

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'AUTOMATIQUE
Mémoire De Fin D'étude
De MASTRE ACADEMIQUE
DOMAINE :**Science Technologies**
FILIÈRE :**Automatique**
SPÉCIALITÉ :**Automatique et Informatique Industrielle**
PRÉSENTÉ PAR
Lydia SAIRI

Thème :
Développement D'une Plateforme De Commande(PID,
 $PI^\lambda D^\mu$) Sous MATLAB Pour Contrôler La Station De
pression PUP-4/EV

MÉMOIRE SOUTENU PUBLIQUEMENT LE 25/06/2024 DEVANT LE JURY COMPOSÉ DE :

MAA, UMMTO, Moussa CHARIF, Président
MCB, UMMTO, Mourad ALLAD, Encadrant
MCB, UMMTO, Kahina TITOUCHE, Examinatrice
MCB, UMMTO, Lamia SERSOUR, Examinatrice

Ce travail a été préparé au sein du laboratoire d'Automate Programmable et de Régulation Industrielle. Département d'Automatique, Université de Tizi-Ouzou.

Table des matières

1	Identification et Régulation des Processus	12
1	Introduction	12
2	Modélisation et identification	12
2.1	Modélisation	12
2.2	Identification des systèmes apériodiques sans retard	14
2.3	Identification des systèmes apériodiques avec retard	15
2.4	Modèle d'ordre supérieur "Méthode de Strejc"	16
3	Le régulateur <i>PID</i>	18
3.1	Action <i>PID</i>	18
3.2	Aspect fonctionnel et structurel du régulateur <i>PID</i>	19
3.3	Différentes structures des régulateurs <i>PID</i>	22
4	Méthodes de réglage des régulateurs <i>PID</i>	24
4.1	Méthodes basées sur un modèle de réponse à l'échelon	24
4.2	Méthode du modèle de référence	25
5	Régulation	28
5.1	Définition de la régulation	28
5.2	Points saillants	28
5.3	Les différents éléments de la régulation	28
5.4	Objectif de la régulation	29
5.5	Caractérisation d'une régulation	29
5.6	Principe de la régulation	30
6	stabilité	32
7	Conclusion	33
2	Calcul d'ordre fractionnaire et correcteurs <i>PID</i> fractionnaire	34
1	Introduction	34
2	Opérateurs d'ordre fractionnaire	34

2.1	Définition de Riemann-Liouville (R-L)	35
2.2	Définition de Gründwald-Leitnikov	35
2.3	Définition de Caputo	35
2.4	Quelques propriétés de la dérivée d'ordre fractionnaire	35
2.5	Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire	36
3	Méthodes d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire	36
3.1	Méthode d'approximation de Charef (Fonction de singularité)	37
3.2	Discrétisation des opérateurs d'ordre fractionnaire	41
4	Régulateurs d'ordre fractionnaire	42
5	Méthodes de réglage du $PI^\lambda D^\mu$	43
5.1	Présentation de la méthode de réglage Analytique	44
5.2	Calcul des valeurs de X_n	47
5.3	Calcul des valeurs des paramètres du correcteur $PI^\lambda D^\mu$	48
5.4	Algorithme de réglage des paramètres du correcteur $PI^\lambda D^\mu$	50
6	Conclusion	51
3	Description matérielle	52
1	Introduction	52
2	Description de l'unité	52
3	Schéma P et ID (Piping et Instrumentation Diagram) de la station PUP-4/EV	54
4	Contrôle automatique de la vanne proportionnelle	54
5	Capteur de pression	55
5.1	Méthodes de mesure de pression	55
5.2	Capteur de pression de la station PUP-4	55
6	Conditionnement du signal du capteur	55
7	La Carte d'acquisition LabJack U3-LV	58
7.1	Description de la carte LabJack U3-LV	58
7.2	Descriptions des différents blocs de programmation du LabJack	59
8	Boucle de Régulation de PID	60
9	Guide MATLAB	60
10	L'interface graphique GUI	60
10.1	Palettes des composants	61
10.2	Inspecteur de propriété (Property Inspector)	62
11	Conclusion	63

4	Simulations et résultats expérimentaux	64
1	Introduction	64
2	Caractéristique statique du processus	64
3	Identification des paramètres du modèle	65
4	Paramètres du PI classique et du PI^λ	67
4.1	Régulateur PI classique	67
4.2	Régulateur d'ordre fractionnaire PI^λ	67
5	Stabilité du système	69
5.1	Tracé de Bode	69
6	Simulation MatLab	70
6.1	Régulateur PI	70
6.2	Régulateur PI d'ordre fractionnaire	72
7	Plateforme de commande (MatLab GUI)	77
8	Résultats expérimentaux	78
8.1	PI classique	78
8.2	PI^λ d'ordre fractionnaire	80
9	Conclusion	82

Liste des tableaux

1.1	Coefficients de la méthode de Strejc.	18
1.2	Réglage du régulateur PID selon Broïda.	25
1.3	Paramètre du régulateur.	27
3.1	Caractéristique du transducteur.	55
3.2	Liste des commandes.	59
4.1	Caractéristique statique du processus.	64

Table des figures

1.1	Système du premier ordre.	14
1.2	Réponse d'un système du deuxième ordre à un échelon.	15
1.3	Méthode de Broïda.	16
1.4	Réponse d'un système sans dépassement.	17
1.5	Influence de l'action proportionnelle.	20
1.6	Influence de l'action intégral.	21
1.7	Influence de l'action dérivée.	21
1.8	Structure Série.	22
1.9	Structure parallèle	23
1.10	Structure mixte.	23
1.11	Principe du modèle de référence.	25
1.12	Analyse de la courbe.	26
1.13	Réponse du système.	27
1.14	les éléments de la boucle d'asservissement.	29
1.15	Schéma de principe d'une régulation.	30
1.16	Réponse expérimentale du comportement en régulation.	31
1.17	Réponse expérimentale du comportement en poursuite.	32
1.18	Diagramme de Bode.	32
2.1	Diagramme de Bode de l'intégrateur d'ordre 0.8 et son approximé.	40
2.2	Diagramme de Bode de dérivateur d'ordre 0.3 et son approximé.	41
2.3	Structure du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire.	43
2.4	Correcteur $PI^\lambda D^\mu$ et PID classique dans le plan (λ, μ)	43
2.5	Système asservi classique à retour unitaire.	44
3.1	Processus de pression PUP-4.	53
3.2	Schéma P et ID de la station PUP-4.	54
3.3	Schéma électronique du transmetteur.	56

3.4	Schéma électronique de l'amplificateur de puissance.	56
3.5	Bloc transmetteur et amplificateur de puissance.	57
3.6	Banc d'essai.	57
3.7	Carte d'acquisition LabJack.	58
3.8	Boucle de régulation PID.	60
3.9	Interface GUIDE.	61
4.1	Le tracé de la caractéristique statique.	65
4.2	Identification des paramètres du modèle.	66
4.3	Diagramme de Bode de l'intégrateur exact et approximé	68
4.4	Diagramme de Bode de $C(p)G(p)$	69
4.5	Schéma Simulink du régulateur PI	70
4.6	Réponse du système commandé par PI avec perturbation.	71
4.7	Réponse du système commandé par PI avec perturbation permanente.	71
4.8	Réponse du système commandé par PI (poursuite).	72
4.9	Schéma Simulink du régulateur fractionnaire.	73
4.10	Réponse du système commandé par PI avec une variation du gain statique.	73
4.11	Réponse du système commandé par PI^λ avec une variation du gain statique.	74
4.12	Réponse du système commandé par PI avec une variation de la constante de temps.	74
4.13	Réponse du système commandé par PI^λ avec une variation de la constante de temps.	75
4.14	Réponse du système commandé par PI^λ avec perturbation.	76
4.15	Réponse du système commandé par PI^λ avec perturbation.	76
4.16	Réponse du système commandé par PI^λ (poursuite).	77
4.17	Interface de commande avant l'acquisition.	78
4.18	Réponse à un échelon avec perturbation créneau.	78
4.19	Réponse du système avec perturbation permanent.	79
4.20	Réponse à une poursuite de consigne.	80
4.21	Réponse du système commandé par PI^λ avec perturbation.	80
4.22	Réponse du système commandé par PI^λ avec perturbation.	81
4.23	Réponse à un échelon avec poursuite.	82

Nomenclature

$X(t)$	Mesure
$Y(t)$	Commande
θ	Constante de temps
G_s	Gain statique
p	Opérateur de laplace
ω_n	Pulsation
ω_u	La fréquence du gain unité
D	Dépassement
ξ	Coefficient d'amortissement
τ	Retard
P	Régulateur proportionnel
PI	Régulateur proportionnel Intégral
PID	Régulateur proportionnel Intégral Dérivé
$PI^\lambda D^\mu$	Régulateur d'ordre fractionnaire
G_r	Gain de régulateur
T_i	Temps d'intégration
T_d	Temps dérivatif
$\varepsilon(t)$	Erreur
$W(t)$	Consigne
θ_d	La constante de temps désiré
$P(t)$	Perturbation
T_e	Période d'échantillonnage
G_m	Marge de gain
φ_m	Marge de phase
PPF	Pôle à puissance fractionnaire
ZPF	Zéro à puissance fractionnaire
G_d	La fonction de transfert du système de référence

X_i	Les dérivées successive de $C(p)$
θ_i	Les dérivées successive de $G_d(p)$
Y_i	les dérivées successives de $G(p)$
λ	Paramètre de régulateur d'ordre fractionnaire
$W(z)$	La fonction génératrice

Introduction Générale

De nos jours, L'automatique s'est introduite dans quasiment tous les domaines de la vie quotidienne. Cette discipline fait partie des sciences de l'ingénieur qui traite de la modélisation, de l'analyse, de l'identification et de la commande des systèmes dynamiques. Elle a pour fondements théoriques les mathématiques, la théorie du signal et l'informatique. L'automatique permet de commander ou contrôler un procédé industriel afin d'assurer les performances d'un cahier des charges (rapidité, précision, stabilité,etc).

La régulation automatique est l'ensemble des techniques qui permettent de contrôler une grandeur physique (température, niveau, pression,etc) de façon à ce qu'une mesure soit égale à une consigne. Lorsque des perturbations se produisent, la régulation provoque une action correctrice sur la grandeur, appelée grandeur réglante (ou commande).

L'objectif d'une régulation ou d'un asservissement automatique d'un procédé est de maintenir le plus près possible la mesure de son optimum de fonctionnement, prédéfini par un cahier des charges (conditions ou performances imposées).

Le correcteur *PID* est le plus utilisé dans la commande des processus industriels. Les raisons majeures de son large exploitation en industrie sont son capacité de commander la majorité des processus, ces actions sont bien comprises et son implémentation est simple. La conception et le réglage du régulateur *PID* a été un sujet de recherche depuis le jour où Ziegler et Nichols ont présenté leur méthode de réglage en 1942. Par ailleurs, les chercheurs continuent le rehaussement de la qualité et l'amélioration des performances de la commande.

Le régulateur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire est une généralisation du correcteur *PID* classique, comprenant une intégration fractionnaire d'ordre λ et une dérivation fractionnaire d'ordre μ , élargissant ainsi le champ d'application du calcul fractionnaire. Cette théorie de commande a orienté plusieurs chercheurs à un nouvel axe qui est le réglage du régulateur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire.

MATLAB (Matrix laboratory) est un logiciel de calcul numérique commercialisé par la société MathWorks. Il dispose également d'une interface graphique pour visualiser et analyser les données en temps réel.

Ce travail consiste à identifier la station de pression PUP-4/EV d'Elettronica Veneta, ensuite la mise en œuvre de deux techniques de commande telle que : la régulation *PID* Classique, et le $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire, puis les implémenter en créant une plateforme de commande sous l'environnement Guide MATLAB dans le but de visualiser l'intérêt de chaque technique.

Pour mener à terme notre travail, nous avons organisé notre mémoire de la façon suivante :

Après avoir fait des rappels sur l'identification et la régulation des systèmes. Le régulateur *PID* a été présenté.

Nous présentons dans le deuxième chapitre des notions de base sur le calcul d'ordre fractionnaire. Par ailleurs, nous introduisons aussi les opérateurs d'ordre fractionnaire et leurs approximations par des fonctions rationnelles en présentant également une méthode de réglage du régulateur d'ordre fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$. Des exemples d'illustration ont été faits.

Nous nous intéressons dans le troisième chapitre à la description matérielle. Nous commençons par décrire la station de pression PUP-4/EV d'Elettronica Venta, puis nous décrivons la carte d'acquisition LabJack-U3 et nous finissons par une présentation brève de l'environnement de programmation Guide MATLAB.

Le quatrième est le dernier chapitre porte sur les résultats de notre propre étude. Il traite des simulations et des résultats expérimentaux. Nous synthétisons ce même chapitre par une étude comparative.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale en discutant les résultats obtenus et donnant des perspectives pour des travaux futurs.

Identification et Régulation des Processus

1 Introduction

L'automaticien a besoin d'un modèle pour concevoir un régulateur à mettre en œuvre afin d'atteindre les objectifs décrits dans un cahier des charges.

Les modèles les plus utilisés en automatique sont les modèles de connaissances et les modèles de représentation.

Ainsi, le modèle de connaissance est peu utilisé car les équations physiques régissant les processus ne sont pas toujours facile à obtenir, contrairement au modèle de représentation qu'est basé sur la connaissance expérimentale des Entrées/Sorties. Par ailleurs, pour élaborer ce modèle nous avons besoin d'utiliser les méthodes d'identification.

Dans ce chapitre nous allons décrire les deux méthodes graphiques d'identification en boucle ouverte (Broïda et Strejc), puis nous présenterons quelques techniques de réglage à mettre en œuvre pour déterminer les paramètres du régulateur *PID*.

2 Modélisation et identification

2.1 Modélisation

La recherche d'un modèle mathématique pour un procédé est nécessaire et doit aboutir à un modèle représentant correctement le comportement du procédé.

Cependant le modèle ne doit ni être trop complexe au risque d'être incompatible avec le régulateur disponible, ni être trop simple pour ne pas masquer certains aspects néfastes au bon fonctionnement. Par exemple, simplifier une petite constante de temps ou un retard dans un modèle ou ne pas prendre en compte la variation de gain statique est effectivement source

d'instabilité du procédé [1] :

2.1.1 Modélisation pour la commande des procédés

Le développement d'un modèle pour un système physique peut être réalisé pour différentes raisons :

- D'avoir une meilleure compréhension des phénomènes.
- Dimensionnement d'une installation.
- Formation des opérateurs.
- Conception du système de commande pour :
 - La mise au point de la stratégie de commande.
 - Conception de la loi de commande et son réglage.
 - Conception de capteurs logiciels ou estimateur d'état du système

2.1.2 Différents types de modèles

Dans la modélisation, il est important de distinguer les différents types de modèles qui ont pour objectif de décrire le système [2] :

- **Modèle de connaissance « boîte blanche »** : Ils sont élaborés à partir des lois de la physique. Leur objectif principal est d'expliquer un phénomène par des relations mathématiques . Les équations physique ne sont pas toujours données par le fournisseur, elles conduisent souvent à des développements mathématique trop complexes pour être exploitées au sens de l'automatique .

- **Modèle de comportement « boîte noire »** : Ce sont des modèles linéaires, dont la validité reste limitée à des petites variations autour de point de fonctionnement. Les petites variations de l'entrée autour d'un point de fonctionnement peuvent être reliées à des petites variations de la sortie.le système est décrit par un modèle dynamique linéaire.

- **Modèle intermédiaire « boîte grise »** : Ils constituent un hybride entre les deux types précédents. On peut les considérer comme des modèles de connaissance simplifiés.

2.2 Identification des systèmes aperiodiques sans retard

2.2.1 Modèle du premier ordre

La réponse d'un système du premier ordre soumis à un échelon, est donnée comme suit [1] :

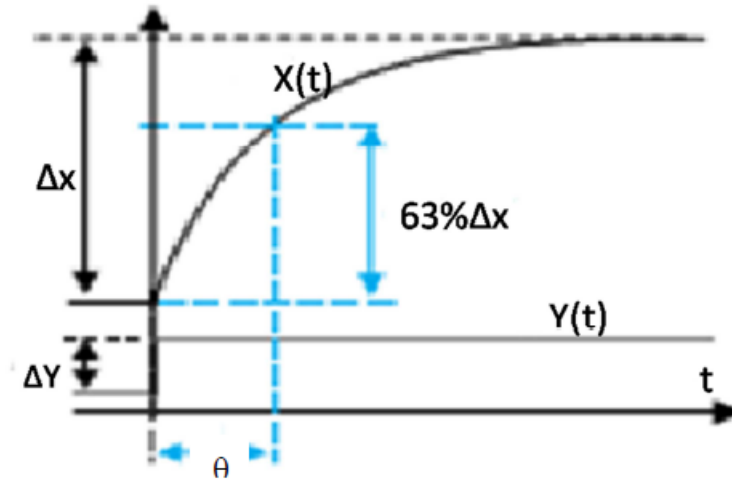


FIGURE 1.1 – Système du premier ordre.

