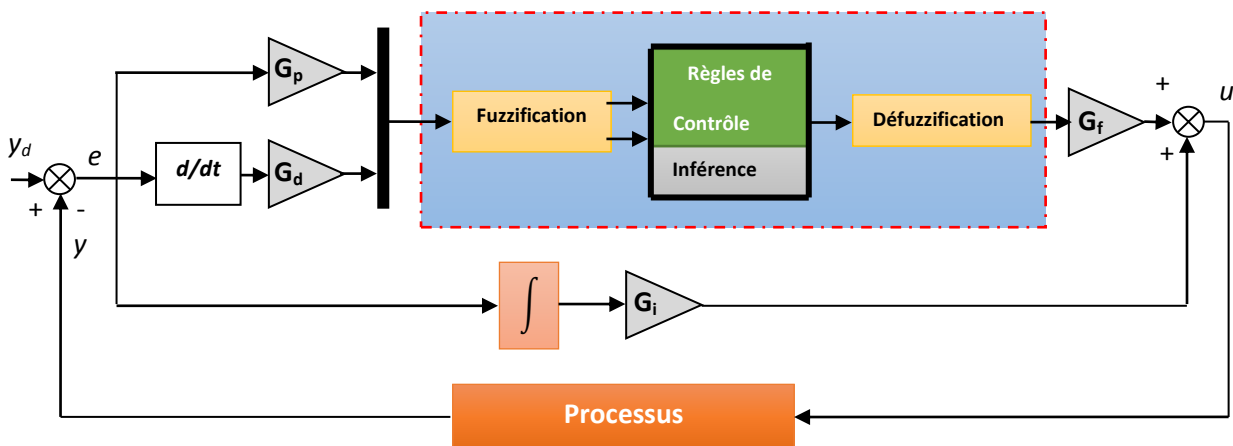


Figure III.11 Structure de base d'un contrôleur flou

### III.5 Choix des éléments des régulateurs flous

#### III.5.1 Choix de la forme des classes

Pour permettre une commande progressive et non pas par paliers, la forme triangulaire semble préférable pour toutes les classes des variables d'entrée et de sortie, ce qui permet également de simplifier les calculs.

#### III.5.2 Définition des référentiels pour les quatre variables d'entrées ( $\dot{x}$ , $x$ , $\theta$ , $\dot{\theta}$ ) :

Dans le but d'effectuer la transformation numérique symbolique, il est nécessaire de connaître la plage de variation réelle de chaque grandeur d'entrée afin d'y faire correspondre son ensemble flou, ce dernier

étant lui-même divisé en sous-ensembles flous. Nous choisissons les différents termes linguistiques des variables d'entrées et se sorties par : NB (Negative Big), NS (Negative Small), ZE (Zero), PS (Positive Small), PB (Positive Big).

Les fonctions d'appartenance des trois variables e, de et u, sont illustrées par la figure III.14

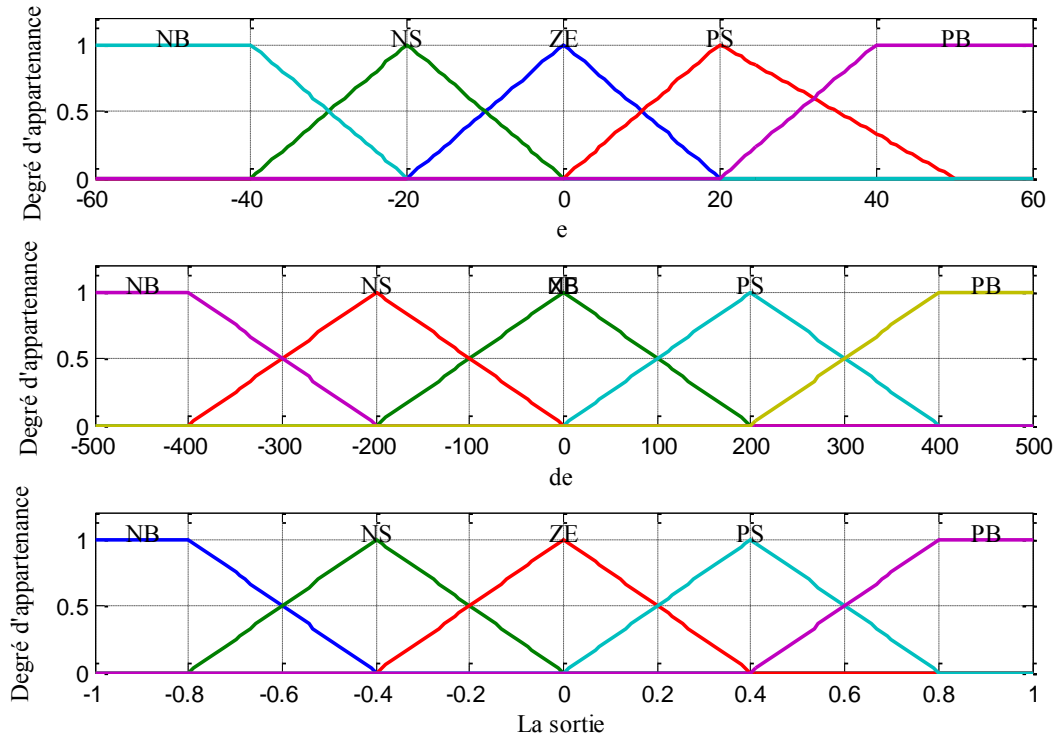


Figure III.12 : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées/sorties e, de et u.

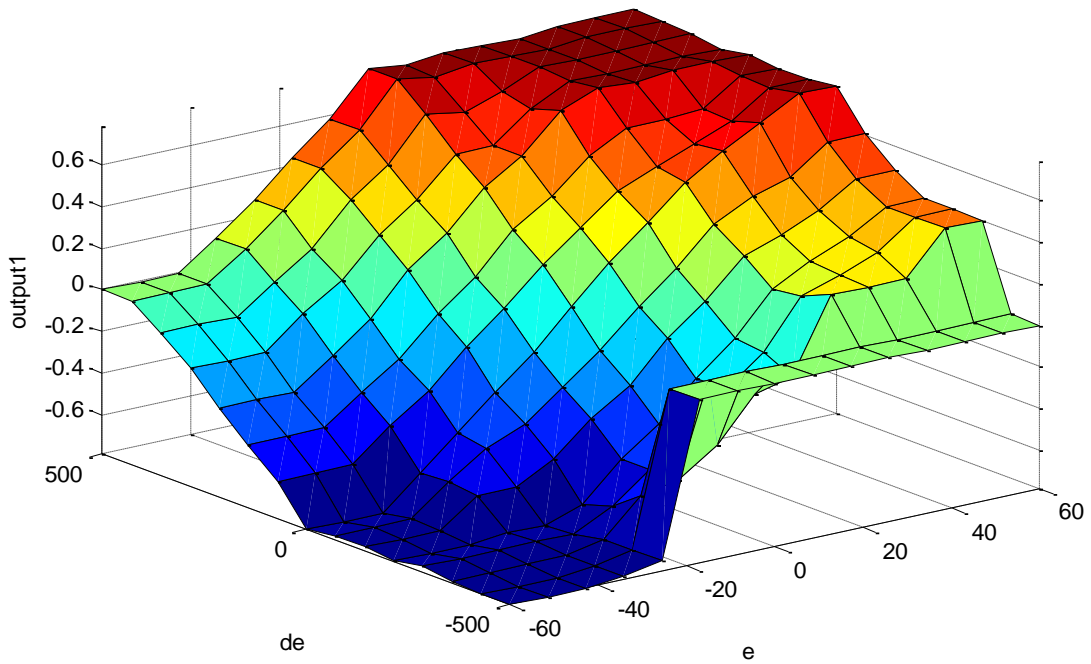


Figure III.13 : La surface de régulateur flou.

e \ de	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	ZE
NS	NB	NB	NS	ZE	PS
ZE	NB	NS	ZE	PS	PB
PS	PB	ZE	PS	PB	PB
PB	ZE	PS	PB	PB	PB

Tableau III.3 : Les Règles du contrôleur (5x5=25 règles)

III.5.3 Méthode d'inférence :

Pour ce qui est de la méthode d'inférence, notre choix s'est porté sur la méthode Max-Min de Zadeh.

III.5.4 Méthode de défuzzification :

La méthode de défuzzification adoptée est celle qui est la plus utilisée en commande, à savoir la méthode du centre de gravité.

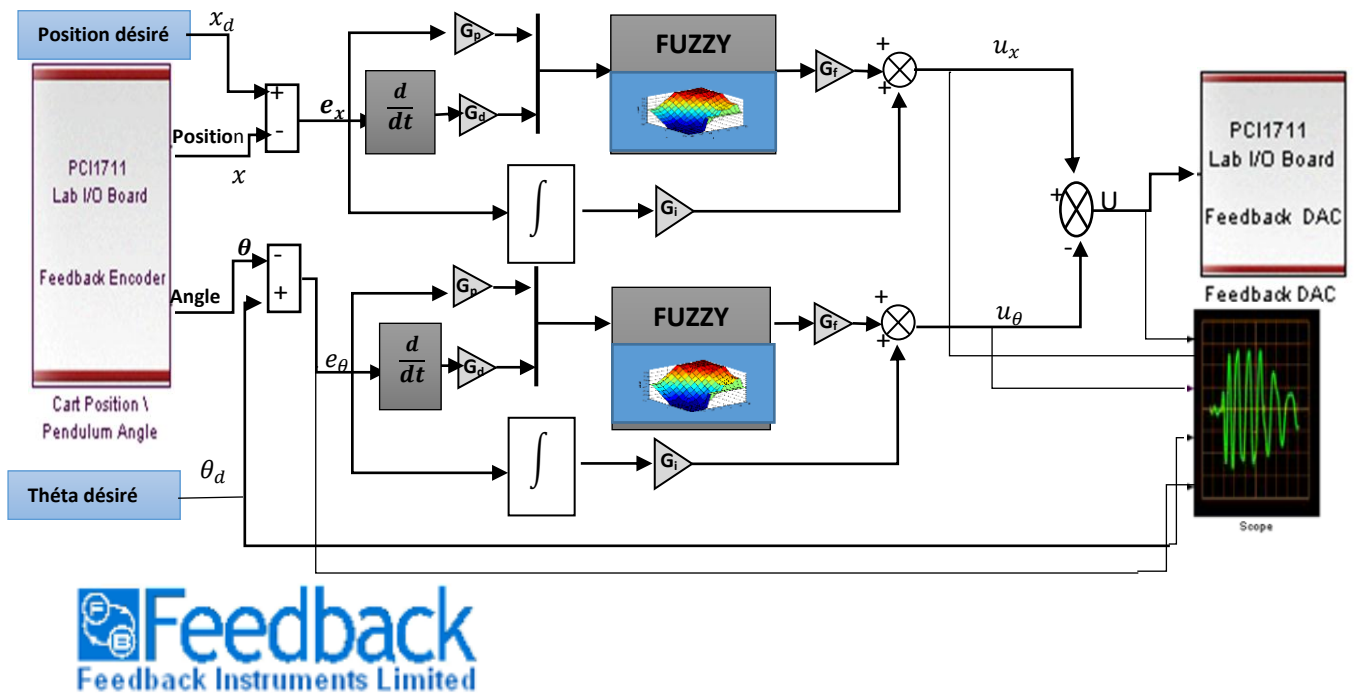


Figure III.14 : Schéma bloc du contrôleur Floue implémenté (temps réel).