Le modèle du premier ordre est de la forme :

$$G(p) = \frac{G_s}{1 + \theta p} \quad (1.1)$$

$G(p)$ possède deux paramètres G_s et θ . La détermination des paramètres de modèle se fait comme suit :

- Le gain statique G_s est calculé directement par :

$$G_s = \frac{\Delta X}{\Delta Y} \quad (1.2)$$

- La constante de temps θ : Comme la pente à l'origine peut être difficile à déterminer avec précision, on trace conjointement la droite d'ordonnée $(0.63 \Delta X)$ parallèle à l'axe des abscisses. Cette construction permet de déterminer la constante de temps θ .

2.2.2 Modèle du second ordre

La réponse d'un système du second ordre soumis à un échelon, est donnée comme suit :

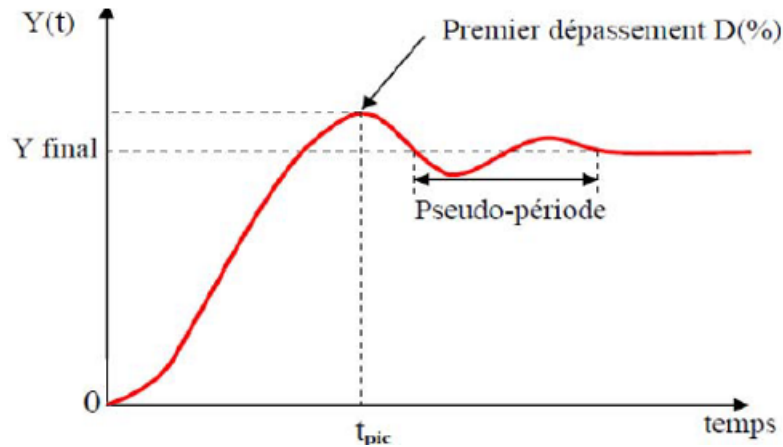


FIGURE 1.2 – Réponse d'un système du deuxième ordre à un échelon.

Le modèle du second ordre est de forme :

$$G(p) = \frac{K\omega_n^2}{p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2} \quad (1.3)$$

- K : Gain statique du système

- ω_n : Pulsation propre non amortie du système (elle s'exprime en radians par seconde)(rad/s).

- ξ : Facteur d'amortissement du système.

Ces trois grandeurs suffisent à caractériser tout système du deuxième ordre : ce sont ses grandeurs caractéristiques.

Le facteur d'amortissement ξ se détermine à l'aide de la mesure du dépassement.

2.3 Identification des systèmes apériodiques avec retard

2.3.1 Modèle du premier ordre "Méthode de Broïda"

Dans le domaine industriel la plus part des cas utilise la méthode de Broïda [1] :

Le modèle proposé pour approcher le comportement du système est un premier ordre avec retard, sa fonction de transfert est :

$$G(p) = \frac{G_s}{1 + \theta p} e^{-\tau p} \quad (1.4)$$

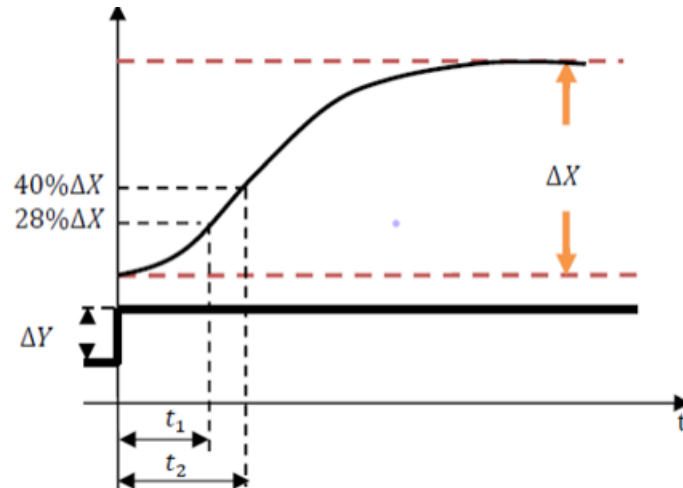


FIGURE 1.3 – Méthode de Broïda.

La première solution consiste à tracer la tangente à la courbe en son point d'inflexion, puis à mesurer le retard τ et la constante de temps θ .

Une autre approche, appelée méthode de Broïda, consiste à mesurer les instants t_1 et t_2 auxquels la réponse atteint respectivement 28 % et 40 % de sa valeur finale.

La détermination des paramètres de modèle se fait comme suit :

- Le gain G_s , calculé comme suit :

$$G_s = \frac{\Delta X}{\Delta Y} \quad (1.5)$$

- La constante de temps θ :

$$\theta = 2.8 t_2 - 1.8 t_1 \quad (1.6)$$

- Le retard τ :

$$\tau = 5.5 (t_1 - t_2) \quad (1.7)$$

2.4 Modèle d'ordre supérieur "Méthode de Strejc"

Cette méthode permet l'identification d'un processus dont la réponse à l'échelon n'a pas de dépassement [2] :

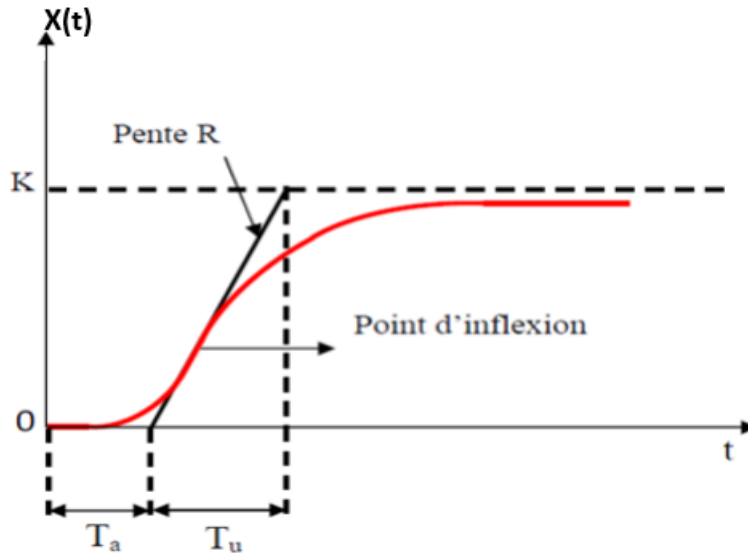


FIGURE 1.4 – Réponse d'un système sans dépassement.

La méthode de "Strejc" consiste à caractériser le procédé par un modèle de la forme :

$$G(p) = \frac{G_s}{(1 + \theta p)^n} e^{-\tau p} \quad (1.8)$$

Le principe de la méthode est le suivant :

1. tracer la tangente au point d'inflexion, cette tangente permet de définir les deux grandeurs Tu et Ta , voir la Figure (1.4).

2. Nous calculons le rapport

$$\eta = \frac{Tu}{Ta} \quad (1.9)$$

3. Nous cherchons dans la table le rapport $(\frac{Tu}{Ta})$ immédiatement inférieur à la valeur calculée η . Cette ligne permet d'obtenir l'ordre n du modèle. La constante de temps est calculée à partir de la troisième colonne. Voir le tableau (1.1).

$$\Theta = \left(\frac{\tau}{Ta}\right) / \text{tableau} \cdot Ta_{mesuré} \quad (1.10)$$

$$\tau = T_{umesuré} - \left(\frac{T_u}{T_a}\right) / \text{tableau} \cdot T_{a mesuré} \quad (1.11)$$

Remarque : Cette méthode est assez sensible à la détermination graphique du point d'inflexions de la réponse, ce qui n'est pas toujours facile lorsque celle-ci est bruitée. Le tableau suivant permet d'obtenir la constante du temps et l'ordre n .

$\frac{T_u}{T_a}$	Ordre du modèle « n »	$\frac{\tau}{T_a}$
0	1	1
0.105	2	0.37
0.22	3	0.27
0.32	4	0.22
0.41	5	0.20
0.49	6	0.18
0.57	7	0.19
0.64	8	0.15
0.71	9	0.14
0.77	10	0.13

TABLE 1.1 – Coefficients de la méthode de Strejc.

3 Le régulateur *PID*

Le régulateur *PID* est la technique la plus utilisée dans la commande des processus industriels. Les raisons majeures de sa large acceptation en industrie est dues à sa capacité de commander la majorité des processus et il permet de régler à l'aide de ses trois paramètres les performances d'une régulation d'un processus modélisé et à son implémentation qui est relativement simple [3] :

3.1 Action *PID*

En pratique, à une catégorie donnée de systèmes à asservir correspond un type de correcteur adopté. Pour effectuer un choix judicieux, il faut connaître les effets des différentes actions : proportionnelle, intégrale et dérivée. Un régulateur *PID* est obtenu par l'association de ces trois actions et il remplit essentiellement les trois fonctions suivantes [1] :

1. Il fournit un signal de commande en tenant compte de l'évolution du signal de sortie par rapport à la consigne.
2. Il élimine l'erreur statique grâce au terme intégrateur.
3. Il anticipe les variations de la sortie grâce au terme dérivatif.

Le régulateur *PID* classique relie directement le signal de commande $Y(t)$ au signal d'écart

$\varepsilon(t)$. Sa description temporelle est la suivante :

$$Y(t) = G_r(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int \varepsilon(t)dt + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt}) \quad (1.12)$$

avec l'écart défini comme suit :

$$\varepsilon(t) = W(t) - X(t) \quad (1.13)$$

$W(t)$: La consigne du système.

$X(t)$: La mesure.

$$C(p) = \frac{Y(p)}{\varepsilon(p)} = G_r(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p) \quad (1.14)$$

$C(p)$: représente la fonction de transfert de régulateur *PID*.

Le terme proportionnel :

$$P = G_r \varepsilon(t) \quad (1.15)$$

Le terme Intégral :

$$I = G_r \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (1.16)$$

Le terme Dérivé

$$D = G_r T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (1.17)$$

Les paramètres du régulateur PID sont : le gain proportionnel G_r , le temps intégration T_i , le temps dérivatif T_d , les temps étant exprimés en secondes.

3.2 Aspect fonctionnel et structurel du régulateur PID

Avec trois paramètres P, I, et D on a [1] :

3.2.1 Action proportionnelle

La sortie $Y(t)$ du régulateur proportionnel est donnée en fonction de son entrée $\varepsilon(t)$ qui représente l'écart entre la consigne et la mesure par la relation :

$$Y(t) = G_r \varepsilon(t) \quad (1.18)$$

Pour le cas discret, cette relation reste la même telle que :

$$Y(k) = G_r \varepsilon(k) \quad (1.19)$$

Le rôle de l'action proportionnelle est de minimiser l'écart $\varepsilon(t)$ entre la consigne et la mesure, elle réduit le temps de montée et le temps de réponse.

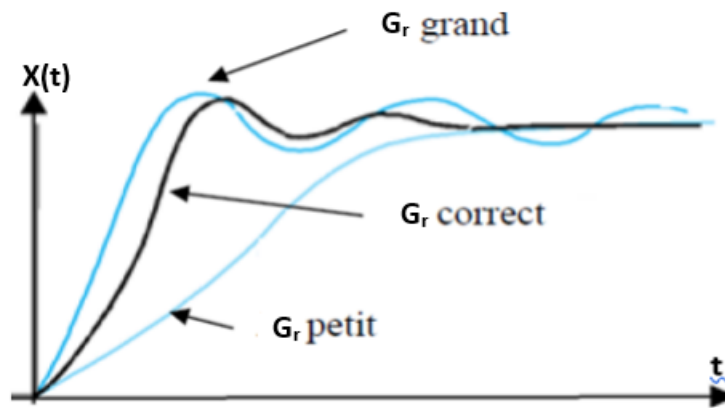


FIGURE 1.5 – Influence de l'action proportionnelle.

3.2.2 Action intégrale

L'action intégrale agit proportionnellement à la surface de l'écart entre la consigne et la mesure, et elle poursuit son action tant que cet écart n'est pas nul. On dit que l'action intégrale donne la précision statique (elle annule l'erreur statique). L'action intégrale est conditionnée par le temps d'intégrale T_i .

$$Y(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (1.20)$$

Pour le cas discret, le terme intégrale peut être remplacé par la somme des écarts et la différentielle dt par T_e ce qui nous donne le résultat suivant :

$$Y(k) = Y(k-1) + \frac{T_e}{T_i} \varepsilon(k) \quad (1.21)$$

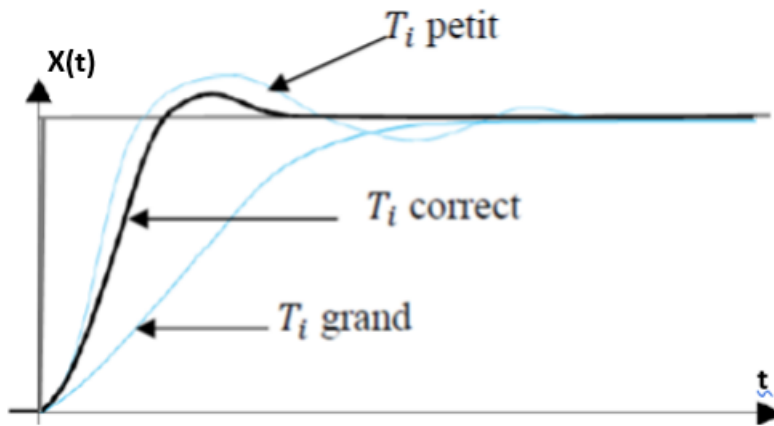


FIGURE 1.6 – Influence de l'action intégrale.

3.2.3 Action dérivée

C'est une action qui tient compte de la vitesse de variation de l'écart entre la consigne et la mesure, elle joue aussi un rôle stabilisateur, contrairement à l'action intégrale. En effet, elle délivre une sortie variant proportionnellement à la vitesse de variation de l'écart.

$$Y(t) = T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (1.22)$$

T_d est la constante de temps dérivée exprimée en minutes ou en secondes. Donc en discret, le terme dérivé peut être remplacé par :

$$y(k) = \frac{T_d}{T_e} (\varepsilon(k) - \varepsilon(k-1)) \quad (1.23)$$

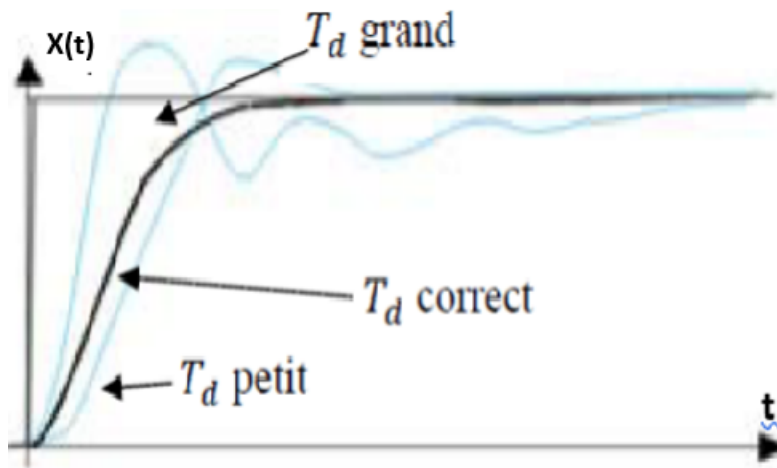


FIGURE 1.7 – Influence de l'action dérivée.

3.3 Différentes structures des régulateurs PID

Différentes possibilités d'association des actions P, I et D existent. Les trois configurations les plus utilisées sont [4] :

3.3.1 La structure série

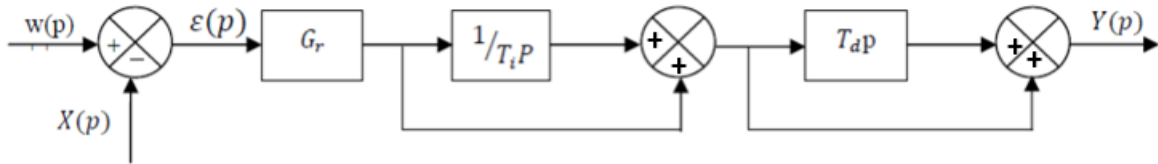


FIGURE 1.8 – Structure Série.

Équation temporelle :

$$Y(t) = \alpha G_r \varepsilon(t) + \frac{G_r}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) + G_r T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + Y_0 \quad (1.24)$$

Avec : $\alpha = \frac{T_i + T_d}{T_i}$

La fonction de transfert du régulateur PID en série est donnée par :

$$C(p) = G_r \left(1 + \frac{1}{T_i p}\right) (1 + T_d p) \quad (1.25)$$

α : Est le coefficient théorique d'interaction entre action intégrale et action dérivée.

Y_0 : Le plus souvent il est choisi au milieu de la zone de fonctionnement du régulateur.

Exemple : $Y_0 = 12mA$ pour les signaux ($4 \sim 20mA$).

3.3.2 La structure parallèle

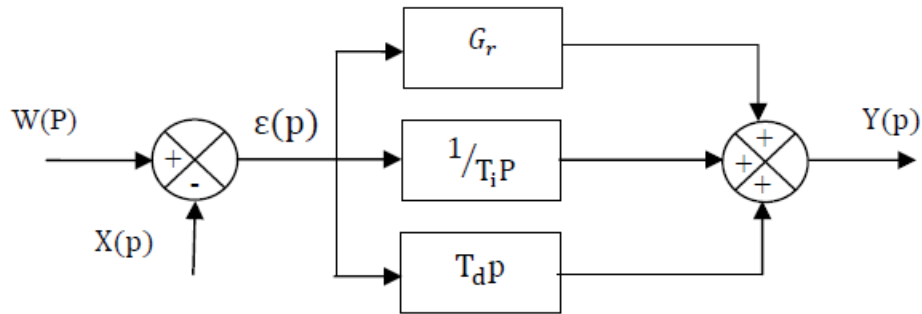


FIGURE 1.9 – Structure parallèle .

Équation temporelle :

$$Y(t) = G_r \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + Y_0 \quad (1.26)$$

La fonction de transfert du régulateur PID en parallèle est donnée par :

$$C(p) = G_r + \frac{1}{T_i p} + T_d p \quad (1.27)$$

3.3.3 La structure mixte

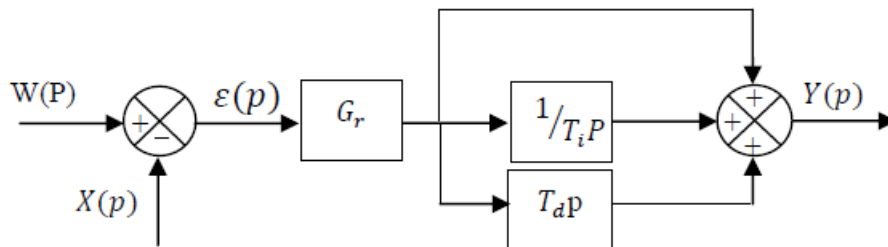


FIGURE 1.10 – Structure mixte.

Équation temporelle :

$$Y(t) = G_r \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + Y_0 \quad (1.28)$$

La fonction de transfert du régulateur PID en mixte est donnée par :

$$C(p) = G_r \left(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p \right) \quad (1.29)$$

4 Méthodes de réglage des régulateurs PID

Au moyen du choix des coefficients du régulateur, il est possible d'obtenir un comportement désiré en boucle fermée, caractérisant les performances souhaitées. Les critères à satisfaire sont les suivants :

- La mesure doit être égale à la consigne.
- Les effets des perturbations doivent être minimisés.
- La sollicitation des actionneurs doit être raisonnable.
- Le système ne doit pas pomper.
- Le réglage doit être pérenne, c'est-à-dire ne pas nécessiter d'ajustements trop fréquents.

4.1 Méthodes basées sur un modèle de réponse à l'échelon

4.1.1 Méthode de Broida en boucle ouverte

Cette méthode consiste à approximer la réponse de processus en boucle ouverte à un échelon unitaire, que l'on suppose apériodique, par un modèle de type [1] :

$$G(p) = \frac{G_s}{1 + \theta p} e^{-\tau p}$$

Pour obtenir les paramètres des régulateurs P, PI ou PID, il suffit d'appliquer les relations de tableau (1.2).

	P	PI Série	PI Parallèle	PID Série	PID Parallèle	PID Mixte
G_r	$\frac{0.78 \theta}{G_s \tau}$	$\frac{0.78 \theta}{G_s \tau}$	$\frac{0.78 \theta}{G_s \tau}$	$\frac{0.83 \theta}{G_s \tau}$	$\frac{0.83}{G_s} \left(\frac{\theta}{\tau} + 0,4 \right)$	$\frac{0.83}{G_s} \left(\frac{\theta}{\tau} + 0,4 \right)$
T_i	<i>sans</i>	θ	$\frac{\tau G_s}{0.78}$	θ	$\frac{\tau G_s}{0.75}$	$\theta + 0,4\tau$
T_d	0	0	0	0,42 τ	$\frac{0.35\theta}{G_s}$	$\frac{\theta\tau}{\tau + 2.5\theta}$

TABLE 1.2 – Réglage du régulateur PID selon Broïda.

4.2 Méthode du modèle de référence

4.2.1 Réglage d'un procédé du premier ordre

Le procédé retenu et le modèle de référence choisi sont ici du premier ordre. On connaît la fonction de transfert $G(p)$ du procédé en boucle ouverte et on impose un modèle de référence de fonction de transfert $G(p)$ pour la boucle fermée [1] :

La fonction de transfert $C(p)$ du régulateur est alors déduite de l'égalité des deux fonctions représentées par les deux schémas fonctionnels suivants (figure 1.11).

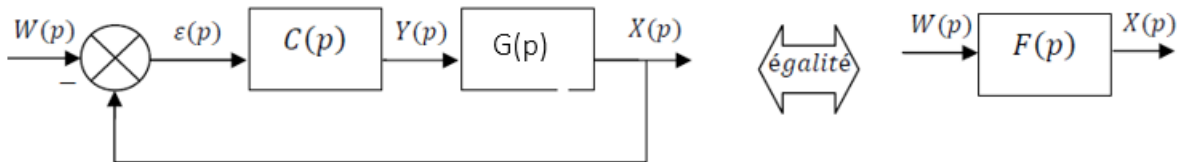


FIGURE 1.11 – Principe du modèle de référence.

La fonction de transfert du correcteur sera :

$$C(p) = \frac{F(p)}{G(p)(1 - F(p))} \quad (1.30)$$

• **Obtention des constantes de la fonction de transfert du procédé :** Si la courbe obtenue est celle de la figure (1.12), analyser la courbe :

- Tracer 63% ΔX , et mesurer la constante de temps.
- Calculer le gain statique

$$G_s = \frac{\Delta X}{\Delta Y}$$

La fonction de transfert du procédé est du premier ordre :

$$G(p) = \frac{X(p)}{Y(p)} = \frac{G_s}{1 + \theta p} \quad (1.31)$$

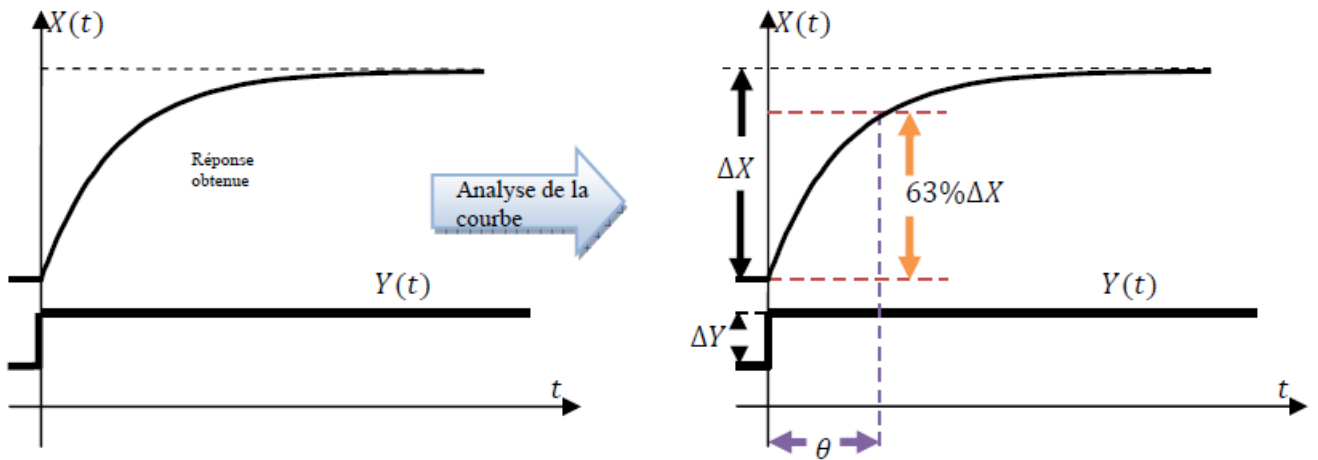


FIGURE 1.12 – Analyse de la courbe.

• **Modèle de référence imposé :** La figure (1.13) montre la réponse à un changement de consigne en boucle fermée que l'on veut obtenir. On fixe la valeur du temps de réponse à 95% que l'on souhaite obtenir en boucle fermée. À partir du temps de réponse que l'on s'est fixé, on détermine la constante de temps désirée : $\theta_d = (\text{temps de montée à 95 \%})/3$. Le modèle de référence imposé pour $G(p)$ en (boucle fermée) :

$$F(p) = \frac{X(p)}{W(p)} = \frac{1}{1 + \theta_d p} \quad (1.32)$$

Le choix de ce modèle de référence est pertinent puisqu'il est toujours stable et conduit à un écart statique nul.

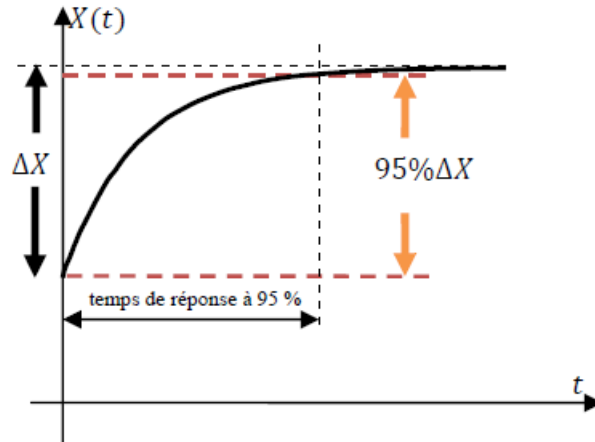


FIGURE 1.13 – Réponse du système.

- **Réglage du régulateur :**

En imposant un modèle du premier ordre en boucle fermée :

$$F(p) = \frac{1}{1 + \theta_d p} \quad (1.33)$$

La fonction de transfert du correcteur devient :

$$C(p) = \frac{F(p)}{G(p)(1 - F(p))} \quad (1.34)$$

$$C(p) = \frac{1 + \theta p}{G_s \theta_d p} \quad (1.35)$$

La fonction $C(p)$ correspond à un régulateur PI dont les valeurs des coefficients dépendront de la structure du régulateur réel disponible. La stabilité étant absolue, le réglage idéal du régulateur PI conduit à une réponse apériodique aussi rapide. Le tableau (1.3) permet de choisir les paramètres de régulateur selon la structure utilisée.

	G_r	T_i
PI parallèle	$\frac{1 + \theta}{G_s \theta_d}$	$G_s \theta_d$
PI série	$\frac{1 + \theta}{G_s \theta_d}$	θ

TABLE 1.3 – Paramètre du régulateur.

Lorsque la réponse en boucle fermée n'est pas apériodique, c'est que la fonction $G(p)$ n'est pas tout à fait un premier ordre. Dans ce cas, la valeur de T_i doit être augmentée jusqu'à obtenir une réponse apériodique.

5 Régulation

5.1 Définition de la régulation

La régulation regroupe l'ensemble des techniques et moyens matériels utilisés visant à contrôler une grandeur physique soumise à des perturbations et de la maintenir égale à une valeur désirée (constante) appelée consigne.

Cette grandeur physique est appelée "grandeur réglée".

Exemple : température, niveau, débit, pression, pH, concentration d'oxygène, . . . etc.

5.2 Points saillants

- **La grandeur réglée** : C'est la grandeur physique que l'on désire contrôler. Elle donne son nom à la régulation.

Exemple : Une régulation de pression.

- **La consigne** : C'est la valeur que doit prendre la grandeur réglée.

- **La grandeur réglante** : C'est la grandeur physique qu'a été choisie pour contrôler l'organe de réglage.

- **Les grandeurs perturbatrices** : Ce sont les grandeurs physiques qui influencent la grandeur réglée. Elles ne sont généralement pas de même nature que la grandeur réglée.

- **L'organe de réglage** : c'est l'élément qui agit par la grandeur réglante.

- **L'écart de réglage** : c'est l'écart entre la consigne et la grandeur réglée.

5.3 Les différents éléments de la régulation

Une régulation est un mécanisme automatique qui élabore un signal de commande Y en fonction de l'écart de réglage ($\mathbf{W-X}$) selon l'algorithme donné $Y = f(\varepsilon)$ [4] :

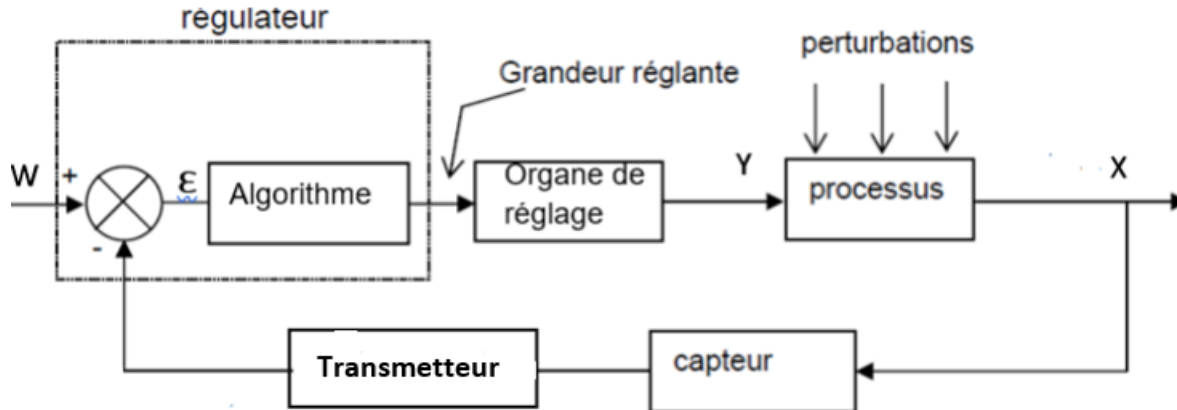


FIGURE 1.14 – les éléments de la boucle d'asservissement.

Les différents signaux :

1. **Mesure (X)** : elle provient du transmetteur (grandeur à régler) elle est normalisée. Exemple : (4 ~ 20mA).
2. **Consigne (W)** : peut être externe ou interne.
3. **Sortie de régulateur (Y)** : le signal de commande, qui actionne l'organe de réglage. Exemple : la vanne proportionnelle.
4. **Capteur** : l'élément qui convertit un signal physique en un signal électrique. Exemple(thermocouple).
5. **Transmetteur** : convertit la grandeur mesurée (grandeur réglée) en un signal normalisé. Exemple(signal électrique (4 ~ 20mA)).

5.4 Objectif de la régulation

La majorité des processus industriels nécessitent de contrôler un certain nombre de grandeurs. Réguler une grandeur, c'est obtenir d'elle un comportement donné, dans un environnement susceptible présentant des variations. Il appartient à la chaîne de régulation (et plus généralement à la chaîne d'asservissement) de maintenir à des niveaux prédéterminés les grandeurs qui régissent le fonctionnement du processus, quelles que soient les perturbations qui peuvent subvenir.

5.5 Caractérisation d'une régulation

Pour qu'une régulation soit correcte, il faut :

- Qu'elle ne mette pas en péril la stabilité de processus, une instabilité se caractérise par des oscillations excessives.

- Qu'elle assure une bonne précision, l'écart consigne-mesure doit être le plus petit possible.
- Qu'elle corrige rapidement l'influence des perturbations, le temps de réponse caractérise l'aptitude de la boucle de régulation à suivre les variations de l'écart consigne-mesure.

5.6 Principe de la régulation

Toute chaîne de régulation (ou d'asservissement) comprend trois maillons indispensables : l'organe de mesure, l'organe de régulation et l'organe de réglage. Il faut donc commencer par mesurer les principales grandeurs servant à contrôler le processus. L'organe de régulation récupère ces mesures et les compare aux valeurs souhaitées, plus communément appelées valeurs de consigne. En cas de non-concordance des valeurs de mesure et des valeurs de consigne, l'organe de régulation envoie un signal de commande à l'organe de contrôle (vanne, moteur,...etc), afin que celui-ci agisse sur le processus. Les paramètres qui régissent le processus sont ainsi stabilisés en permanence à des niveaux souhaités.