III.6 Résultats Expérimentaux de la Commande Floue :

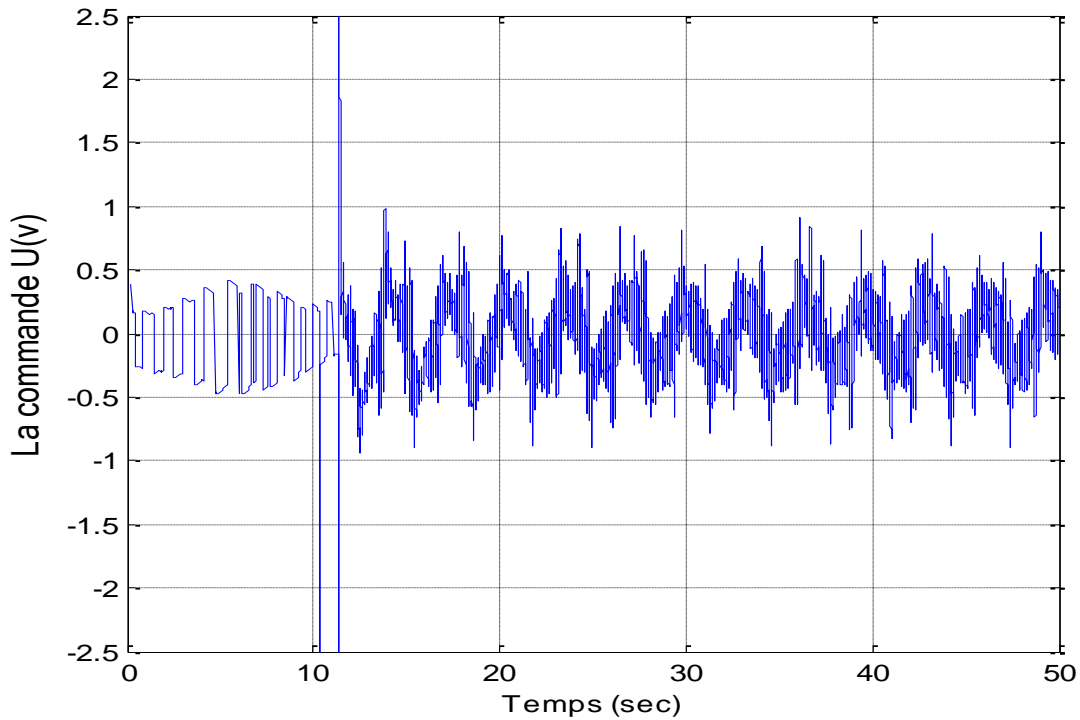


Figure III.15 : Le signal de commande

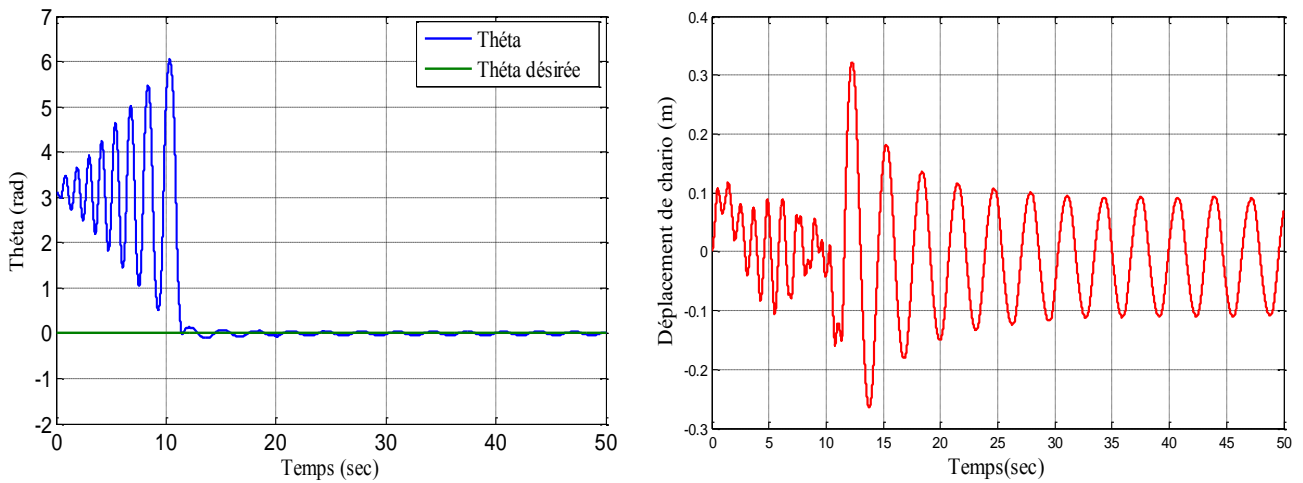


Figure III.16 : la réponse globale de système (L'angle et le déplacement)

Remarque :

Le contrôleur flou arrive à maintenir à l'équilibre vertical de pendule inversé aux alentours de  $\theta=0$  durant son fonctionnement. Par contre le chariot se déplace de façon à maintenir la stabilisation du pendule.

### III.7 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons vu les notions de base de commande floue, Nous avons vu qu'il n'y a pas une méthode systématique pour la synthèse d'un régulateur flou, comme elle n'est pas basée sur un modèle mathématique, mais elle demande de l'expertise (bonne connaissance du système à commander), en plus cette commande ne permet pas de prévoir la stabilité du système à commander. Cette commande a l'avantage de ne pas avoir besoin le modèle mathématique pour la synthèse, elle se caractérise par la simplicité de synthèse de la loi de commande qui basé sur le raisonnement d'être humain. Les résultats expérimentaux montrent que la commande par logique floue synthétisée pour un pendule inversé est prouvé des très bons résultats au point de vue de la stabilisation, robustesse et un temps de réponse minimale.

## C H A P I T R E

## IV

# Commande PID-Flou Adaptative (PIDFA) d'un pendule inversé

## IV.1 Introduction :

Bien que beaucoup d'algorithmes de commande aient été développés pendant plusieurs décennies, les contrôleurs PID sont toujours la majorité des régulateurs utilisés dans les systèmes de commandes industrielles particulièrement quand les performances élevées du régulateur ne sont pas exigées. La conception et l'analyse d'un tel contrôleur exigent de connaître les trois paramètres à savoir : le gain proportionnel ( $Kp$ ), le dérivateur ( $Kd$ ) et l'intégrateur ( $Ki$ ). Pour comprendre comment le comportement du système affecté par les trois paramètres des contrôleurs PID, beaucoup de temps doit être consommé pour trouver la règle optimale pour varier ces paramètres. La plupart de ces règles sont acceptées par les systèmes de commande industriels en général, mais elles réalisent rarement une bonne performance parce que le système à contrôler est difficile d'être modélisé exactement [21-22].

Dans ce chapitre, nous allons améliorer les inconvénients du régulateur PID en adoptant des techniques de commande floue pour optimiser les paramètres du régulateur PID est appliquée sur le pendule inversé ainsi que des résultats expérimentaux et de robustesse seront présentés. Enfin nous terminons cette étude par une comparaison des différentes techniques de commandes existantes dans la littérature

## IV.2 Commande adaptative :

La commande adaptative est une approche utilisée pour les systèmes ayant des paramètres incertains, provenant des incertitudes dans les paramètres du système (incertitudes structurées) ou des simplifications dans la dynamique du système (incertitudes non structurées) ; elle est basée sur le concept d'estimation en ligne des paramètres pour l'ajustement d'une loi de commande.

Cette commande a été développée vers les débuts des années 1950, pour la conception des autopilotes assurant de hautes performances des avions travaillant avec une grande vitesse et de grandes altitudes [21,23]. Les automaticiens se sont vite aperçus en effet qu'un contrôleur avec des paramètres fixes n'était pas toujours capable d'assurer les performances voulues, par exemple dans le cas où les paramètres du système varieraient avec le temps. En 1958, *Whittaker, Yanron et Kezeront* élaboré la règle du MIT basée sur l'algorithme du gradient afin de trouver la loi de d'adaptation du régulateur.

Deux approches existent, une commande adaptative indirecte, dite également commande adaptative explicite, dans laquelle les paramètres du système sont estimés en ligne pour le calcul des paramètres du contrôleur et une approche directe, dite aussi approche implicite, qui repose sur l'estimation en ligne des paramètres de contrôleur afin de les utiliser dans la paramétrisation du système, à travers une relation étroite liant les paramètres du contrôleur et les paramètres du système. [24]

Deux principaux schémas peuvent être cités pour la commande adaptative :

- La commande adaptative à modèle de référence
- La commande auto-ajustable.

Le principe d'un système de commande adaptative peut être illustré par la figure IV.1.

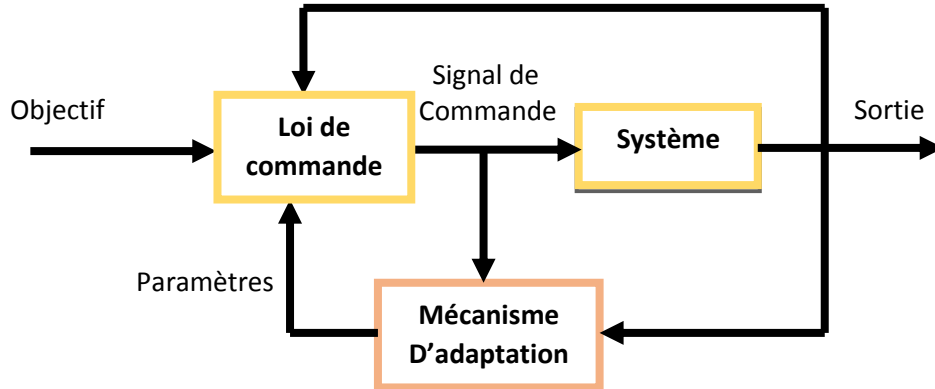


Figure IV.1 : Structure de base d'une commande adaptative [25].

## IV.3 Développement d'un contrôleur hybride intelligent PID-Flou :

Les problèmes pour l'amélioration des capacités du PID à régler un système perturbé dans un univers perturbé, et ceux liés au réglage très fin des paramètres du régulateur afin d'atteindre des objectifs optimaux, demeurent bien posés.