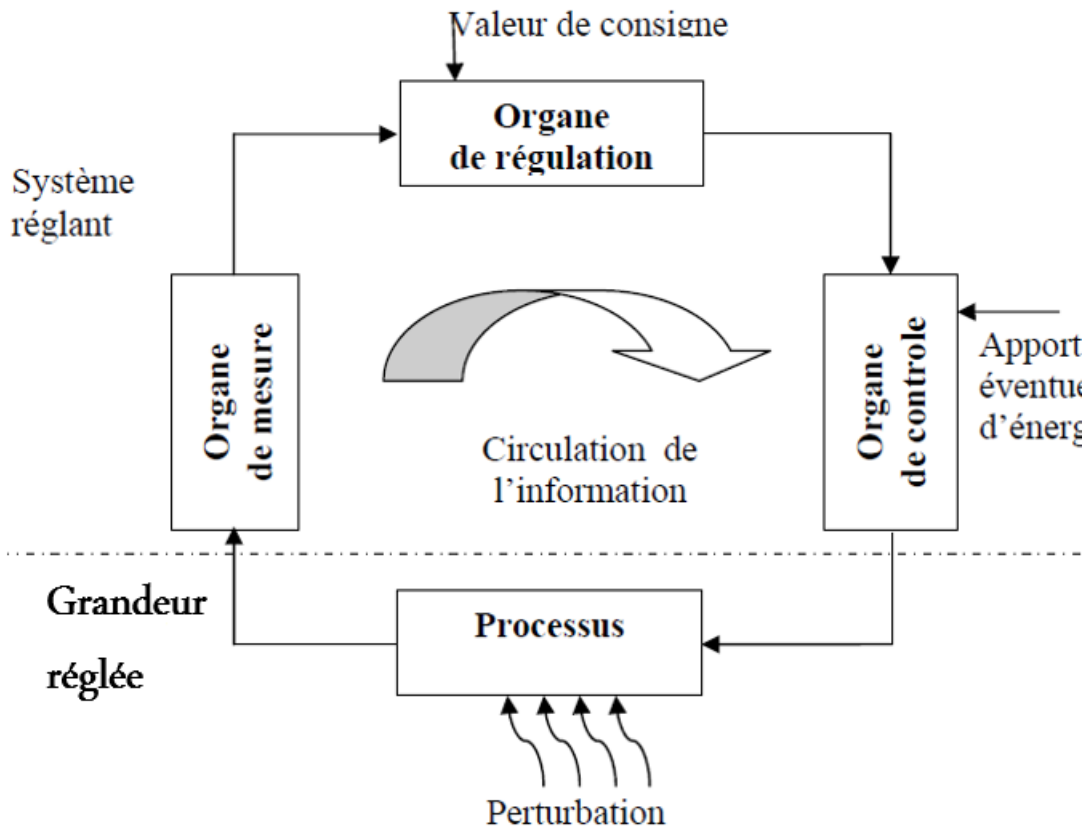


FIGURE 1.15 – Schéma de principe d'une régulation.

Dans le milieu industriel on distingue deux comportements qui sont :

5.6.1 Comportement en régulation

La consigne est maintenue constante et il se produit sur le processus une modification (ou une variation) d'une des entrées perturbatrices. L'aspect régulation est considéré comme le plus important dans le milieu industriel, car les valeurs des consignes sont souvent fixes [3] : Néanmoins, pour tester les performances et la qualité d'une boucle de régulation, l'automaticien (ou le régleur) s'intéresse à l'aspect asservissement. On illustre sur la (figure 1.16) le comportement en régulation.

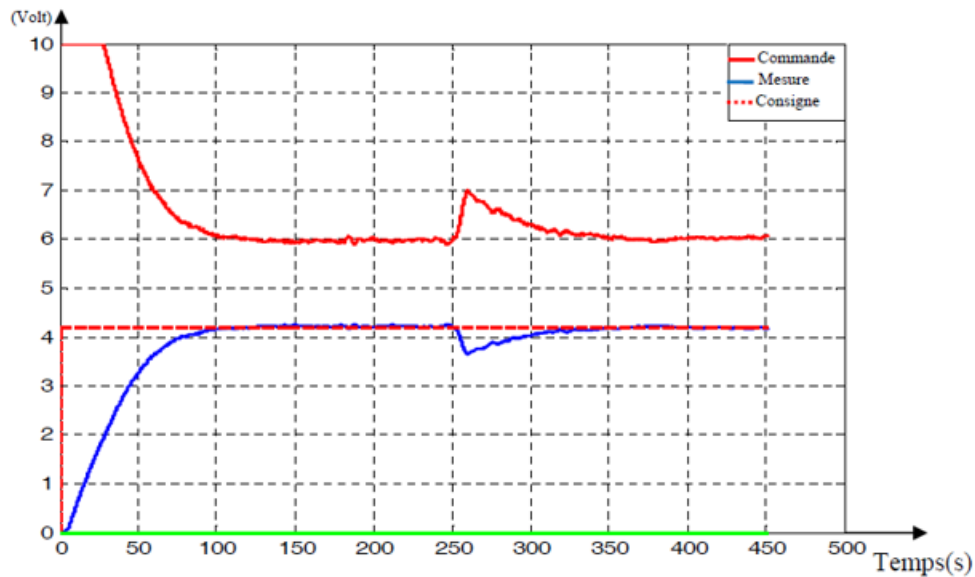


FIGURE 1.16 – Réponse expérimentale du comportement en régulation.

5.6.2 Comportement en poursuite

La (figure 1.17) montre le comportement en poursuite lorsque l'opérateur effectue un changement de la valeur de la consigne, ce qui correspond à une modification de point de fonctionnement du processus. Si le comportement en asservissement est correct, on démontre que la boucle de régulation réagit bien, même lorsqu'une perturbation se produit [3].

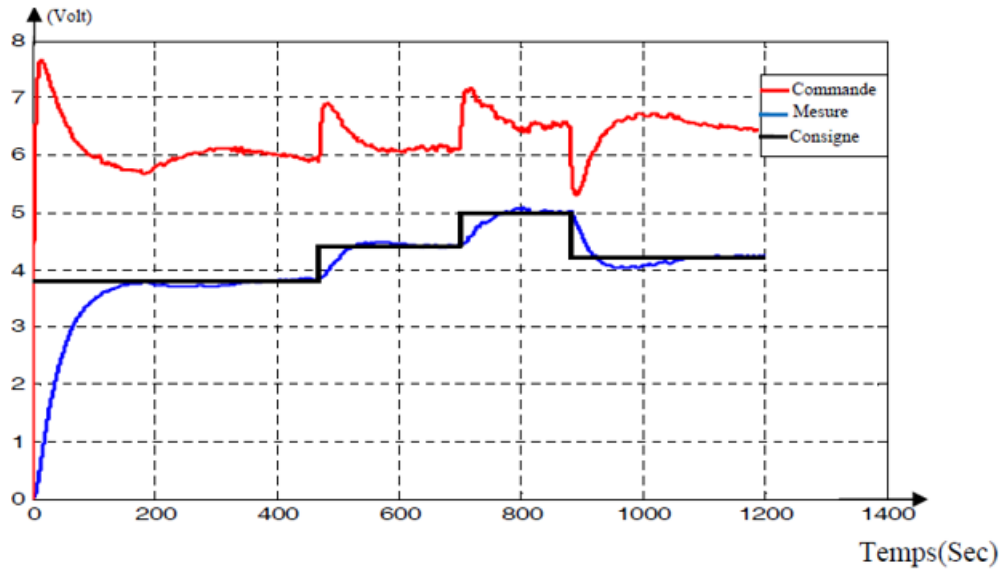


FIGURE 1.17 – Réponse expérimentale du comportement en poursuite.

6 stabilité

Il ne suffit pas qu'un système soit stable, il faut qu'il soit suffisamment stable. La courbe représentative de la fonction de transfert doit donc passer loin du point critique, l'évolution de cet "éloignement" est effectuée à l'aide de deux critères : la marge de gain et marge phase [5].

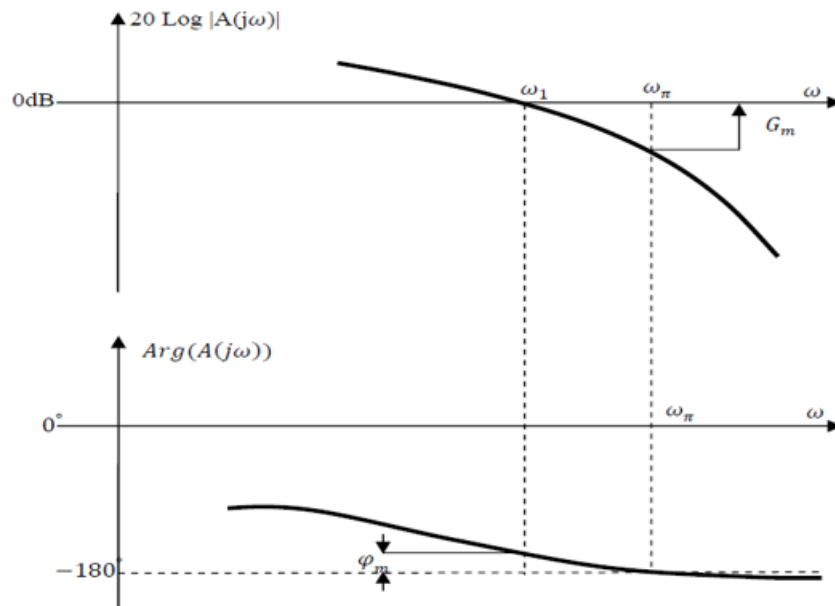


FIGURE 1.18 – Diagramme de Bode.

— Marge de gain, notée G_m :

$$G_M = 20 \log \left[\frac{1}{|A(j\omega_\pi)|} \right] = 20 \log A_m \quad (1.36)$$

— Marge de phase, notée φ_m :

$$\varphi_m = \pi + \text{Arg} [A(j\omega_1)] \quad (1.37)$$

Où $\omega_1 = 1$ est la pulsation pour laquelle le module $|A(j\omega_1)| = 1$.

Un système est stable pour $G_m > 0$ ($A_m > 1$) et $\varphi_m > 0$

Cas Particulier :

$$8 \text{ db} < G_m < 15 \text{ db} , \quad (2.5 < A_m < 5.6)$$

$$40 < \varphi_m < 60$$

7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu que, identifier un système dynamique réel revient à caractériser son modèle. Parmi les nombreuses méthodes d'identifications existantes, nous avons présentées la méthode de Broïda, et la méthode de Strejc pour un modèle d'ordre supérieur. Cette démarche permet de trouver un modèle de comportement traduisant le plus fidèlement le procédé autour d'un point de fonctionnement.

Après avoir présenté la définition de la régulation, son principe et son objectif. Nous avons entamé l'étude du régulateur *PID* dont nous avons expliqué les effets des actions P, I et D. les différentes structures de ce régulateur ont été présentée, à savoir, la structure parallèle, la structure série et la structure mixte et on termine par les méthodes de réglage de ce régulateur. Les notions techniques d'identification et de réglage vues dans ce chapitre seront appliquées pour l'étude de la station de niveau "PUP-4/EV" de la société d'Elettronica Venta.

Calcul d'ordre fractionnaire et correcteurs PID fractionnaire

1 Introduction

La théorie du calcul fractionnaire est considérée un sujet ancien bien que nouveau qui connaît une grande popularité parmi les chercheurs dans les domaines des sciences et de l'ingénierie. Le calcul d'ordre fractionnaire englobe plusieurs opérations mathématiques dont nous pouvons citer la dérivation et intégration d'ordre non entier qui sont des généralisations des notions de l'intégration et de la différentiation d'ordre entière.

Ce chapitre regroupe un ensemble de définitions et de théories importantes sur des opérateurs d'ordre fractionnaire et présente également le régulateurs $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire et méthode de réglage des paramètres $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire .

2 Opérateurs d'ordre fractionnaire

Le calcul d'ordre fractionnaire est une généralisation de l'opérateur intégral-différentielle à des ordres non entiers. Cet opérateur est défini comme suit [6] :

$$\begin{cases} \frac{d^m}{dt^m} & \Re(m) > 0 \\ 1 & \Re(m) = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{-m} & \Re(m) < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec m est l'ordre de l'opération, généralement $m \in \mathbb{C}$, a et t sont les limites de l'opération.

Remarque : plusieurs définitions mathématiques ont été proposées pour l'intégration et la dérivation d'ordre fractionnaire. Notamment les plus connues et les plus utilisées sont ceux

des Caputo, de Gründwald-Leitnikov et Riemann-Liouville.

2.1 Définition de Riemann-Liouville (R-L)

L'intégrale d'ordre fractionnaire m d'une fonction $f(t)$ localement intégrable définie sur $[t_0, +\infty[$ est donnée comme suite [7] :

$${}_{RL}I_{t_0}^m f(t) = \frac{1}{\Gamma(m)} \int_{t_0}^t (t - \tau)^{m-1} f(\tau) d\tau \quad (2.2)$$

avec Γ est la fonction gamma d'Euler . La dérivée d'ordre fractionnaire $m > 0$ d'une fonction $f(t)$ localement dérivable définie sur $[t_0, +\infty[$ est donnée aussi comme suit :

$${}_{RL}D_{t_0}^m f(t) = \frac{1}{\Gamma(n - m)} \frac{d^n}{dt^n} \int_{t_0}^t (t - \tau)^{n-m-1} f(\tau) d\tau \quad (2.3)$$

ou le nombre entier n est tel que $(n - 1) < m < n$.

2.2 Définition de Gründwald-Leitnikov

La dérivée d'ordre fractionnaire avec $m > 0$ d'une fonction $f(t)$ est définie par la relation suivante [7] :

$${}_{GL}D^m f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-m} \sum_{j=0}^k (-1) \binom{m}{j} f(t - jh) \quad (2.4)$$

$${}_{GL}I^m f(t) = {}_{GL}D^{-m} f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-m} \sum_{j=0}^k (-1) \binom{-m}{j} f(t - jh) \quad (2.5)$$

ou h est la période d'échantillonnage .

2.3 Définition de Caputo

Caputo a introduit une autre formulation de la dérivée d'ordre fractionnaire définie par [7] :

$${}^C D_t^m f(t) = I^{n-m} D^n f(t) = \frac{1}{\Gamma(n - m)} \int_{t_0}^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t - \tau)^{m-n+1}} d\tau \quad (2.6)$$

Ou n est un entier positif tel que $(n - 1) < m < n$ et $f^{(n)}$ est la dérivée d'ordre n de la fonction $f(t)$.

2.4 Quelques propriétés de la dérivée d'ordre fractionnaire

Les propriétés principales de la dérivée d'ordre fractionnaire sont les suivantes [8] :

1. Si $f(t)$ est une fonction analytique en t , alors sa dérivée d'ordre fractionnaire $D^m f(t)$ est une fonction analytique en t et m .
2. Pour $m = n$, où n est un entier, l'opération $D^m f(t)$ donne le même résultat que la dérivée classique d'ordre entier n .
3. Pour $m = 0$ l'opération $D^m f(t)$ est l'opérateur identité : $Df(t) = f(t)$
4. La dérivée et l'intégration d'ordre fractionnaire sont des opérations linéaires $D^m(af(t) + bg(t)) = a D^m f(t) + b D^m f(t)$
5. La loi additive (propriété du semi-groupe) $D^\alpha D^\beta f(t) = D^{(\alpha+\beta)} f(t)$ est valable sous certaines contraintes sur la fonction $f(t)$.

2.5 Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire

Selon la définition de Grünwald-Leitnikov de l'équation (2.4), la transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire m est donnée par [7] :

$$L\{D^m f(t)\} = p^m F(s) \quad (2.7)$$

3 Méthodes d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire

Comme nous avons vu précédemment, les transformées des Laplace de l'intégrateur et du dérivateur d'ordre fractionnaire sont données respectivement par les deux fonctions irrationnelles suivantes[9] :

$$G_I(s) = \frac{1}{p^m}, \quad \text{pour } 0 < m < 1 \quad (2.8)$$

$$G_D(s) = p^m, \quad \text{pour } 0 < m < 1 \quad (2.9)$$

Ces deux fonctions de transfert irrationnelles sont physiquement irréalisables même leur implémentations pour une analyse et simulation est complexe. Donc, l'utilisation de ces opérateurs nécessite l'approximation de leurs fonctions des transfert irrationnelles par des fonctions rationnelles dans une bande fréquentielle choisie.

Plusieurs méthodes ont été développées pour trouver de telles approximations. Il existe différentes techniques d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire, dont nous pouvons citer :

- La méthode de Carlson
- La méthode de Matsuda
- La méthode d'Oustaloup
- La méthode de Charef (fonction de singularité)

Il existe bien d'autres approximation tel que, les méthodes (Expansion Fractionnaire Continue, Roy, Wang, Jones, etc).

Le choix de la méthode dépend de la structure du système que l'on cherche. Nous choisissons, bien évidemment, la mieux adaptée au problème.

Dans ce mémoire, nous présenterons la méthode de Charef.

3.1 Méthode d'approximation de Charef (Fonction de singularité)

L'objectif de la méthode de Charef est l'approximation de la fonction de transfert irrationnelle d'un intégrateur et d'un dérivateur par des fonctions rationnelles dans une bande de fréquence choisie [9]. L'idée est d'approximer l'intégrateur d'ordre fractionnaire par un pôle à puissance fractionnaire (PPF) et le dérivateur d'ordre fractionnaire par un zéro à puissance fractionnaire (ZPF).