Pour assurer une régulation optimale, répondant correctement aux exigences de l'utilisateur, et ceci même dans un environnement difficile et variable, il est nécessaire de développer un mécanisme d'adaptation des gains du PID qui permettra d'incorporer un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation.

Dans certaines études, la technique du contrôleur PID et la logique floue ont été combinées pour développer des systèmes de contrôle efficaces pour les systèmes non linéaires incertains. Les chercheurs

dans [69-73] proposent un nouveau schéma PID dans lequel les gains du contrôleur sont planifiés par un schéma d'inférence floue.

La logique floue a la capacité de prendre en charge le traitement des variables imprécises et de déduire des décisions objectives par une connaissance approximative ; en effet, via une connaissance approximative des sorties et du comportement du système.

### IV.3.1 Conception et application de la commande PID Floue :

Les contrôleurs PID classiques constituent un mécanisme de rétroaction de boucle de contrôle générique (contrôleur) largement utilisé dans les systèmes de contrôles industriels. Ils sont simples et faciles à utiliser. Mais l'un des principaux inconvénients de ces contrôleurs est qu'il n'existe aucun moyen sûr le choix des paramètres de contrôle qui garantissent de bonnes performances. Par conséquent, dans les applications réelles, ces gains doivent être ajustés pour conserver les performances requises. Pour remédier à ce problème, le contrôleur flou est en conséquence utilisé pour déterminer les paramètres de contrôle  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$  [26,27]

La conception du contrôleur PID adaptatif (PIDFA) à l'aide de la logique floue est étudiée, il est nécessaire de développer deux contrôleurs PID flous adaptatifs : un pour la position(x) et l'autre pour l'angle thêta ( $\theta$ ). Ensuite, la logique floue est utilisée pour mettre à jour les paramètres de ces contrôleurs PID. La structure du système de contrôleur PID flou adaptatif (PIDFA) est illustrée dans la figure IV.2.

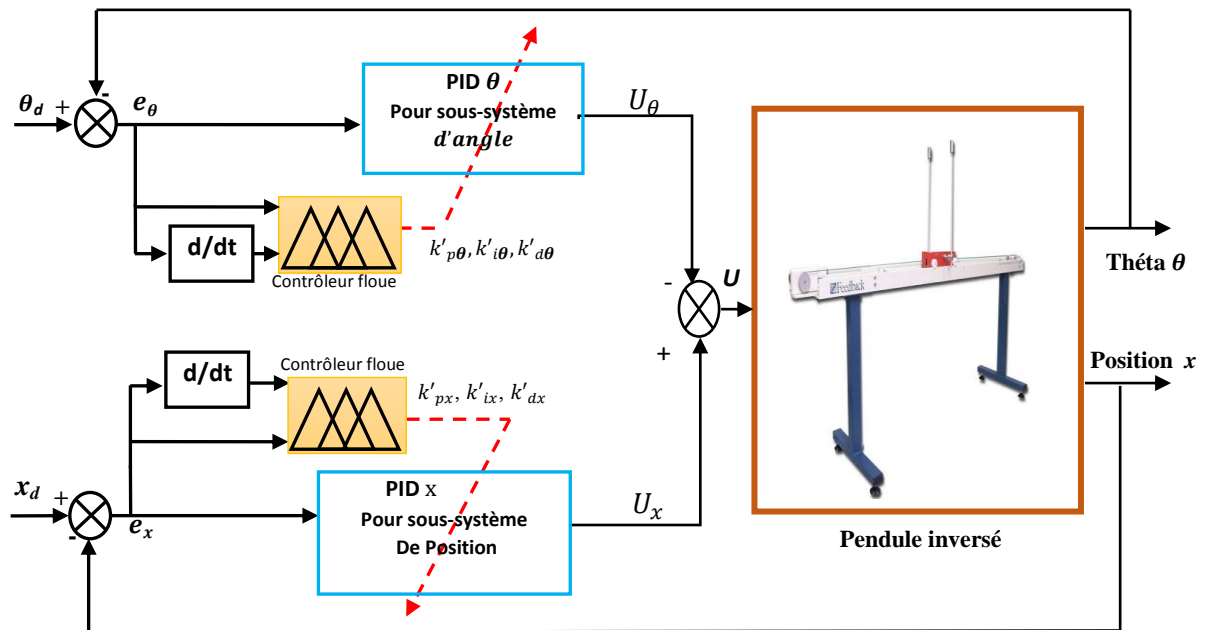


Figure IV.2 : Schéma fonctionnel de la commande PIDFA pour le pendule inversé

### IV.3.2 Détermination des gains du régulateur PID :

Les paramètres du contrôleur PID utilisés tels que  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$ , sont normalisés, dans la plage comprise entre zéro et un, en utilisant les transformations linéaires suivantes [28,29] :

$$\begin{cases} k'_p = (k_p - k_{pmin}) / (k_{pmax} - k_{pmin}) \\ k'_i = (k_i - k_{imin}) / (k_{imax} - k_{imin}) \\ k'_d = (k_d - k_{dmin}) / (k_{dmax} - k_{dmin}) \end{cases} \quad (IV.01)$$

Avec  $k_{pmin}$ ,  $k_{pmax}$ ,  $k_{imin}$ ,  $k_{imax}$  et  $k_{dmin}$ ,  $k_{dmax}$  sont les bornes des variations des gains obtenus par simulation. Les paramètres  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$  sont déterminés par un ensemble de règles linguistiques de la structure du contrôleur PIDFA, comme suit :

Si  $e(k)$  est  $A_i$ , et  $de(k)$  est  $B_i$ , alors  $k'_p$  est  $C_i$ ,  $k'_i$  est  $D_i$  et  $k'_d$  est  $E_i$ .

Où :  $A_i$ ,  $B_i$ ,  $C_i$ ,  $D_i$  et  $E_i$  sont des ensembles flous correspondant à  $e(k)$ ,  $de(k)$ ,  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$ , respectivement. L'application du contrôle PIDFA au système TRMS correspond à l'adaptation des différents gains  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$  pour les sous-systèmes la position  $X$  et l'angle théta.

Le schéma fonctionnel du PIDFA appliqué au système pendule inversé est présenté dans la figure IV.2. Lorsque  $k'_p$ ,  $k'_i$  et  $k'_d$  sont obtenus par un système d'inférence floue pour chaque sous-système position et angle, et sachant que les gains  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$  du régulateur PID pour chaque sous-système sont déterminés par l'équation IV.2

$$\begin{cases} k_p = (k_{pmax} - k_{pmin})k'_p + k_{pmin} \\ k_i = (k_{imax} - k_{imin})k'_i + k_{imin} \\ k_d = (k_{dmax} - k_{dmin})k'_d + k_{dmin} \end{cases} \quad (IV.2)$$

### IV.3.3 Fonctions d'appartenance :

Les fonctions d'appartenance pour les entrées  $e$  et  $de$  sont définies dans la plage  $[-1, 1]$  et choisies pour être de formes identiques triangulaires, comme indiqué sur les figures IV.3 et IV.4. Les signaux sont quantifiés en sept niveaux représentés par un ensemble de variables linguistiques définies comme :

NB (Negative Big), NM (Negative Medium), NS (Negative Small), ZO (Zero), PS (Positive Small), PM (Positive Medium), PB (Positive Big).

Les fonctions d'appartenance des variables  $e$ , de  $de$ ,  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$  sont illustrées par les figures IV.3 et IV.4.

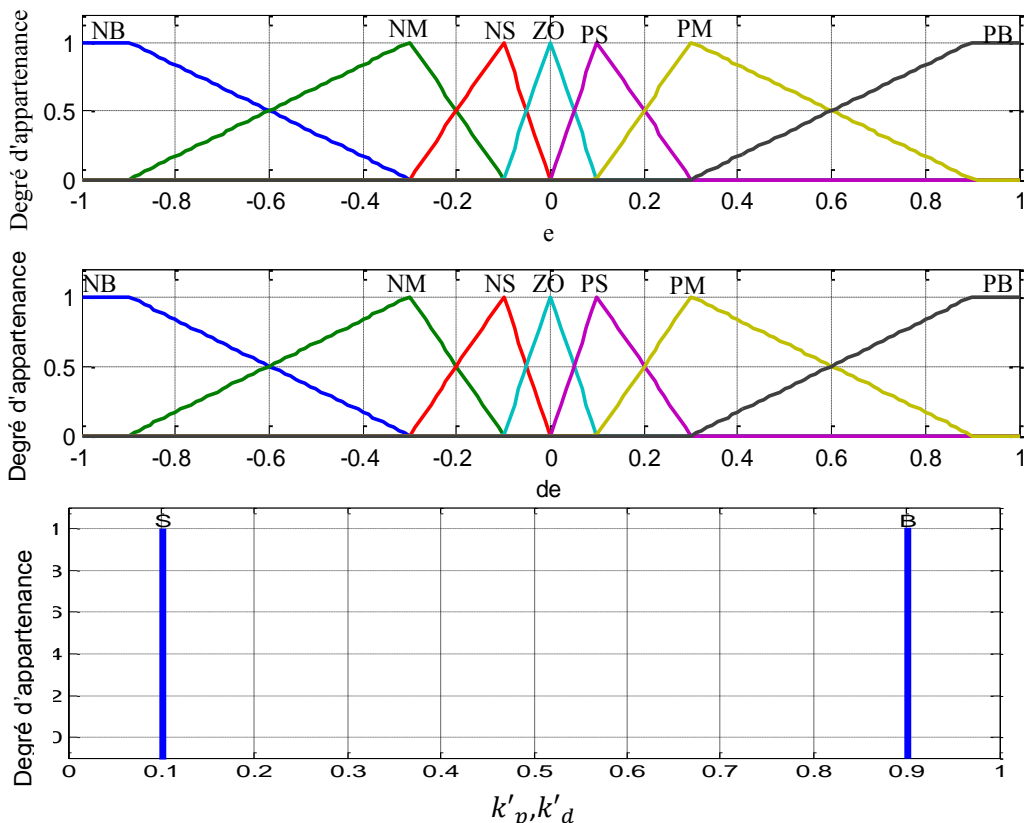


Figure IV.3 : fonctions d'appartenance des entrées  $e$  et  $de$  et des sorties  $k'_p$ , et  $k'_d$

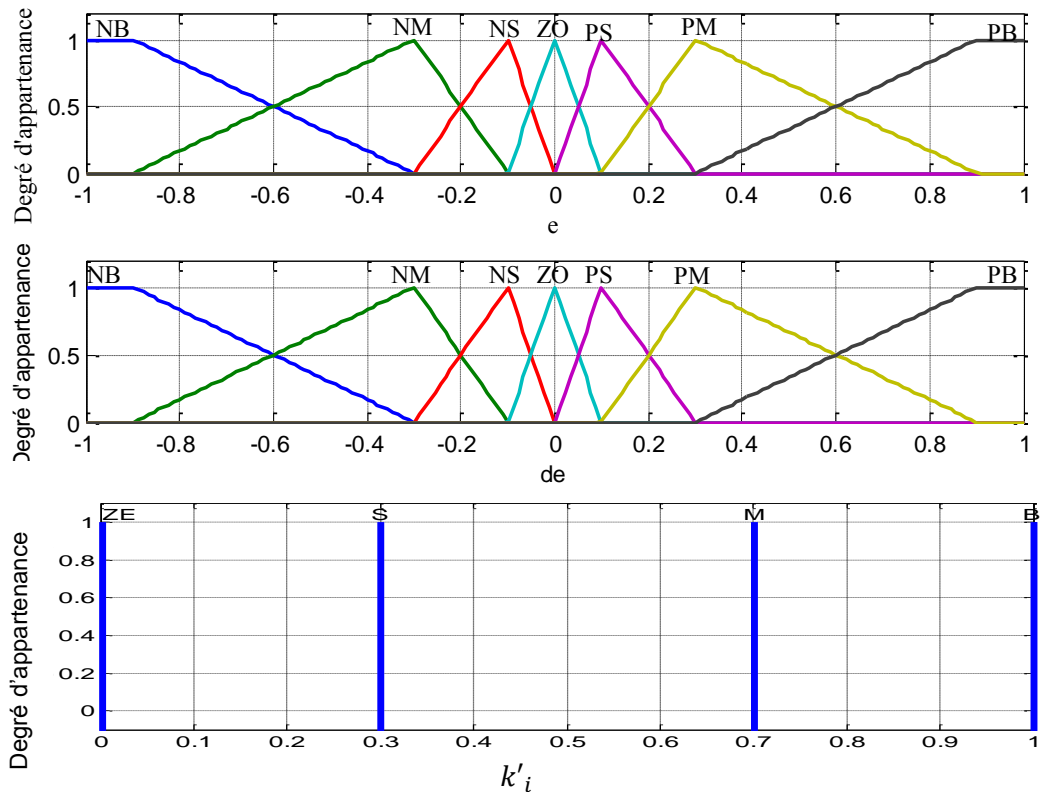


Figure IV.4 : fonctions d'appartenance des entrées  $e$  et  $de$  et de sortie  $k'_i$

IV.3.4 Règles de décision (Table de décision)

Les Tableau IV.1, Tableau IV.2 et Tableau IV.3 présentent les règles d'inférences pour les  $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_d$  utilisés dans le contrôleur PIDFA [28]. Ils sont organisés sous forme de table diagonale de 49 règles décisionnelles composées par les paires situation/action de la forme :

Si  $e(k)$  est  $A_i$ , et  $\Delta e(k)$  est  $B_j$ , alors  $k'_p$  est  $C_i$ ,  $k'_i$  est  $D_j$  et  $k'_d$  est  $E$ .

de e	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	B	B	B	B	B	B	B
NM	S	B	B	B	B	B	S
NS	S	S	B	B	B	S	S
ZO	S	S	S	B	S	S	S
PS	S	S	B	B	B	S	S
PM	S	B	B	B	B	B	S
PB	B	B	B	B	B	B	B

Tableau IV.1 Règles d'inférence pour les gains  $k'_p$ .

de e	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	B	B	B	B	B	B	B
NM	M	M	B	B	B	M	M
NS	S	M	M	B	M	M	S
ZO	ZO	S	M	B	M	S	ZO
PS	S	M	M	B	M	M	S
PM	M	M	B	B	B	M	M
PB	B	B	B	B	B	B	B

Tableau IV.2 Règles d'inférence pour les gains  $k'_i$ .

$\begin{matrix} de \\ e \end{matrix}$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	B	B	B	B	B	B	B
NM	M	M	B	B	B	M	M
NS	S	M	M	B	M	M	S
ZO	ZO	S	M	B	M	S	ZO
PS	S	M	M	B	M	M	S
PM	M	M	B	B	B	M	M
PB	B	B	B	B	B	B	B

Tableau IV.3 Règles d'inférence pour les gains  $k'_d$

Les surfaces générées sont illustrées dans les Figures IV.5, IV.6 et IV.7.

Figure IV.5

Surface des gains  $k'_p$ .

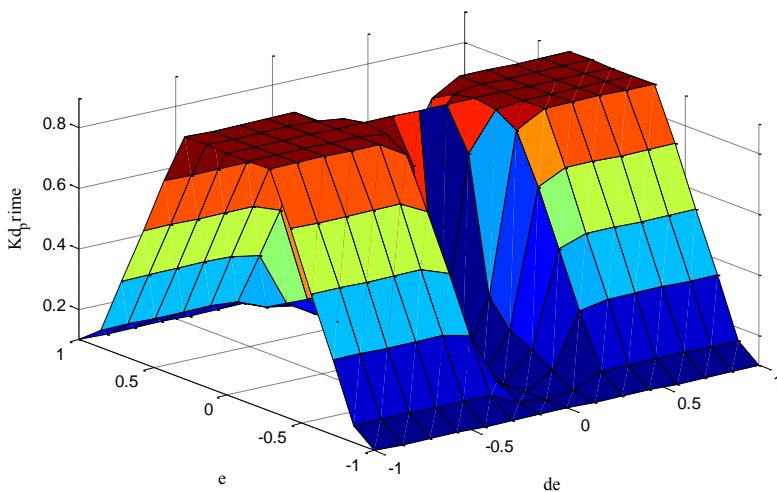
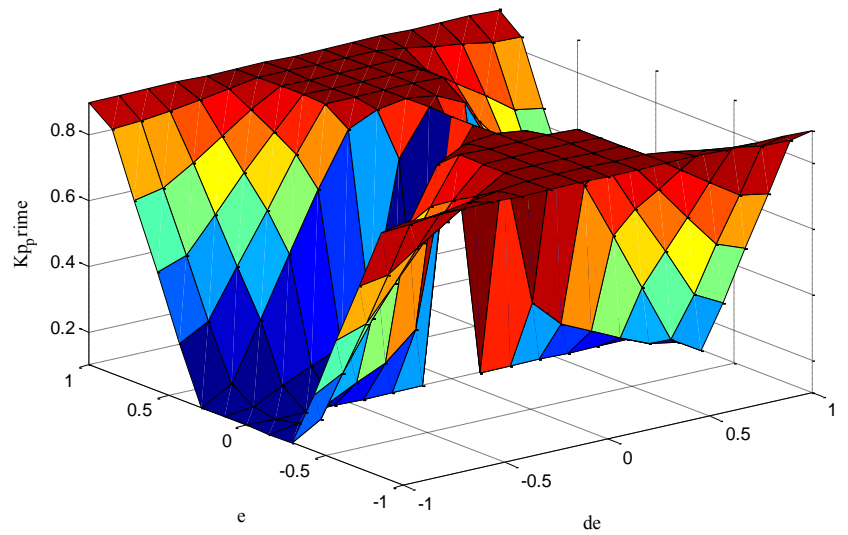
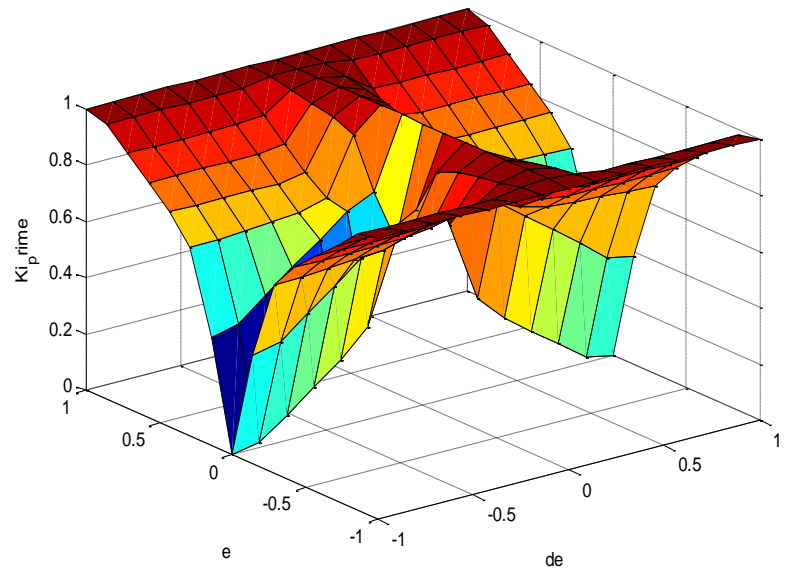


Figure IV.6 Surface des gains  $k'_d$ .

Figure IV.7  
Surface des gains  $k'_i$



IV.3.5 Résultats expérimentaux

Le schéma bloc de l'ensemble de la structure étudiée est présenté sur la Figure IV.8, et les résultats obtenus sont consignés dans les figures IV.9 et IV.10.

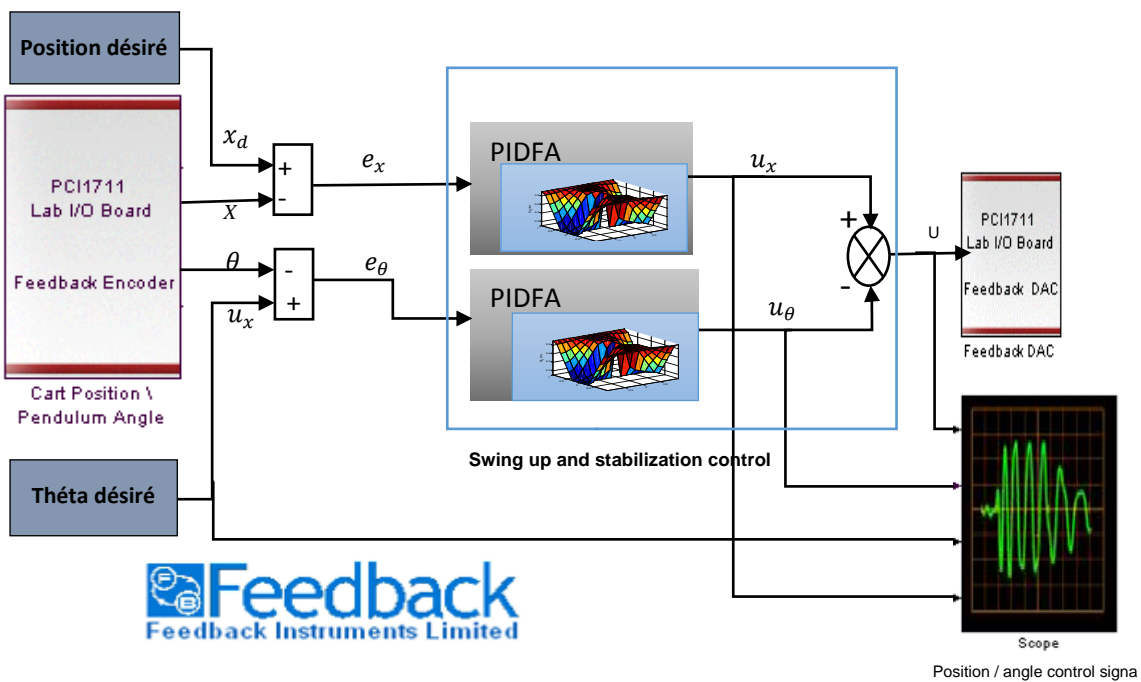


Figure IV.8 : Schéma bloc du contrôleur PIDFA implémenté (temps réel).