Le PPF est donné par la fonction suivante :

$$G(p) = \frac{K_I}{\left(1 + \left(\frac{p}{\omega_c}\right)\right)^m} \quad (2.10)$$

L'approximation de PPF par une fonction rationnelle est donnée par :

$$G(p) = \frac{K_I}{\left(1 + \left(\frac{p}{\omega_c}\right)\right)^m} \cong K_I \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{p}{z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{p}{p_i}\right)} \quad (2.11)$$

les pôles p_i et les zéros z_i de cette approximation sont obtenu par :

$$p_i = (ab)^i p_0 \quad (\text{pour } i = 0, 1, \dots, N) \quad (2.12)$$

$$z_i = (ab)^i a p_0 \quad (\text{pour } i = 0, 1, \dots, N - 1) \quad (2.13)$$

Pour un erreur d'approximation y en dB et une fréquence maximale donnée ω_{max} , les paramètres d'approximation a, b, p_0 et N sont calculer par

$$a = 10^{\lfloor y/10(1-m) \rfloor}, b = 10^{\lfloor y/10(m) \rfloor}, p_0 = \omega_c 10^{\lfloor y/20(m) \rfloor} \quad (2.14)$$

$$N = \text{Integer} \left[\frac{\log\left(\frac{\omega_{max}}{p_0}\right)}{\log(ab)} \right] + 1 \quad (2.15)$$

Avec : $\omega_{max} = 100 \omega_h$.

Si on est dans la bande de fréquence $[\omega_l, \omega_h]$ on a $\omega \gg \omega_c$, donc on peut écrire :

$$G(p) = \frac{K_I}{\left(\frac{p}{\omega_c}\right)^m} = \frac{K_I \omega_c^m}{p^m} = \frac{1}{p^m} = G_I(p) \quad (2.16)$$

avec $K_I = \frac{1}{\omega_c^m}$ et ω_c la fréquence de coupure du PPF à $-3m$ db est donnée par :

$\omega_c = \omega_l \sqrt{10^{\left(\frac{\varepsilon}{10m}\right)} - 1}$, ou ε est l'erreur maximale entre les pentes de l'intégrateur et le PPF dans la bande $[\omega_l, \omega_h]$, l'approximation de l'intégrateur d'ordre fractionnaire est donnée par :

$$G_I(p) = \frac{1}{p^m} \cong K_I \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{p}{a p_0 (ab)^i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{p}{p_0 (ab)^i}\right)} \quad (2.17)$$

Le ZPF est donné par la fonction suivante :

$$G(p) = K_D \left(1 + \left(\frac{p}{\omega_c}\right)\right)^m \quad (2.18)$$

L'approximation de ZPF par une fonction rationnelle est donnée par :

$$G(p) = K_D \left(1 + \left(\frac{p}{\omega_c}\right)\right)^m \cong K_D \frac{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{p}{z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{p}{p_i}\right)} \quad (2.19)$$

les zéros z_i et les pôles p_i de cette approximation sont obtenu par :

$$z_i = (ab)^i z_0 \quad (\text{pour } i = 0, 1, \dots, N) \quad (2.20)$$

$$p_i = (ab)^i a z_0 \quad (\text{pour } i = 0, 1, \dots, N) \quad (2.21)$$

Pour un erreur d'approximation y en dB et une fréquence maximale donnée ω_{max} , les paramètres d'approximation a , b , z_0 et N sont calculer par

$$a = 10^{\lfloor y/10(1-m) \rfloor}, b = 10^{\lfloor y/10(m) \rfloor}, z_0 = \omega_c 10^{\lfloor y/20(m) \rfloor} \quad (2.22)$$

$$N = \text{Integer} \left[\frac{\log\left(\frac{\omega_{max}}{z_0}\right)}{\log(ab)} \right] + 1 \quad (2.23)$$

Avec : $\omega_{max} = 100\omega_h$.

Si on est dans la bande de fréquence $[\omega_l, \omega_h]$ on a $\omega \gg \omega_c$, donc on peut écrire :

$$G(p) = K_D \left(\frac{p}{\omega_c}\right)^m = \frac{K_D}{\omega_c^m} p^m = G_D(s) \quad (2.24)$$

avec $K_D = \omega_c^m$ et ω_c la fréquence de coupure du ZPF à $3m$ db est donnée par :

$\omega_c = \omega_l \cdot \sqrt{10^{(\frac{\varepsilon}{10m})} - 1}$, ou ε est l'erreur maximale entre les pentes de l'intégrateur et le ZPF dans la bande $[\omega_l, \omega_h]$, l'approximation de l'intégrateur d'ordre fractionnaire est donnée par :

$$G_D(p) = p^m \cong K_D \frac{\prod_{i=0}^N (1 + \frac{s}{z_0(ab)^i})}{\prod_{i=0}^N (1 + \frac{s}{az_0(ab)^i})} \quad (2.25)$$

3.1.1 Exemple illustratives

1. Intégrateur

On veut approximer un intégrateur d'ordre 0.8 dans une bande fréquentielle $[10 \ 10^3]$ pour $y = 1$ dB et $\varepsilon = 10^{-5}$. De la section précédente l'approximation est donnée par l'équation suivante :

$$G_I(p) = \frac{1}{p^{0.8}} \cong 26.0825 \frac{\prod_{i=0}^{10} (1 + \frac{p}{0.062(4.217)^i})}{\prod_{i=0}^{11} (1 + \frac{p}{0.0196(4.217)^i})} \quad (2.26)$$

Figure (2.1) montre le tracé de Bode de l'intégrateur d'ordre 0.8, on remarque que les deux courbe sont superpose à l'intérieur de la bande d'approximation.

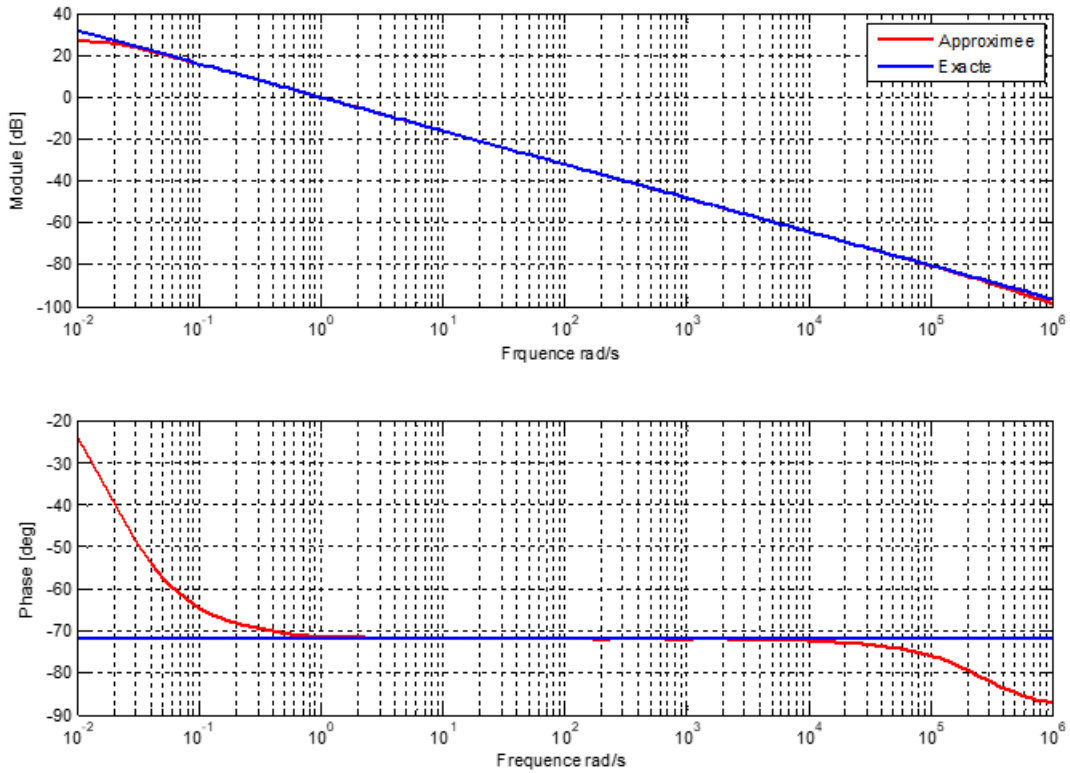


FIGURE 2.1 – Diagramme de Bode de l'intégrateur d'ordre 0.8 et son approximé.

2. Dérivateur

On veut approximer un dérivateur d'ordre 0.3 dans une bande fréquentielle $[10 \ 10^3]$ pour $y = 1 \text{ dB}$ et $\varepsilon = 10^{-5}$. L'approximation est donnée par l'équation suivante :

$$G_D(p) = p^m \cong 0.341 \frac{\prod_{i=0}^{14} (1 + \frac{p}{0.0407(2.9936)^i})}{\prod_{i=0}^{14} (1 + \frac{p}{0.0566(2.9936)^i})} \quad (2.27)$$

Figure (2.2) montre le tracé de Bode de dérivateur d'ordre 0.3, on remarque que les deux courbe sont superpose à l'intérieur de la bande d'approximation.

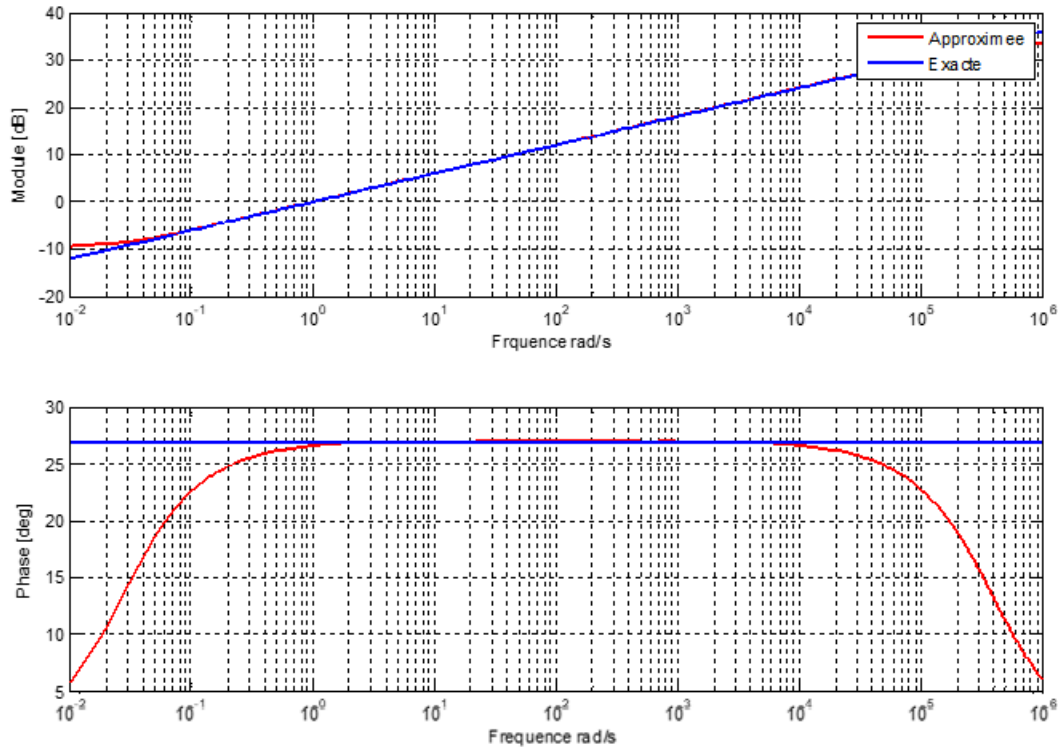


FIGURE 2.2 – Diagramme de Bode de dérivateur d'ordre 0.3 et son approximé.

3.2 Discrétisation des opérateurs d'ordre fractionnaire

L'étape clé dans l'implémentation d'un régulateur d'ordre fractionnaire est la discrétisation des opérateurs d'ordre fractionnaire, il existe deux méthodes de discrétisation [10] :

- **Discrétisation directe** : elle consiste à remplacer l'opérateur d'ordre fractionnaire p^α par une fonction génératrice $[W(z)]^\alpha$ (dimension infinie) dans $C(p)$ (après avoir limiter l'ordre) pour obtenir $C(z)$ qui est la fonction de transfert discrétisée de $C(p)$.
- **Discrétisation indirecte** : deux étapes sont nécessaires (approximation analogique du dérivateur puis la discrétisation de la fonction de transfert obtenue).

La discrétisation directe des systèmes fractionnaire peut être effectuée à l'aide de quelque types d'opérateurs dont ceux de Tustin, Euler (Grünwald), Al-Alaoui et Simpson.

3.2.1 La transformation bilinéaire(Tustin)

$$p = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (2.28)$$

3.2.2 La transformation d'Euler (Grünwald)

$$p = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad (2.29)$$

3.2.3 La transformation Simpson

$$p = \frac{3}{T} \frac{(1 - z^{-1})(1 + z^{-1})}{(1 + 4z^{-1} + z^{-1})} \quad (2.30)$$

3.2.4 La transformation d'Al-Alaoui

$$p = \frac{8}{7T} \frac{(1 - z^{-1})}{(1 + \frac{z^{-1}}{7})} \quad (2.31)$$

T représente la période d'échantillonnage.

4 Régulateurs d'ordre fractionnaire

Malgré les avances continues dans la théorie de la commande, le correcteur PID est la technique la plus utilisée dans l'asservissement des processus industriels pour [11]. Les raisons majeures de sa large acceptation en industrie sont sa capacité de commander la majorité des processus, ces actions sont bien comprises et son implémentation est très simple. Afin d'améliorer le comportement du régulateur PID classique, on propose la version du régulateur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire qui est une généralisation du correcteur PID classique. Ce régulateur comprend une intégration fractionnaire d'ordre λ et une dérivation fractionnaire d'ordre μ pour satisfaire des performance additionnelles dans la conception des systèmes asservis. La forme la plus connue d'un correcteur d'ordre fractionnaire est :

$$C(p) = G_r \left(1 + \frac{1}{T_i p^\lambda} + T_d p^\mu \right) \quad (2.32)$$

avec $\lambda > 0$ et $\mu > 0$ sont respectivement les ordres d'intégration et de dérivation.

L'équation de sortie du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire dans le domaine de temporel est donnée sous la forme :

$$Y(t) = G_r \left(1 + \frac{1}{T_i} D^{-\lambda} \varepsilon(t) + T_d D^\mu \varepsilon(t) \right) \quad (2.33)$$

La figure (2.3) présente la structure interne du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire. Elle consiste à une connexion parallèle des parties proportionnelle, intégrale d'ordre fractionnaire et dérivée d'ordre fractionnaire.

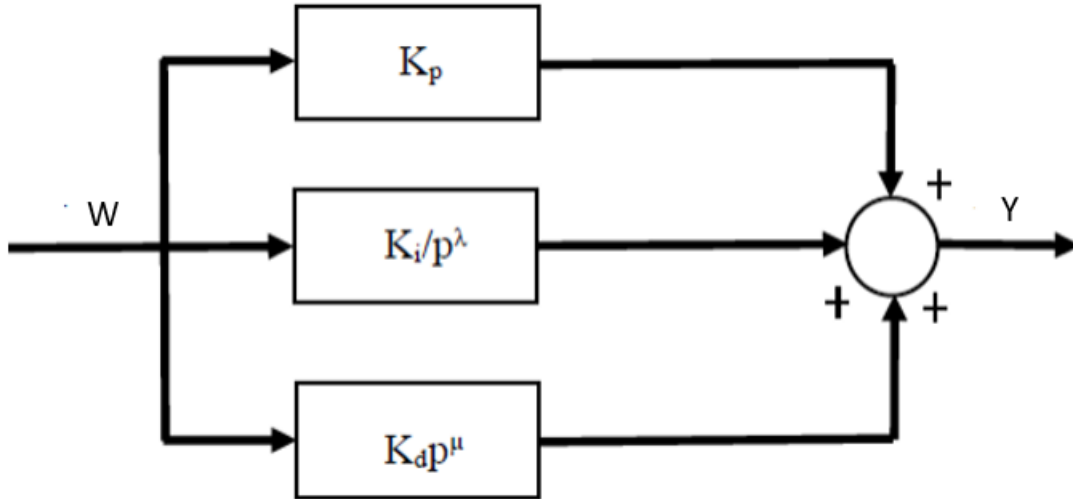


FIGURE 2.3 – Structure du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire.

Dans le plan (λ, μ) , le correcteur PID classique est représenté par un seul point correspondant à $\lambda = 1$ et $\mu = 1$, par contre le correcteur $PI^\lambda D^\mu$ fractionnaire est représenté par une infinité de point du premier cadran du plan (λ, μ) comme il est montré sur la figure (2.4).