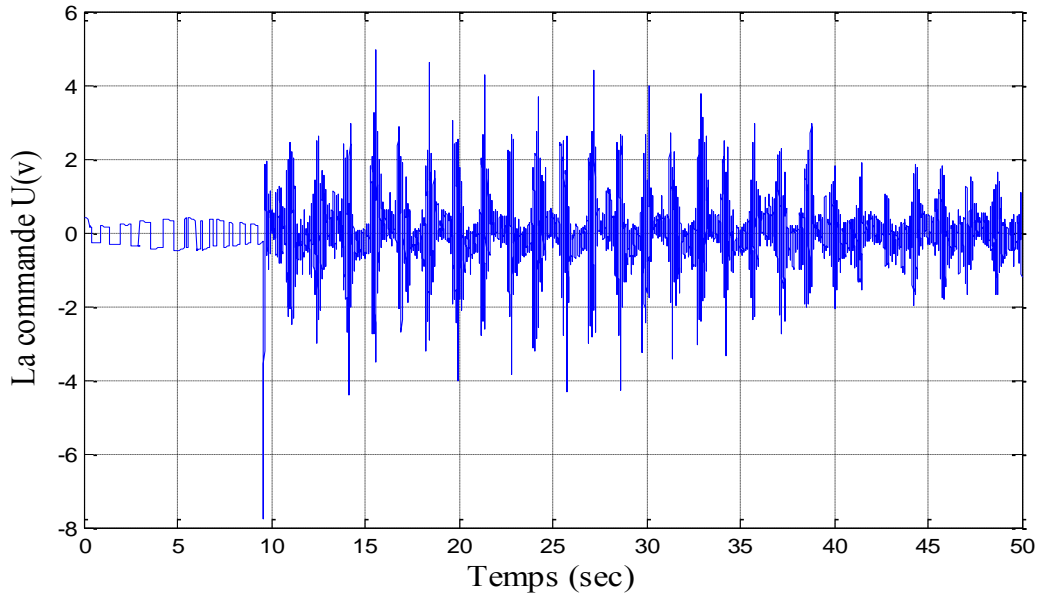


Figure IV.9 : Le signal de commande

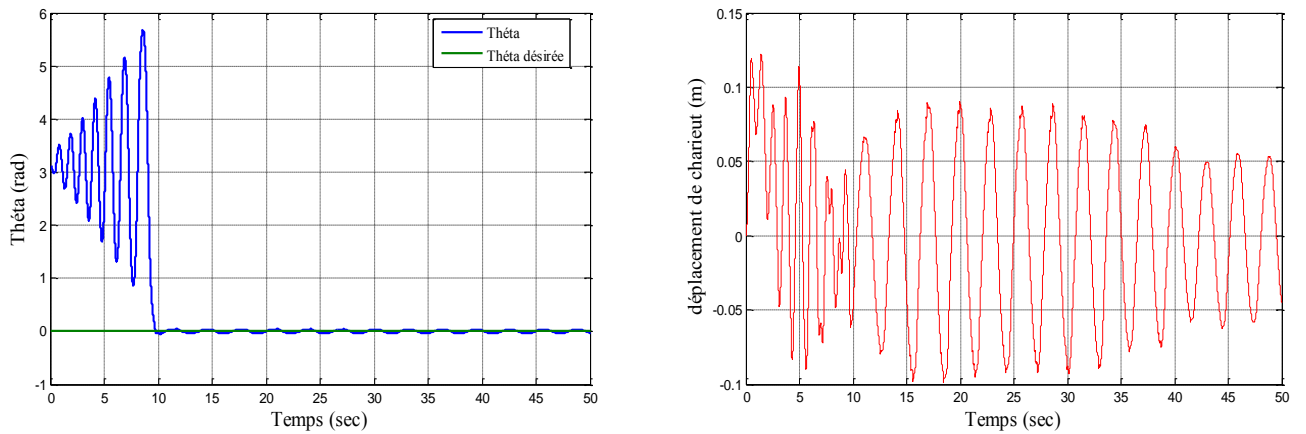


Figure IV.10 : La réponse globale de système  
(L'angle et déplacement)

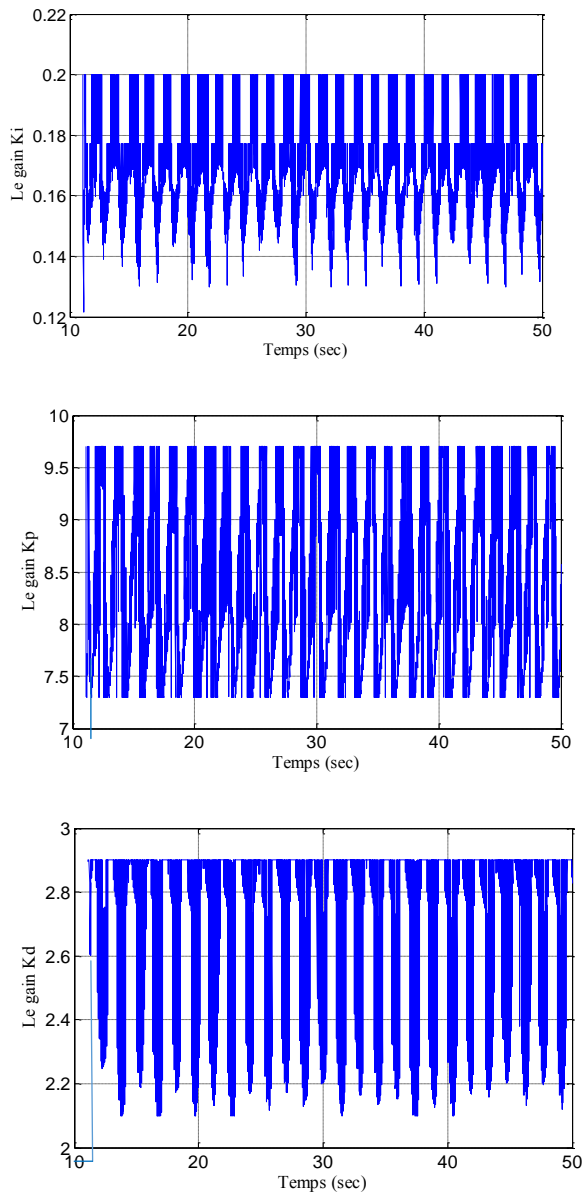


Figure IV.11 : Variation des gains  $k_p, k_d$  et  $k_i$  de position du contrôleur PIDFA

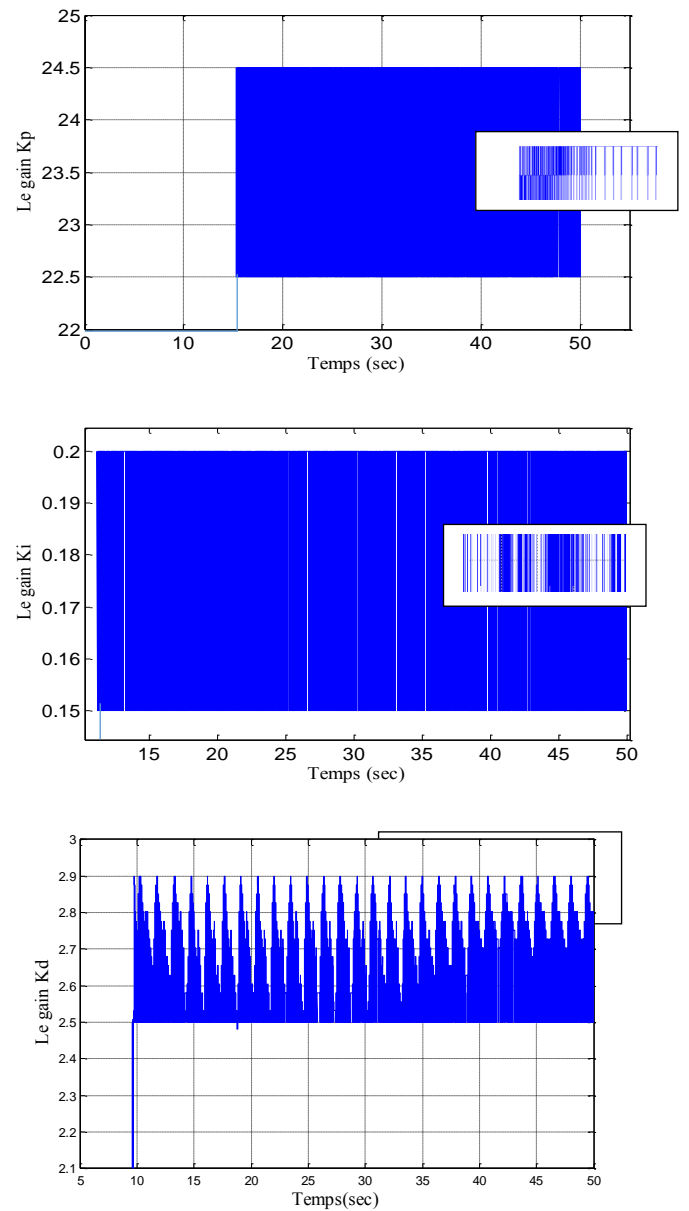


Figure IV.12 : Variation des gains  $k_p, k_d$  et  $k_i$  de l'angle  $\theta$  du contrôleur PIDFA

IV.3.6 Avec variation paramétrique :