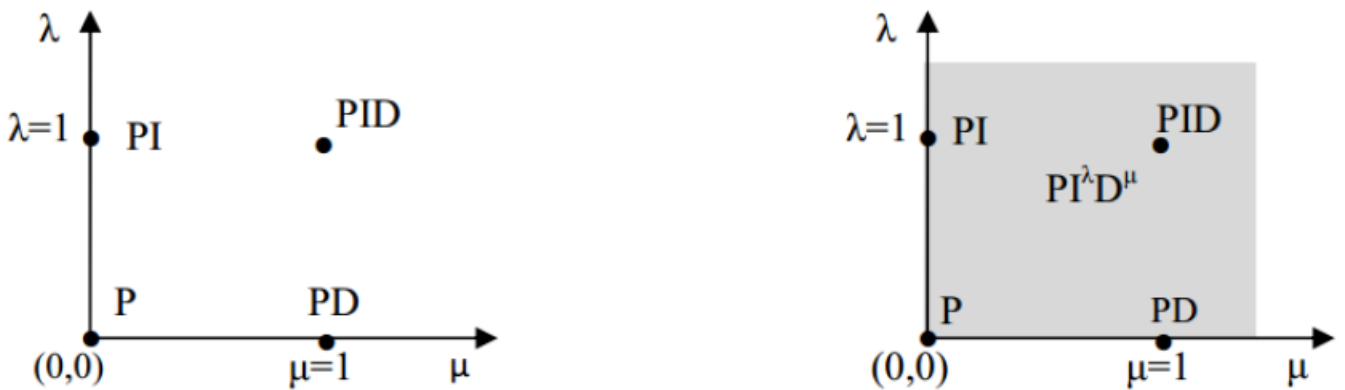


FIGURE 2.4 – Correcteur $PI^\lambda D^\mu$ et PID classique dans le plan (λ, μ) .

5 Méthodes de réglage du $PI^\lambda D^\mu$

Au cours de la dernière décade, plusieurs méthodes de réglage du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ ont été proposées [12]. Ces méthodes peuvent être divisées en trois types :

- Méthodes numériques .
- Méthodes à base de règles .
- Méthodes analytiques.

5.1 Présentation de la méthode de réglage Analytique

Considérons le système de commande à retour unitaire montré sur la figure (2.5). Où, $G(p)$ est la fonction du transfert du processus et $C(p)$ est la fonction du transfert du régulateur.

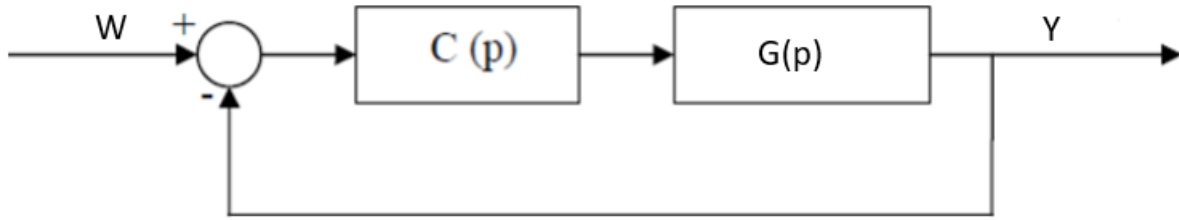


FIGURE 2.5 – Système asservi classique à retour unitaire.

Le processus est considéré comme un système stable dont la fonction de transfert $G(p)$ est supposée inconnue. $C(p)$ est la fonction de transfert du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire défini comme suit :

$$C(p) = G_r \left(1 + \frac{1}{T_i p^\lambda} + T_d p^\mu \right) \quad (2.34)$$

Où G_r, T_i, T_d, λ et μ sont les cinq paramètres du correcteur d'ordre fractionnaire. La fonction de transfert du système en boucle fermée de ce système $G_A(s)$ est donnée par :

$$G_A(p) = \frac{X(p)}{W(p)} = \frac{C(p)G(p)}{1 + C(p)G(p)} \quad (2.35)$$

Le réglage des cinq paramètres du régulateur doit garantir que la fonction de transfert du processus en boucle fermée se comporte comme un système de référence qui lui-même répond aux spécifications du cahier de charge du système asservi projeté.

Ce système de référence choisi est un système d'ordre fractionnaire défini comme suit :

$$G_d(p) = \frac{1}{1 + \left(\frac{p}{\omega_u}\right)^m} \quad (2.36)$$

- $\omega_u = \omega_c$: la fréquence transitionnelle du système asservi projeté.

- $m = 2[1 - \varphi_m/\pi]$, (φ_m : est la marge de phase du système asservi projeté).

Où $1 < m < 2$ et ω_u est de la fréquence du gain unité. Les paramètres m et ω_u sont choisis pour que ce système de référence répond aux spécifications du cahier de charge du système asservi projeté.

Alors, l'objectif de cette conception se résume au réglage des cinq paramètres du régulateur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire pour satisfaire la condition $G_A(p) \cong G_d(p)$.

Les deux fonctions $G_A(p)$ et $G_d(p)$ peuvent être représentées en série de Taylor-Maclaurin, en considérant que le variable p est réel, autour du point ω_u comme suit :

$$G_A(p) = G_A(\omega_u) + (p - \omega_u)G_A^{(1)}(\omega_u) + \frac{(p - \omega_u)^2}{2!}G_A^{(2)}(\omega_u) + \dots + \frac{(p - \omega_u)^i}{i!}G_A^{(i)}(\omega_u) + \dots \quad (2.37)$$

$$G_d(p) = G_d(\omega_u) + (p - \omega_u)G_d^{(1)}(\omega_u) + \frac{(p - \omega_u)^2}{2!}G_d^{(2)}(\omega_u) + \dots + \frac{(p - \omega_u)^i}{i!}G_d^{(i)}(\omega_u) + \dots \quad (2.38)$$

$G_A^i(\omega_u)$ et $G_d^i(\omega_u)$ sont respectivement les dérivées d'ordre i des fonctions $G_A(s)$ et $G_d(s)$ par rapport à la variable p . Comme notre objectif est de satisfaire la condition $G_A(p) \cong G_d(p)$. alors par comparaison des équations (2.35) et (2.36), on aura :

$$\begin{aligned} G_A(\omega_u) &= G_d(\omega_u) \\ G_A^1(\omega_u) &= G_d^1(\omega_u) \\ G_A^2(\omega_u) &= G_d^2(\omega_u) \\ G_A^3(\omega_u) &= G_d^3(\omega_u) \\ G_A^4(\omega_u) &= G_d^4(\omega_u) \end{aligned} \quad (2.39)$$

Alors, la conception du système asservi se résume au réglage des paramètres du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire pour satisfaire les cinq égalités de l'équation (2.39).

5.1.1 Calcul des valeurs des dérivées $G_d^{(n)}(\omega(u))$

Les dérivées successives $G_d^i(\omega_u)$ de la fonction de transfert du système de référence $G_d(p)$ donné dans l'équation (2.36) pour ($0 \leq i \leq 4$) par rapport à la variable p au point ω_u sont données par :

$$\begin{aligned}
\theta_0 &= G_d(\omega_u) = \frac{1}{2} \\
\theta_1 &= G_d^1(\omega_u) = \frac{-m}{4\omega_u} \\
\theta_2 &= G_d^2(\omega_u) = \frac{m}{4\omega_u^2} \\
\theta_3 &= G_d^3(\omega_u) = \frac{m(m^2 - 4)}{8\omega_u^3} \\
\theta_4 &= G_d^4(\omega_u) = \frac{-4m(m^2 - 2)}{3\omega_u^4}
\end{aligned} \tag{2.40}$$

5.1.2 Calcul des dérivées des fonctions $G_0^i(\omega_u)$ et $C^i(\omega_u)$

les variables $C^i(\omega_u)$ pour $(0 \leq i \leq 4)$ sont en fonctions des paramètres G_r , T_i , T_d , λ et μ du $PI^\lambda D^\mu$. Alors il suffit de calculer les cinq variables de $C^i(\omega_u)$ pour obtenir les cinq paramètres du régulateur $PI^\lambda D^\mu$. On va obtenir $C(p)$ à partir de la fonction de transfert en boucle ouverte $G_0(p)$ qui est aussi obtenue à partir de la fonction de transfert en boucle fermée du processus $G_A(p)$ donnée par l'équation (2.35) comme suit :

$$G_0(p) = C(p)G_p(s) = \frac{G_A(p)}{1 - G_A(p)} \tag{2.41}$$

Et comme on doit garantir la condition $GA(p) \cong Gd(p)$ alors,

$$G_0(p) = C(p)G_p(s) = \frac{G_d(p)}{1 - G_d(p)} \tag{2.42}$$

On dénote les dérivées $G^i(\omega_u)$, $(0 \leq i \leq 4)$ de la fonction $G(p)$ par rapport a la variable p autour du point ω_u comme suit :

$$\begin{aligned}
G^0(\omega_u) &= Y_0 \\
G^1(\omega_u) &= Y_1 \\
G^2(\omega_u) &= Y_2 \\
G^3(\omega_u) &= Y_3 \\
G^4(\omega_u) &= Y_4
\end{aligned} \tag{2.43}$$

Calculons les expressions des dérivées $C^i(\omega_u)$ en fonction des cinq paramètres du régulateur à déterminer pour $(0 \leq i \leq 4)$ par rapport a la variable p autour du point ω_u et en les dénotant

comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} C^0(\omega_u) = X_0 = K_p + K_i \omega_u^{-\lambda} + K_d \omega_u \\ C^1(\omega_u) = X_1 = \frac{-\lambda K_i}{\omega_u^1} \omega_u^{-\lambda} + \frac{\mu K_d}{\omega_u^1} \omega_u^\mu \\ C^2(\omega_u) = X_2 = \frac{\lambda(\lambda+1)K_i}{\omega_u^2} \omega_u^{-\lambda} + \frac{\mu(\mu+1)K_d}{\omega_u^2} \omega_u^\mu \\ C^3(\omega_u) = X_3 = \frac{-\lambda(\lambda+1)(\lambda+2)K_i}{\omega_u^3} \omega_u^{-\lambda} + \frac{\mu(\mu+1)(\mu+2)K_d}{\omega_u^3} \omega_u^\mu \\ C^4(\omega_u) = X_4 = \frac{\lambda(\lambda+1)(\lambda+2)(\lambda+3)K_i}{\omega_u^4} \omega_u^{-\lambda} + \frac{\mu(\mu+1)(\mu+2)(\mu+3)K_d}{\omega_u^4} \omega_u^\mu \end{array} \right. \quad (2.44)$$

En utilisant les équations (2.39), (2.40), (2.43) et en développant (2.42), les dérivées $G_o^i(\omega_u)$ de la fonction $G_0(p)$ par rapport à la variable p autour du point ω_u sont données par :

$$\begin{aligned} G_o^0(\omega_u) &= X_0 Y_0 = \frac{\theta_0}{(1-\theta_0)} \\ G_o^1(\omega_u) &= X_1 Y_0 + X_0 Y_1 = \frac{\theta_1}{(1-\theta_0)^2} \\ G_o^2(\omega_u) &= X_2 Y_0 + 2X_1 Y_1 + X_0 Y_2 = \frac{\theta_2}{(1-\theta_0)^2} + \frac{2\theta_1^2}{(1-\theta_0)^3} \\ G_o^3(\omega_u) &= X_3 Y_0 + 3X_2 Y_1 + 3X_1 Y_2 + X_0 Y_3 = \frac{\theta_3}{(1-\theta_0)^2} + \frac{6\theta_1\theta_2}{(1-\theta_0)^3} + \frac{6\theta_1^3}{(1-\theta_0)^4} \\ G_o^4(\omega_u) &= X_4 Y_0 + 4X_3 Y_1 + 6X_2 Y_2 + 4X_1 Y_3 + X_0 Y_4 = \frac{\theta_4}{(1-\theta_0)^2} + \frac{6\theta_2^2 + 8\theta_1\theta_3}{(1-\theta_0)^3} + \frac{36\theta_1^2\theta_2}{(1-\theta_0)^4} + \frac{24\theta_1^4}{(1-\theta_0)^4} \end{aligned} \quad (2.45)$$

5.1.3 Calcul des valeurs des fonctions $G_p^n(\omega_u)$

On a mentionné que dans cette technique de réglage du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ la fonction de transfert du système à asservir peut être connue ou inconnue.

Dans le cas où on peut accéder au système à asservir pour déterminer sa fonction de transfert à travers des lois physiques et mathématiques, on calcule directement les valeurs des dérivées de cette fonction de transfert par rapport à la variable p autour d'un point ω_u fixe comme l'indique l'équation (2.43).

Dans le cas contraire, on utilise la réponse impulsionnelle ou indicielle du processus à asservir supposé stable pour identifier et calculer les valeurs de ses dérivées $G^i(\omega_u)$ en fonction de sa réponse impulsionnelle ou indicielle.

5.2 Calcul des valeurs de X_n

Étant donné les valeurs de θ_i de l'équation (2.40) et Y_i donnée par calcul des dérivées de la fonction de transfert du système à asservir par rapport à la variable p autour du point

ω_u ou par le calcul des dérivées du système à asservir en fonction de sa réponse indicielle ou impulsionnelle, pour $(0 \leq i \leq 4)$. Les valeurs X_i des variables peuvent être calculées successivement de l'équation (2.46) comme suit :

$$\begin{aligned}
X_0 &= \frac{\theta_0}{Y_0(1-\theta_0)} \\
X_1 &= \frac{\theta_1}{Y_0(1-\theta_0)^2} - \frac{X_0 Y_1}{Y_0} \\
X_2 &= \frac{\theta_2}{Y_0(1-\theta_0)^2} + \frac{2\theta_1^2}{(1-\theta_0)^3} - \frac{2X_1 Y_1 + X_0 Y_2}{Y_0} \\
X_3 &= \frac{\theta_3}{(1-\theta_0)^2} + \frac{6\theta_1 \theta_2}{(1-\theta_0)^3} + \frac{6\theta_1^3}{(1-\theta_0)^4} - \frac{X_3 Y_0 + 3X_2 Y_1 + 3X_1 Y_2 + X_0 Y_3}{Y_0} \\
X_4 &= \frac{\theta_4}{1-\theta_0^2} + \frac{6\theta_2^2 + 8\theta_1 \theta_3}{(1-\theta_0)^3} + \frac{36\theta_1^2 \theta_2}{(1-\theta_0)^4} + \frac{24\theta_1^4}{(1-\theta_0)^4} - \frac{4X_3 Y_1 + 6X_2 Y_2 + 4X_1 Y_3 + X_0 Y_4}{Y_0}
\end{aligned} \tag{2.46}$$

5.3 Calcul des valeurs des paramètres du correcteur $PI^\lambda D^\mu$

Une fois les valeurs de X_i sont calculées pour $(0 \leq i \leq 4)$ les paramètres du régulateur G_r, T_i, T_d, λ et μ peuvent être déterminés.

Soient Q_1 et Q_2 les quantités suivantes :

$$\begin{cases} Q_1 = \frac{-\lambda}{\omega_u} T_i \omega_u^{-\lambda} \\ Q_2 = \frac{\mu}{\omega_u} T_d \omega_u^\mu \end{cases} \tag{2.47}$$

En remplaçant cette notation dans l'équation (2.46) on peut avoir :

$$\begin{cases} X_0 = K_p + K_i \omega_u^{-\lambda} + K_d \omega_u \\ X_1 = Q_1 + Q_2 \\ X_2 = -(\lambda + 1) \frac{Q_1}{\omega_u} + (\mu - 1) \frac{Q_2}{\omega_u} \\ X_3 = (\lambda + 1)(\lambda + 2) \frac{Q_1}{\omega_u^2} + (\mu - 1)(\mu - 2) \frac{Q_2}{\omega_u^2} \\ X_4 = -(\lambda + 1)(\lambda + 2)(\lambda + 3) \frac{Q_1}{\omega_u^3} + (\mu - 1)(\mu - 2)(\mu - 3) \frac{Q_2}{\omega_u^3} \end{cases} \tag{2.48}$$

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_0 = K_p + K_i \omega_u^{-\lambda} + K_d \omega_u \\ X_1 = Q_1 + Q_2 \\ Z_1 = X_1 + \omega_u X_2 = -\lambda Q_1 + \mu Q_2 \\ Z_2 = X_1 + 3\omega_u X_2 + \omega_u^2 X_3 = -\lambda^2 Q_1 + \mu^2 Q_2 \\ Z_3 = X_1 + 7\omega_u X_2 + 6\omega_u^2 X_3 + \omega_u^3 X_4 = -\lambda^3 Q_1 + \mu^3 Q_2 \end{array} \right. \quad (2.49)$$

Comme les Z_i dépendent uniquement des variables X_i on peut encore écrire (2.50) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_0 = K_p + K_i \omega_u^{-\lambda} + K_d \omega_u \\ X_1 = Q_1 + Q_2 \\ \lambda X_1 + Z_1 = (\lambda + \mu) Q_1 \\ \lambda Z_1 + Z_2 = \mu(\mu + \lambda) Q_2 \\ \lambda Z_2 + Z_3 = \mu^2(\mu + \lambda) Q_2 \end{array} \right. \quad (2.50)$$

A partir des trois dernières égalités de l'équation (2.50) on trouve que :

$$\mu = \frac{\lambda Z_1 + Z_2}{\lambda X_1 + Z_1} = \frac{\lambda Z_2 + Z_3}{\lambda Z_1 + Z_2} \quad (2.51)$$

Ce qui est égale ;

$$(\lambda Z_1 + Z_2)(\lambda Z_1 + Z_2) = (\lambda X_1 + Z_1)(\lambda Z_2 + Z_3) \quad (2.52)$$

Et finalement, le développement de (2.52) donne une équation du second ordre suivante :

$$(Z_1^2 - X_1 Z_2) \lambda^2 + (Z_1 Z_2 - X_1 Z_3) \lambda + (Z_2^2 - Z_1 Z_3) = 0 \quad (2.53)$$

Le premier paramètre du correcteur λ est obtenu en résolvant cette équation du second ordre, une fois λ trouvé on peut alors tirer successivement tous les autres paramètres restants comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu = \frac{\lambda Z_1 + Z_2}{\lambda X_1 + Z_1} \\ T_d = \frac{(\lambda X_1 + Z_1) \omega_u^{(1-\mu)}}{(\lambda + \mu) \mu} \\ T_i = \frac{(\mu X_1 - Z_1) \omega_u^{(1+\lambda)}}{\lambda(\lambda + \mu)} \\ G_r = X_0 - K_i \omega_u^{-\lambda} - K_d \omega_u \end{array} \right. \quad (2.54)$$

Remarque : L'équation (2.53) est du second ordre, sa résolution donne deux solutions ; on choisit $0 < \lambda < 1$ et comme les équations de déterminations des paramètres du correcteur

ne dépendent que des paramètres du système à asservir et ceux du cahier de charges qui ont des valeurs raisonnables, alors, les cinq paramètres du régulateur seront aussi raisonnables et justifiés.

5.4 Algorithme de réglage des paramètres du correcteur $PI^\lambda D^\mu$

Pour ne pas commettre des erreurs dans les calculs de ces paramètres, vu qu'il y a un nombre important des étapes avec plusieurs équations, il est indispensable d'utiliser un outil mathématique qui va nous permettre de régler les paramètres du régulateur sans commettre d'erreurs. Suivant la nature du système à asservir et ses comportements on peut utiliser soit un régulateur PI^λ pour les systèmes stables ou soit un correcteur PD^μ ou correcteur $PI^\lambda D^\mu$ pour le cas des systèmes instables.

5.4.1 Régulateur PI^λ d'ordre fractionnaire

Les paramètres du correcteur sont donnés comme suit :

- Calcul des valeurs des variables θ_i pour $(0 \leq i \leq 2)$ de l'équation (2.40)
- Calcul des valeurs des variables Y_i pour $(0 \leq i \leq 2)$ de l'équation (2.43)
- Calcul des valeurs des variables X_i pour $(0 \leq i \leq 2)$ de l'équation (2.46)

$$\begin{cases} \lambda = -\frac{\omega_u X_2}{X_1} - 1 \\ T_i = \frac{-\omega_u^{(1+\lambda)} X_1}{\lambda} \\ G_r = X_0 - K_i \omega_u^\lambda \end{cases} \quad (2.55)$$

5.4.2 Régulateur PD^μ d'ordre fractionnaire

- Calcul des valeurs des variables θ_i pour $(0 \leq i \leq 2)$ de l'équation (2.40)
- Calcul des valeurs des variables Y_i pour $(0 \leq i \leq 2)$ de l'équation (2.43)
- Calcul des valeurs des variables X_i pour $(0 \leq i \leq 2)$ de l'équation (2.46)

$$\begin{cases} \mu = \frac{\omega_u X_2}{X_1} + 1 \\ T_d = \frac{\omega_u^{(1-\mu)} X_1}{\mu} \\ G_r = X_0 - K_d \omega_u^\mu \end{cases} \quad (2.56)$$

5.4.3 Régulateur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire

- Calcul des valeurs des variables θ_i pour $(0 \leq i \leq 4)$ de l'équation (2.40)
- Calcul des valeurs des variables Y_i pour $(0 \leq i \leq 4)$ de l'équation (2.43)
- Calcul des valeurs des variables X_i pour $(0 \leq i \leq 4)$ de l'équation (2.46)

- Calcul des valeurs des variables X_i pour ($\leq i \leq 3$) de l'équation (2.48)
- Résolution de l'équation (2.53) du second ordre du paramètre λ et choisir la solution convenable ($\lambda > 0$)
- Calcul des paramètres du correcteur comme à travers les relations de (2.54)

Exemple illustratif

Nous choisissons comme exemple le système du premier ordre dont fonction de transfert est donnée par :

$$G(p) = \frac{2}{72p + 1} \quad (2.57)$$

Le régulateur $C(p)$ utilisé dans ce cas est un correcteur PI^λ d'ordre fractionnaire. Le système asservi projeté (boucle fermée) doit garantir les spécifications suivantes :

- Une marge de phase $\varphi_m = 80$ degré
- Fréquence du gain unité $\omega_u = 1$ rad/s

Le modèle de référence qui répond à ces spécifications est donné par :

$$G_d = \frac{1}{1 + p^{1.105}} \quad (2.58)$$

Le correcteur PI^λ d'ordre fractionnaire obtenu est le suivant :

$$C(p) = 17.8676 + \frac{18.6324}{p^{0.2325}} \quad (2.59)$$

6 Conclusion

Ce chapitre est une introduction aux éléments de base du calcul d'ordre fractionnaire. Nous avons présenté quelques notions essentielles sur les systèmes d'ordre fractionnaire nécessaire pour la compréhension de notre travail. Par ailleurs, nous avons illustré les méthodes d'approximations pour ces opérateurs d'ordre fractionnaire que nous allons utiliser dans la suite de ce mémoire.

Après avoir donné un aperçu général sur le régulateur d'ordre fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$ nous avons proposé une méthode efficace pour le réglage des paramètres du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire afin de satisfaire des spécifications du cahier de charge.

Description matérielle

1 Introduction

À l'échelle microscopique, les chocs répétés des molécules sur les parois engendrent des forces. La pression est la somme des forces agissantes sur l'unité de surface. Un manomètre la transforme en grandeur macroscopique $p = \frac{F}{S}$. Industriellement, la seconde grandeur physique mesurée après la température est la pression.

D'une pression de quelques Pascals absolus aux très grandes pressions de plusieurs milliers de Bar, les techniques de mesures développées pour les applications sont très variées.

Le capteur piézoélectrique, la technique développée pour la mesure de pression, la description de la station de pression PUP-4/EV, la carte d'acquisition LabJack U3-LV et MATLAB Guide ont été présentés au sein de ce chapitre.

2 Description de l'unité

L'unité de pression PUP-4 figure (3.1) est constituée :

- D'un réservoir d'air, un compresseur actionné par un moteur électrique qui fournit de l'air servant à atteindre une pression souhaitée et la maintenir.
- L'actionneur de l'unité est une vanne proportionnelle à commande électrique située sur le côté de refoulement.
- Un transducteur de pression qui fournit le signal de rétroaction, il se trouve sur un côté du réservoir.
- L'unité comporte un manomètre pour la lecture de pression, elle comporte aussi une vanne manuelle (perturbatrice).
- Enfin une vanne de pression maximale (soupape de sécurité) située en série sur le côté

de refoulement qui sert à éviter les pressions dangereuses à l'intérieur du réservoir et le blocage du compresseur

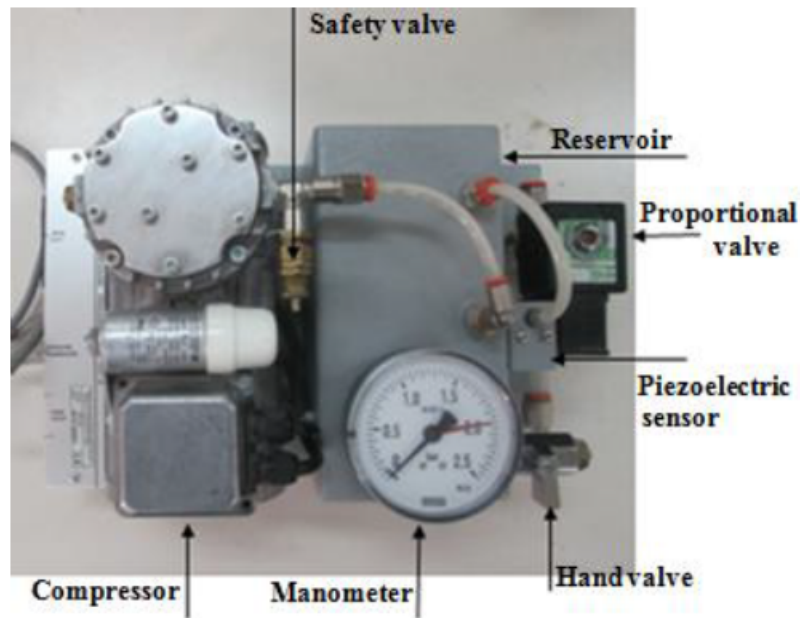


FIGURE 3.1 – Processus de pression PUP-4.

3 Schéma P et ID (Piping et Instrumentation Diagram) de la station PUP-4/EV

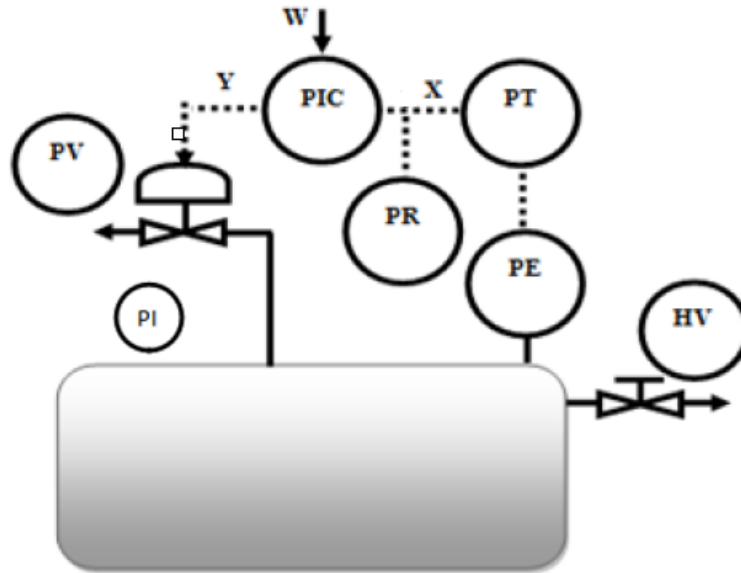


FIGURE 3.2 – Schéma P et ID de la station PUP-4.

- **PV** : Vanne proportionnelle
- **PIC** : Régulateur indicateur de pression
- **PT** : Transmetteur de pression
- **PR** : Enregistreur de pression
- **PE** : Capteur de pression

4 Contrôle automatique de la vanne proportionnelle

Le contrôle automatique de pression est très répandue en industrie, sa structure de base est identique à celle des autres automatismes, sauf que la vanne proportionnelle qui est l'actionneur à contrôler nécessite un amplificateur de puissance.

On peut appliquer les différents régulateurs qu'on connaît déjà :

- On/Off, régulation Tout Ou Rien .
- Proportionnelle .
- Proportionnelle et intégrale. .
- Proportionnelle, intégrale et dérivée..

5 Capteur de pression

En physique on définit la pression comme le rapport (Force /Surface), dans le système international l'unité de mesure de la pression est le pascal (Pa) qui correspond à $1N/m^2$. En général dans l'industrie, on trouve d'autres unités de pression : Bar, PSI, etc.

5.1 Méthodes de mesure de pression

- **pression absolue** : Pression mesurée par rapport au vide parfait.
- **Pression relative** : Pression mesurée par rapport à la pression atmosphérique .
- **Pression différentielle** : La différence de pression mesurée entre deux sources de pression. .

5.2 Capteur de pression de la station PUP-4

Le transducteur est fabriqué par la société Micro-Switch Honey Well.
Les caractéristiques les plus importantes de ce capteur sont :

Champ de mesure	0 à 30 PSI (0 à 2 bars)
F.S.O	195 Mv
Linéarité	0,25% FSO
Temps de réponse	1 ms

TABLE 3.1 – Caractéristique du transducteur.

6 Conditionnement du signal du capteur

Pour faire l'acquisition du signal de sortie du transducteur, il faut d'abord le conditionner pour le rendre lisible par les cartes d'acquisitions. La plage de conditionnement disponible est ($0 \sim 10V$). La (figure 3.3) montre le schéma électronique du conditionneur (transmetteur).

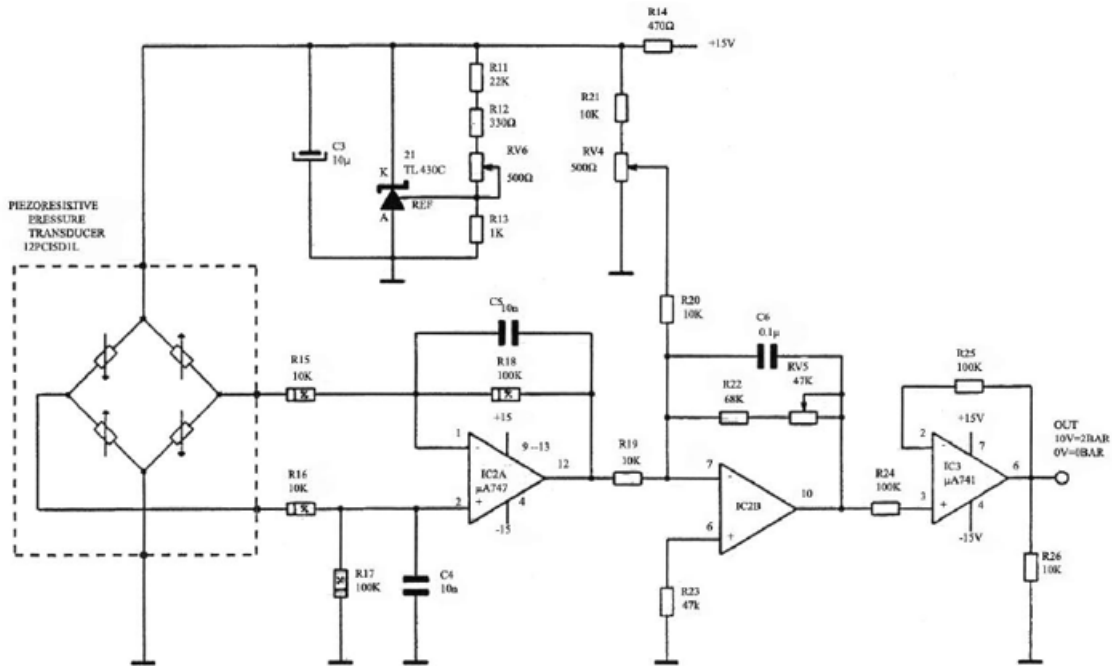


FIGURE 3.3 – Schéma électronique du transmetteur.

L'organe de réglage (vanne proportionnelle) est l'élément qui assure la régulation de pression de la station. Cette vanne est alimentée par (0 ~ 24V). Pour fournir cette tension il faut réaliser un amplificateur de puissance comme le montre la figure (3.4) (entrée(0 ~ 10V), sortie(0 ~ 24V)).

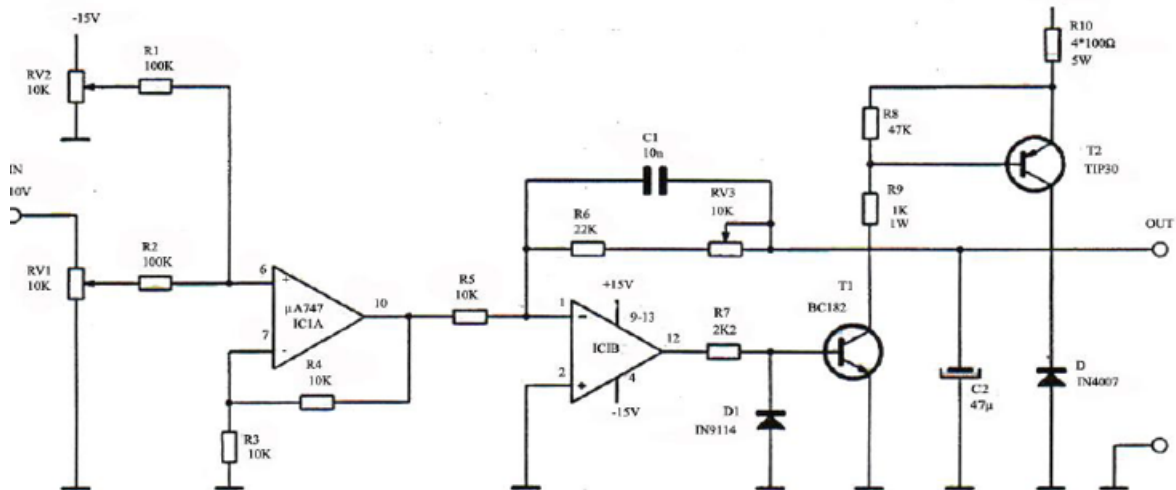


FIGURE 3.4 – Schéma électronique de l'amplificateur de puissance.