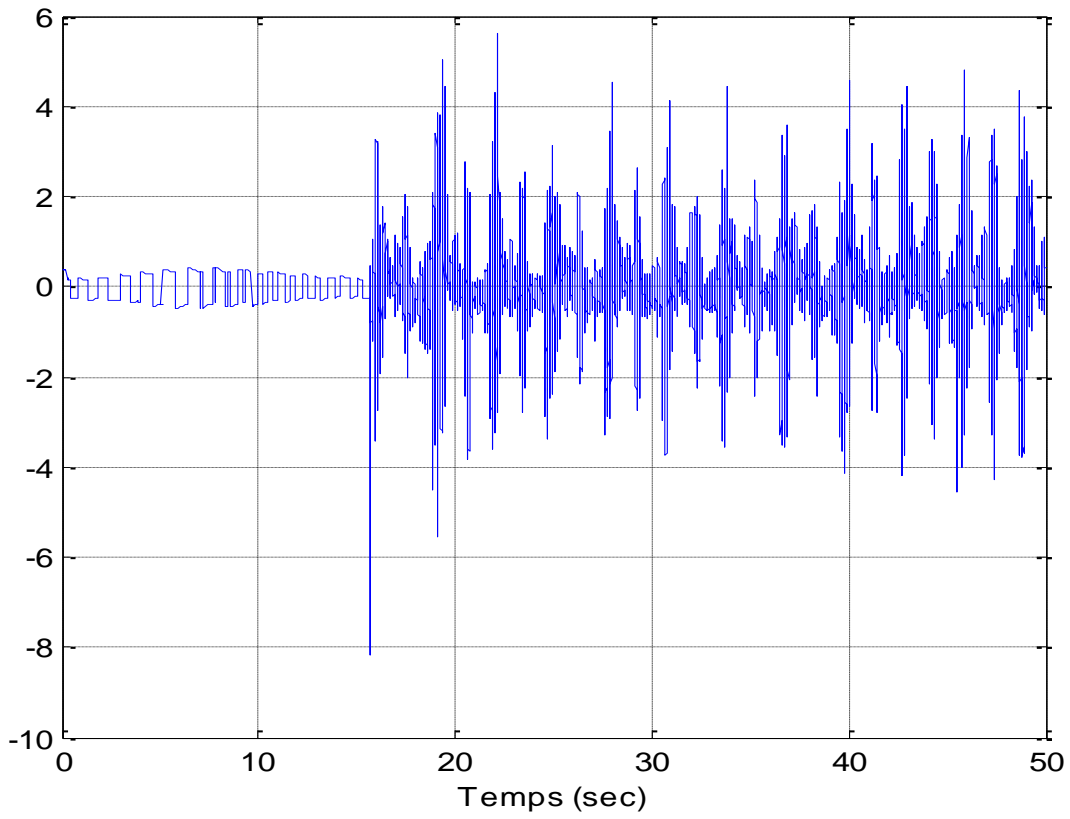


Figure IV.13 : Le signal de commande

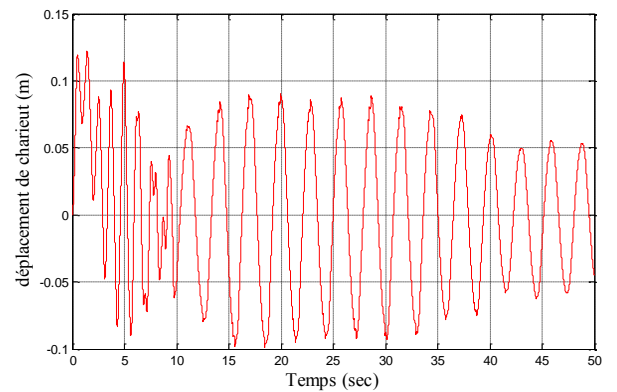
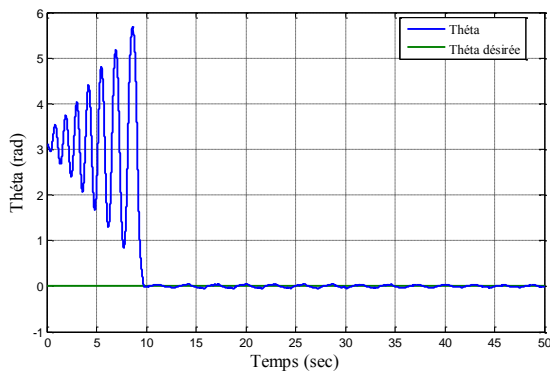


Figure IV.14 : La réponse globale de système  
(L'angle et le déplacement)

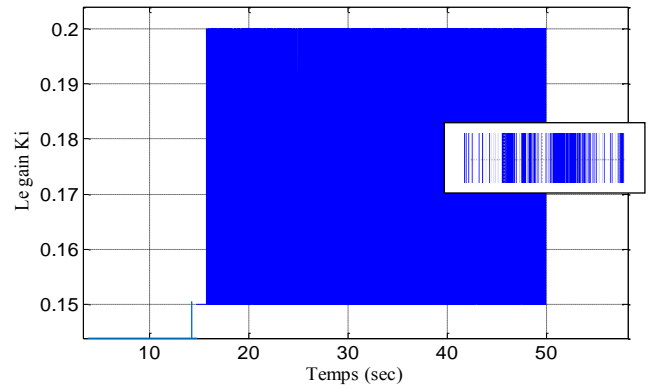
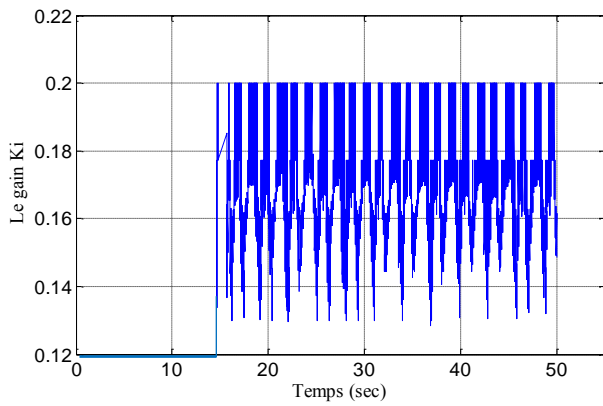
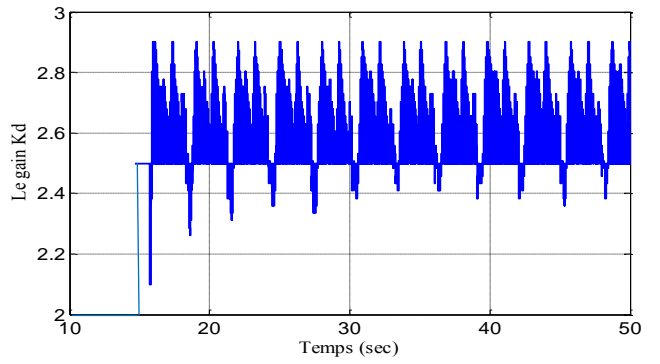
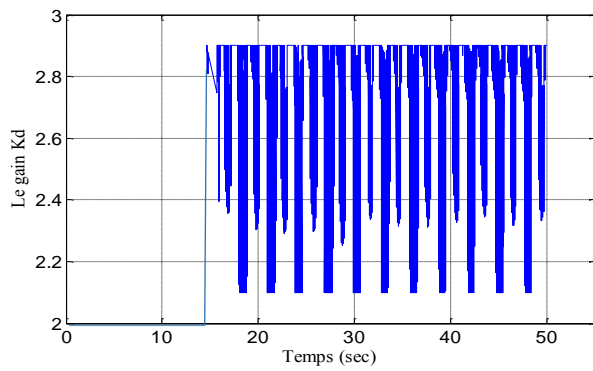
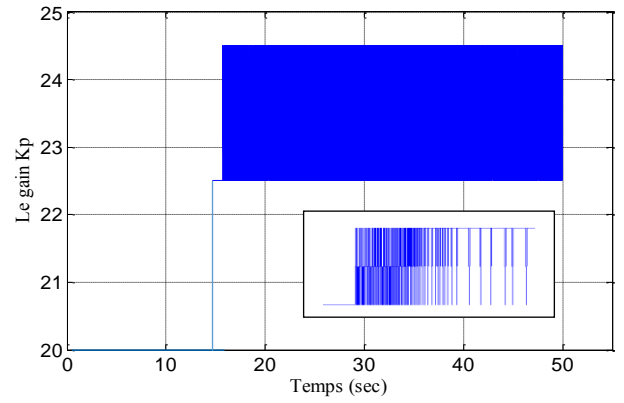
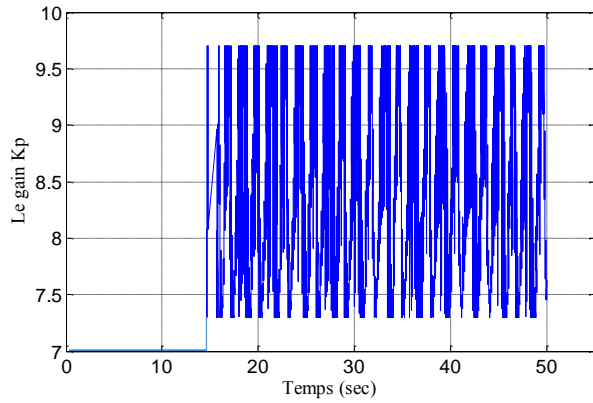


Figure IV.15 : Variation des gains  $k_p$ ,  $k_d$  et  $k_i$  de position du contrôleur PIDFA

Figure IV.16 : Variation des gains  $k_p$ ,  $k_d$  et  $k_i$  de l'angle théta du contrôleur PIDFA

IV.3.7 Avec variation paramétrique et perturbation externe :

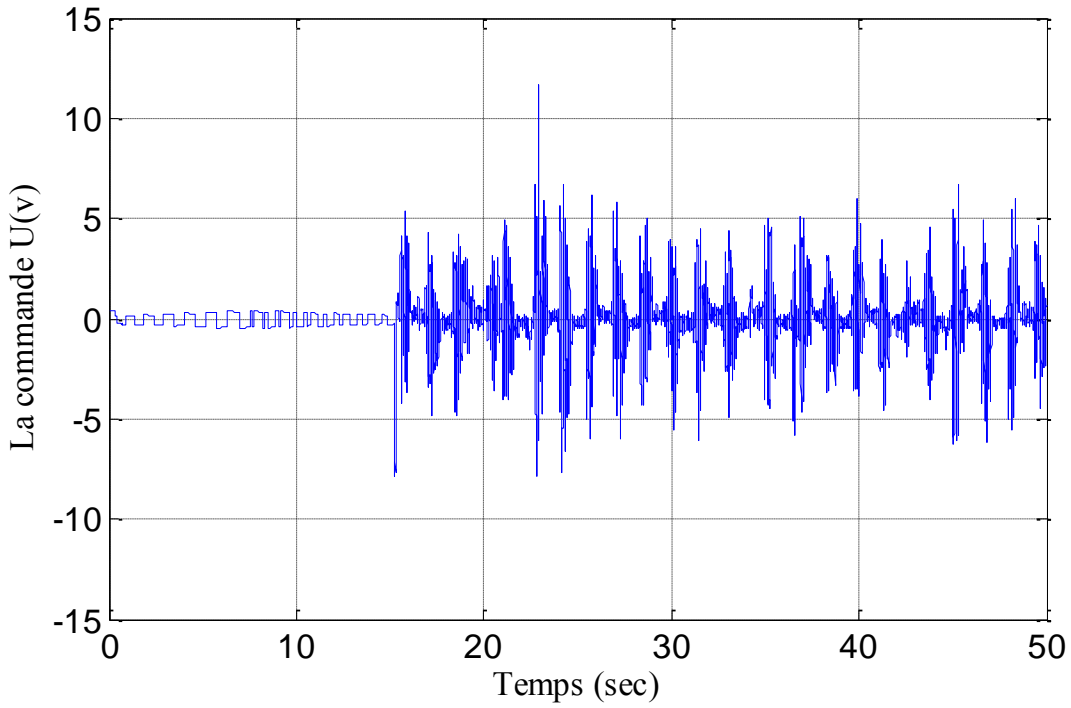


Figure IV.17 : Le signal de commande

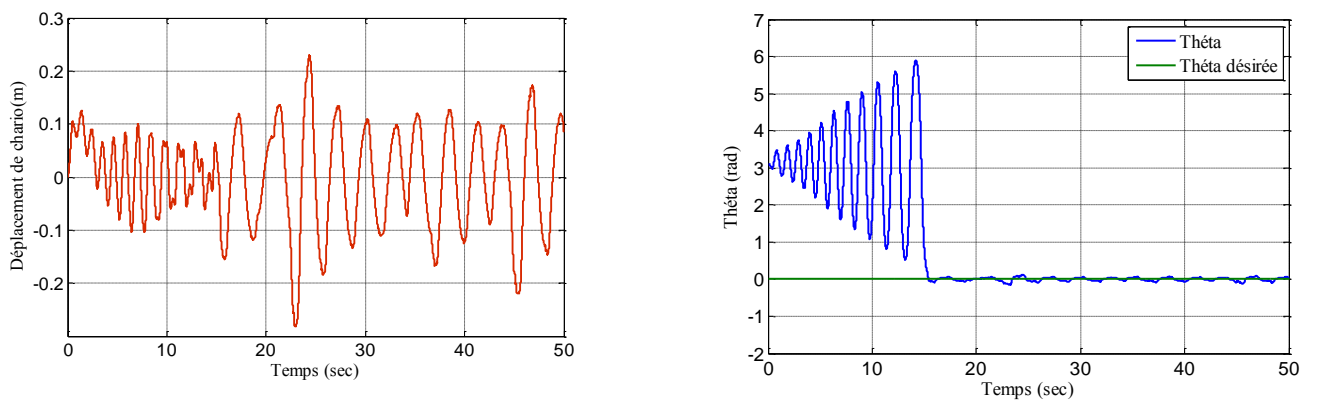


Figure IV.18 : La réponse globale de système

(L'angle et le déplacement)

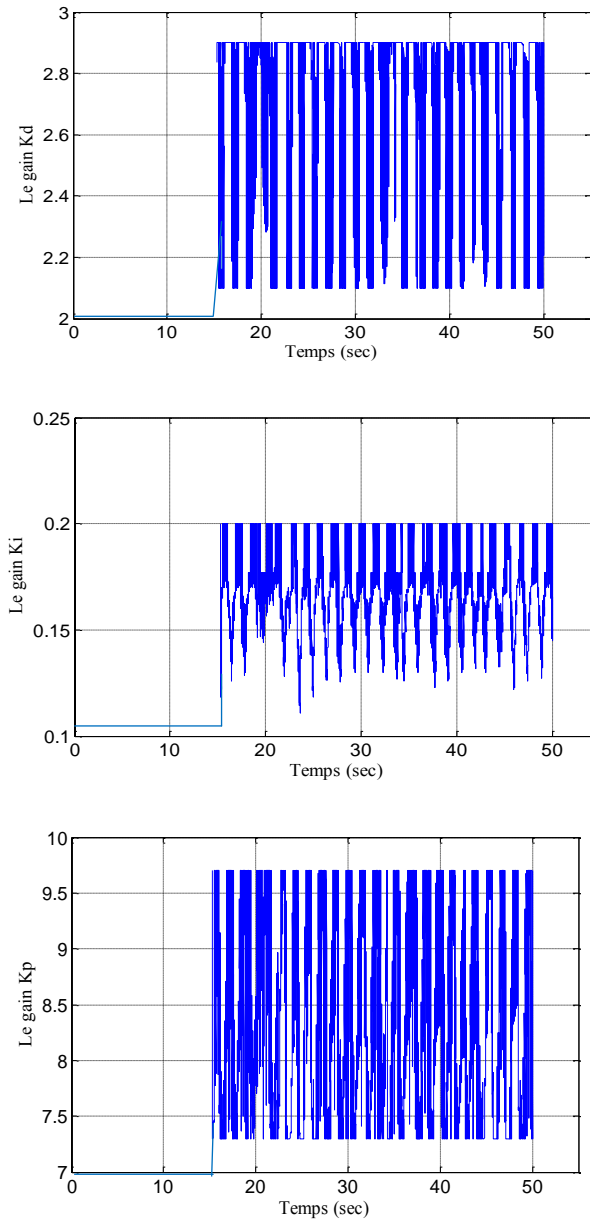


Figure IV.19 : Variation des gains  $k_p$ ,  $k_d$  et  $k_i$  de position du contrôleur PIDFA

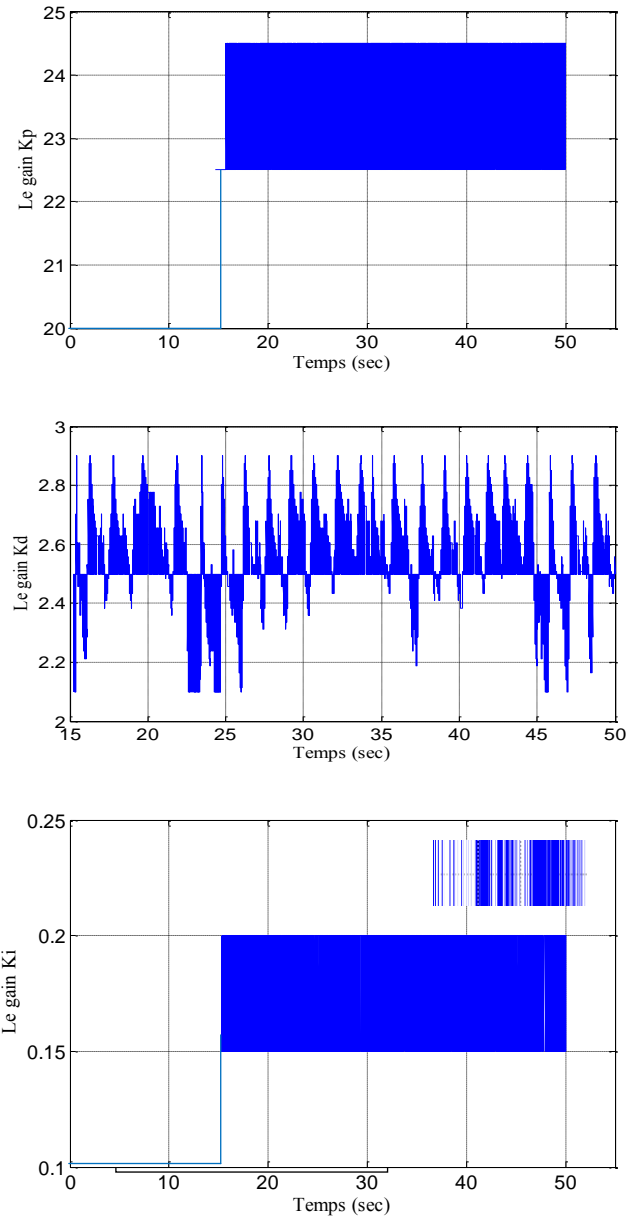


Figure IV.20 : Variation des gains  $k_p$ ,  $k_d$  et  $k_i$  de l'angle  $\theta$  du contrôleur PIDFA

#### IV.4 Etude comparative (PIDFA et PID) :

Cette étude permettra de connaître la meilleure commande qui donne des bonnes performances pour commande du pendule inversé. Elle est basée sur minimisation des deux critères suivants :

- Temps de réponse
- La somme des carrés des erreurs :  $J = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (e^T e)$

Nous avons pris ces résultats dans les mêmes conditions dans la pratique, ont été utilisées pour faire la comparaison, ils sont regroupés dans les tableaux IV.4

Critère	Temps de réponse	
	La position x	L'angle $\theta$
La commande		
PID	10.05	9.87
PIDFA	<b>9.77</b>	<b>9.7</b>
Critère	la somme des carrés des erreurs	
	La position x	L'angle $\theta$
La commande		
PID	102.2638	16.3646
PIDFA	<b>60.9074</b>	<b>12.6827</b>

**Tableau IV.4 :** Comparaison quantitative entre les commandes développées sur le pendule inversé

Les indicateurs des performances présentées dans le tableau IV.4 indiquent que la Commande PIDFA proposée a une légère supériorité de performance par rapport à la commande classique PID.

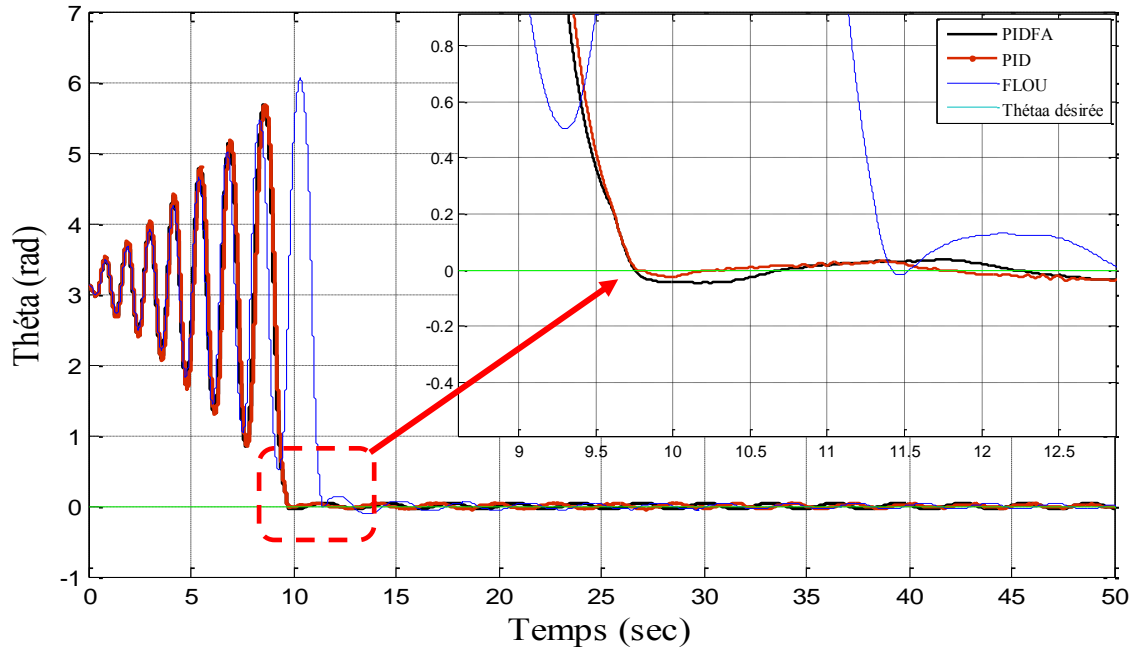


Figure IV.21 : comparaison qualificatif entre les commandes développées sur le pendule inversé (L'angle  $\theta$ )

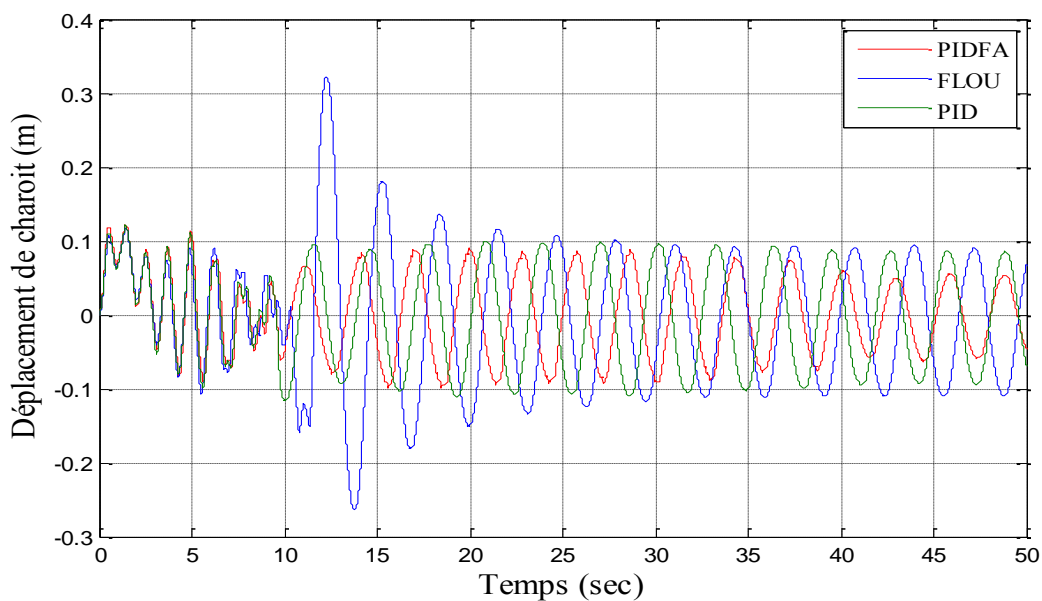


Figure IV.22 : comparaison entre les commandes développées sur le pendule inversé (La position  $x$ )

#### IV.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons effectué une commande hybride intelligente constituée d'un contrôleur PID-Flou avec gain adaptative pour un système de pendule inversé en présence des perturbations externes et une variation paramétrique, les résultats expérimentaux montrent que la commande (PIDFA) est très satisfaisante pour la stabilisation de notre système. En outre, l'étude comparative réalisée avec d'autres techniques de commandes développées dans la littérature a montré l'efficacité de l'approche du contrôle proposée.

**Conclusion**

**Générale**

## Conclusion générale :

Dans ce travail, nous avons fait trois types de commandes sont présentés avec leurs applications expérimentaux à la stabilisation d'un pendule inversé, Ce dernier est un processus de laboratoire d'automatique au niveau de l'université de M'sila, c'est un système non linéaire, sous actionné (SIMO) et instable en boucle ouverte. Notre objectif était de synthétiser des lois de commande, s'assurer la stabilité globale du système, et de tout implémenter sur le système réel, ces dernières ont montré les avantages et les inconvénients de chaque commande. Ensuite, les commandes appliquent sont :

- Commande PID classique
- Commande par logique floue
- Commande PID floue adaptative (PIDFA).

C'est un outil didactique et un problème classique souvent utilisé pour tester les caractéristiques de nouvelles lois de commande.

Pour y parvenir, nous sommes amenés d'abord à connaître la constitution de ce système et à comprendre son fonctionnement. La modélisation du système pendule inversé était nécessaire afin de synthétiser les lois de commandes classiques et intelligentes proposées dans notre travail.

Notre système nécessite l'emploi d'une technique de commande à la fois puissante et facile à implémenter telle que la commande PID. Notre objectif est le passage à la commande PIDFA qui permet d'améliorer les résultats obtenus par le régulateur classique PID surtout lors des grandes variations de consigne et de perturbations extérieures. Par ailleurs, les résultats de pratiques obtenus montrent que la commande PIDFA appliquée au pendule inversé 33-200 assure un meilleur temps de réponse.

Les résultats obtenus ont montré le bon fonctionnement des lois de commande proposées à travers les performances enregistrées, aussi bien pour les expérimentations en temps réel effectuées sur le modèle du pendule inversé.

Au terme de ce travail, nous pouvons conclure que la commande PIDFA nous permet d'ajuster en temps réel les paramètres du régulateur PID à l'aide d'un superviseur flou qui conduit à rejet total des perturbations, une bonne poursuite de trajectoire, une insensibilité aux variations paramétriques et bonnes performances avec une robustesse contre les perturbations extérieures.

A l'issue de ces travaux, ce mémoire ouvre de nouvelles perspectives de recherche parmi lesquelles nous citons :

- Généralisation de l'étude des lois de commande proposées pour le cas discret.
- Utilisation des algorithmes d'optimisation pour la détermination des différents paramètres de la loi de commande

## Références Bibliographiques

- [1] **Bugeja M.** « Non linear swing-up and stabilizing control of an inverted pendulum System ». Eurocon Ljubljana, Slovenia. 2003.
- [2] **Andrew K.** « Standup and stabilization of the inverted pendulum. Submitted to the department of mechanical engineering in partial fulfillment of the requirements for the degree of Bachelor of Science », Massachusetts Institute of Technology. June 1999
- [3] **Ferhat Lahouzi** « Mise en oeuvre d'une stratégie de commande neuro flou : application à pendule inversé », mémoire de magister, université mouloud mammeri tiziouzou, 16 mars 2011
- [4] **Boussalem Chahira** « Implémentation de régulateurs fractionnaires pour la stabilisation d'un pendule inversé, mémoire de magister, université mouloud mammeri tizi\_ouzou,2012
- [5] **Lam J.** « Control of an inverted pendulum ». Dept. of Electrical & Computer Engineering, University of California, U.S.A. 2004
- [6] **manuel d'installation du pendule inversé** Feedback Digital Pendulum controller 33-200.2
- [7] **Freddy Mudry** « Modelisation et régulation d'un pendule inversé », L'institut d'Automatisation industrielle (iAi) de l'eivd. 2003.
- [8] **Muskinja N** « Swinging up and stabilization of a real inverted pendulum », Fac. of Electr. Eng. & Comput. Sci., Univ. of Maribor, Slovenia ,13 février 2017
- [9] **J. Yi\***, **N. Yubazaki** « Stabilization fuzzy control of inverted pendulum systems », Technology Research Center, Mycom, Inc., 12, S. Shimobano, Saga Hirosawa, Ukyo, Kyoto 616-8303, Japan 2000
- [10] **Intersection, Le magazine Schneider** Electric de l'enseignement technologique et professionnel « La régulation », juin 2004
- [11] **Patrick Prouvost** « automatique - contrôle et régulation » Dunod ,2006
- [12] **Marcel Nougaret**, « Principes généraux de correction », Techniques de l'ingénieur,[R 7405],10 avril 1984
- [13] **Michel Etique**, « Régulation automatique », cours de l'université de Strasbourg,mars 2007
- [14] **Douki.N** « Commande floue adaptative par mode glissant d'une Classe des Systèmes Non Linéaires » mémoire Master, Université de Ferhat .A, Setif UFAS (Alger) 2011.

- [15] **ALouani Fouad**, « Commande par Logique Floue Appliquée aux pendules inversés et au Simulateur de Vol d'hélicoptère : Simulation et Expérimentation », mémoire de magister, université de M'sila, 2006.
- [16] **F. Chevrie, F. Guély**, « La logique *floue* », Collection technique "cahier technique n°191 ", Croupe Schneider, mars 1998
- [17] **Jelena Godjevac**, « Idée nettes sur la logique floue »,ppur presses polytechniques, 1999
- [18] **Gonzalo Cabodevila**, « Commande et identification flou », École Nationale Supérieure de Mécanique et des Microtechniques - cedex - France 2 juil 2019
- [19] **Christophe Raymond**, « Commande floue monovariante et multivariante selon L'expertise et par modélisation floue ». Thèse de Doctorat, Institut national des sciences appliquées Toulouse. Spécialité : Automatique et Informatique industrielle,1995
- [20] **I K. Laroussi**, «Développement d'un superviseur flou appliqué à la commande d'un moteur à induction», Thèse de doctorat, Université M'hamed Bougara, Boumerdes, 2013.
- [21] **P.J. Mac Vivar Whelen**, « Fuzzy Sets Man-Machine Interaction », In.J.Man-Machine Studies, Vol. 8, pp.687-697,1976.
- [22] **Z. Y. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaks**, « Fuzzy Gain Scheduling of PID Controller », IEEE Trans, On Systems, Man, and Cybernetics, Vol. 23, No. 5, Sep -Oct, pp. 1392-1398, 1993.
- [23] **S. Chand**, « on-line, Setf-Monitoring Tuner for Proportional Integral Derivative Controllers ». IEEE Proceedings of 30th Conference on Decision and Control, December, pp. 1905-1906, 1991.
- [24] **GHELLAB Mohammed Zinelaabidine** « Commandes Non Linéaires Robustes Appliquées À un Hélicoptère Autonome,Simulation et Expérimentation », thèse de doctorat, université de M'sila, 2020.
- [25] **M. Z. Ghellab, S. Zeghlache, A. Bouguerra**, «Real time implementation of fuzzy gain-scheduled PID controller for twin rotor MIMO system (TRMS) », Advances in Modelling and Analysis C, Vol. 73, No. 4, pp.137-149, December, 2018.
- [26] **El Emary I M M, Emar W, Aqel M J**, « The adaptive fuzzy designed PID controller using wavelet network», Journal of Computer Science and Information System, vol. 1, pp. 6141-6163, 2009.

- [27] **Yu K, Hsu J**, « Fuzzy gain scheduling PID control design based on particle swarm optimization method», *IEEE International Conference on Innovative Computing, Information and Control, Kumamoto, Japan, , Proc.* pp 1-6, 2008 September 2007.
- [28] **Meliani B, Meroufel A, Khouidmi H**, « Fuzzy gain scheduling of PI controller for dual star induction machine fed by a matrix converter», *Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering*, vol. 6, pp. 77-82, 2012.
- [29] **Jeyalakshmi V, Murugan S**, «On Line Tuning of intelligent controller for induction drive system», *International Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 10, pp. 5350-5356, 2010.