L'amplificateur et le transmetteur sont rassemblés sous un seul boîtier comme le montre

la(figure 3.5).

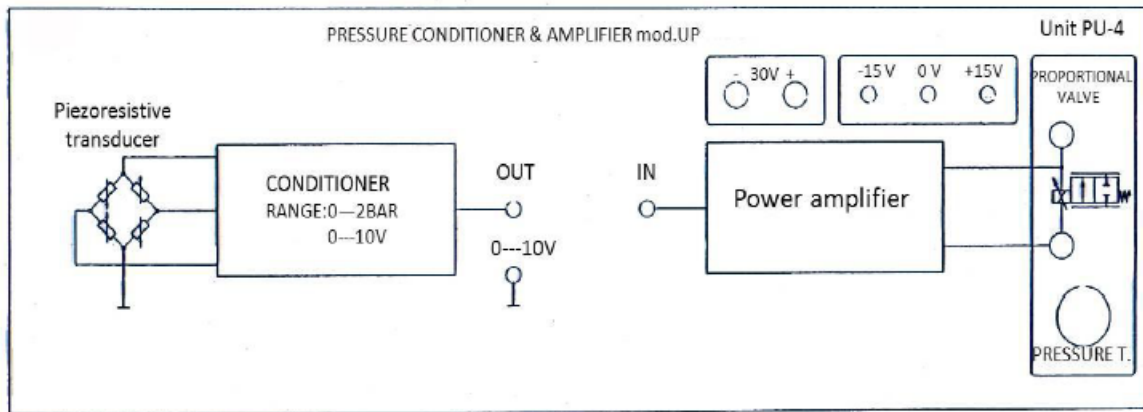


FIGURE 3.5 – Bloc transmetteur et amplificateur de puissance.

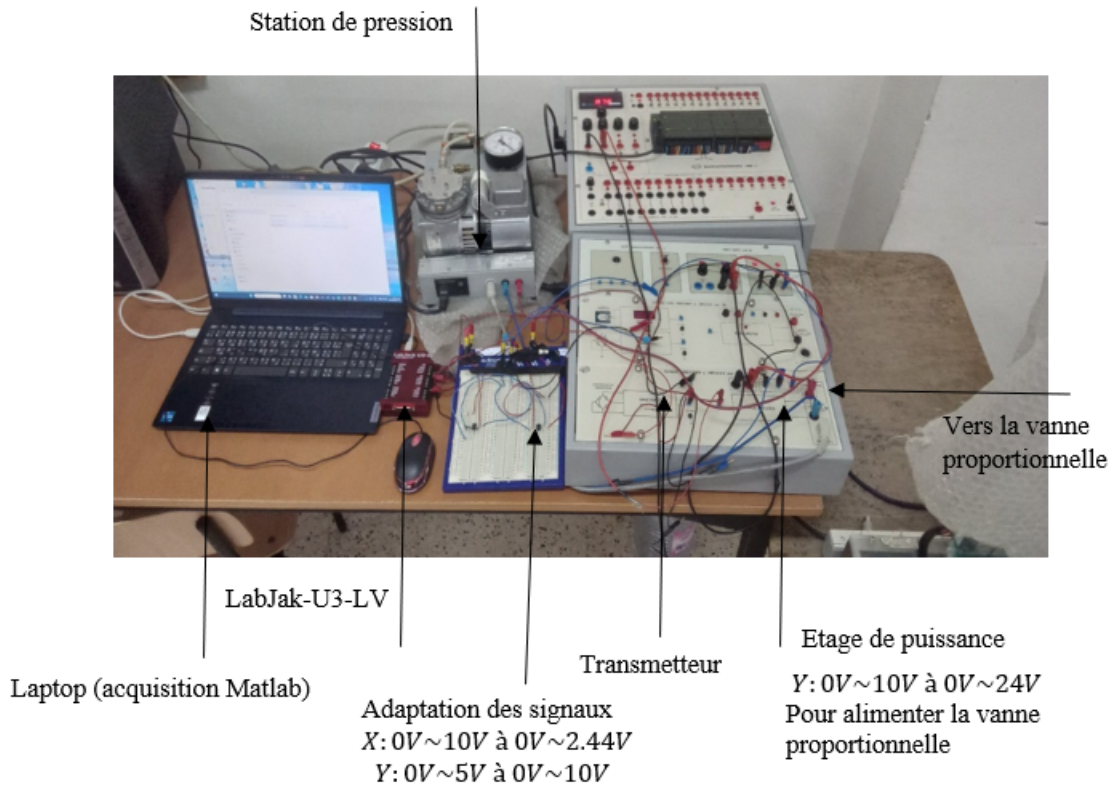


FIGURE 3.6 – Banc d’essai.

La figure (3.6) montre les différents éléments du banc d’essai utilisé pour notre application.

7 La Carte d'acquisition LabJack U3-LV

Pour commander notre système avec un ordinateur, on fait appel aux cartes d'acquisitions qui assurent la communication entre l'ordinateur et la station PUP-4 [12].

La carte "LabJack U3-LV" est un dispositif d'acquisition de données à connexion USB. Doté de 16 entrées/sorties. Il se prêtera à de multiples applications. La (figure 3.6) montre un LabJack U3-LV (Low Voltage).

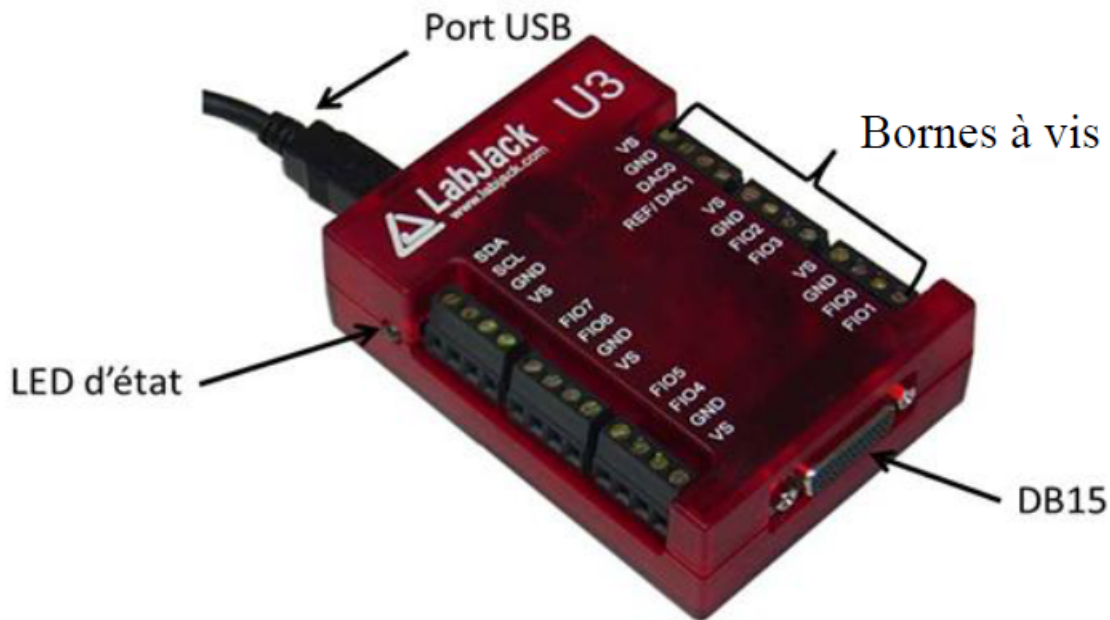


FIGURE 3.7 – Carte d'acquisition LabJack.

7.1 Description de la carte LabJack U3-LV

La carte se compose :

- **Port USB (Universal serial bus)** : qui assure l'alimentation et la communication.
- **LED d'état** : Led verte située sur le coté gauche de l'appareil, elle clignote lors de la réinitialisation de l'appareil puis reste allumée d'une façon permanente.
- **GND et SGND (Ground)** : Les bornes GND et SGND disponible sur les bornes à vis et le DB15 offre une masse commune qui est reliée à la masse de l'ordinateur.
- **VS (Voltage supply)** : les bornes de VS sont conçues comme des sorties, d'alimentation d'une valeur de 5V (tension fournie par le câble USB).

- **FIO (flexible input/output), EIO** : Les ports FIO et EIO du LabJack peuvent être configurés individuellement comme entrée numérique, sortie numérique ou une entrée analogique. Les 8 premières lignes (FIO0 et FIO7) sont disponibles sur les bornes à vis, les autres lignes (EIO0 et EIO7) sont disponibles sur le DB15.

- **AIN (analog input)** : On peut configurer sur le LabJack jusqu'à 16 entrées analogiques (FIO0 et FIO7) et (EIO0 et EIO7). La plage de variation du signal d'entrée analogique est de $(0 \sim 2.44V)$ avec une résolution de 12 bits soit une précision de 0.58mV.

- **DAC (Digital analog converter)** : Le LabJack U3 dispose de 2 sorties analogiques (DAC0 et DAC1) qui sont disponibles sur les bornes à vis. Chaque sortie analogique peut délivrer une tension comprise entre $(0 \sim 5V)$ volts avec 1bits de résolution soit une précision de 4.88 mV.

- **Digital I / O** : on peut configurer jusqu'à 20 canaux d'entrées/sorties numériques. Si une borne est configurée en sortie il délivre soit 0V comme 0 logique, ou 3.3V comme 1 logique.

- **DB15 (data bus)** : le connecteur DB 15 fait sortir 12 entrées/sorties numériques. On peut l'utiliser comme un bus d'extension ou les 8 EIO sont des lignes de données et le 4 CIO sont les lignes de commandes.

7.2 Descriptions des différents blocs de programmation du Lab-Jack

Type de demande	Commande
Entrée analogique	LJ_ioGET_AIN
Sortie analogique	LJ_ioPUT_DAC
Entrée numérique	LJ_ioGET_DIGITAL_BIT
Sortie numérique	LJ_ioPUT_DIGITAL_BIT

TABLE 3.2 – Liste des commandes.

On rappelle que le signal d'entrée du LabJack à une plage de variation de $(0V \sim 2.44V)$ et le signal de sortie est de $(0V \sim 5V)$, mais, la plage de conditionnement du capteur de

pression de la station est de ($0V \sim 10V$) et la tension utile de la vanne proportionnelle est de ($0V \sim 24V$).

Donc, pour adapter ses signaux il faut les conditionner, pour cela on réalise deux circuits d'adaptations à base des amplificateurs opérationnels.

8 Boucle de Régulation de PID

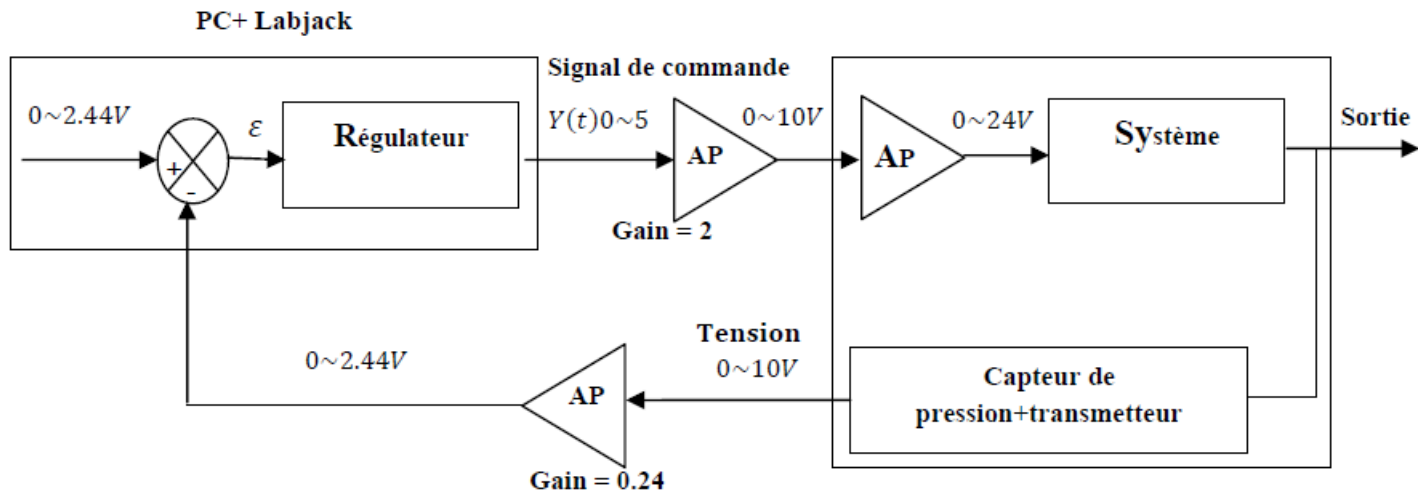


FIGURE 3.8 – Boucle de régulation PID.

PA : Amplificateur de puissance (Power Amplifier).

9 Guide MATLAB

MATLAB est un puissant outil de calcul numérique, de programmation et de visualisation graphique. Son nom signifie Matrix Laboratory, c'est à dire un environnement interactif de travail avec des matrices.

La facilité de développement des applications dont son langage fait qu'il est pratiquement devenu indispensable. MATLAB permet à l'utilisateur de programmer des applications interactifs afin de présenter ses résultats [13].

10 L'interface graphique GUI

GUI (Graphical User Interface) est un outil intégré à MATLAB permettant à l'utilisateur de créer et personnaliser des interfaces graphiques de manière interactive.

Il regroupe tous les outils dont le programmeur a besoin pour créer cette interface graphique de façon intuitive.

- Avec la commande : guide.
- A l'aide du raccourci dans la barre d'outils.

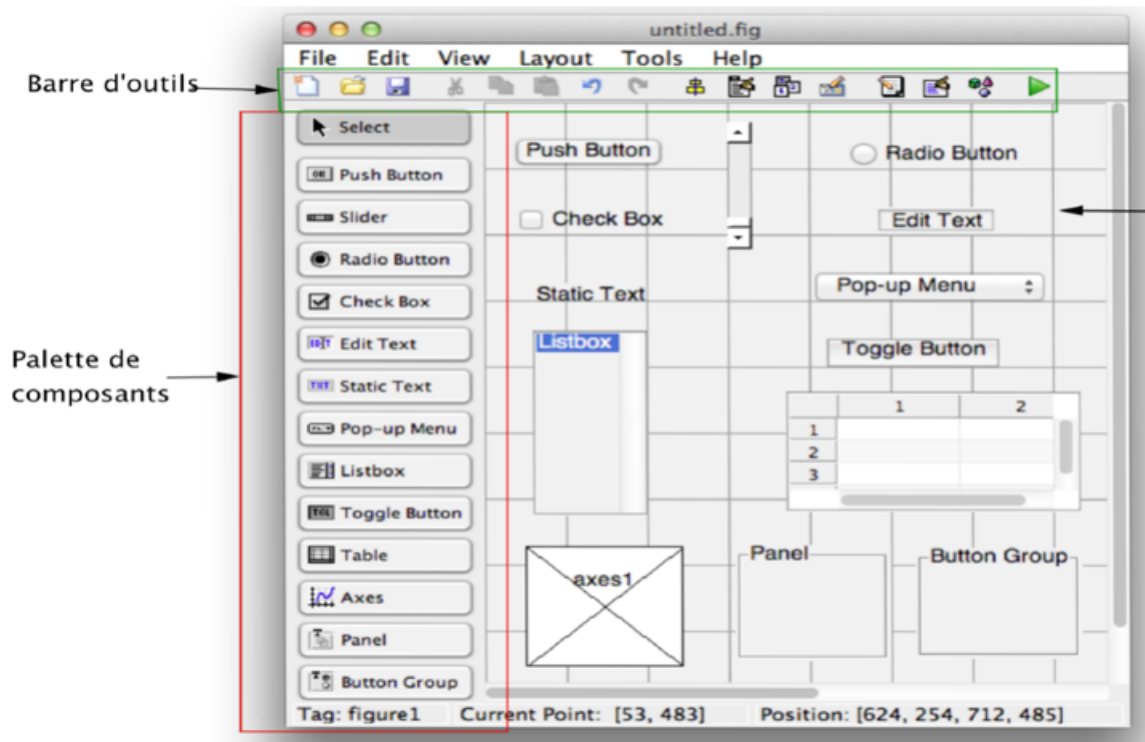


FIGURE 3.9 – Interface GUIDE.

10.1 Palettes des composants

Contient les objets standards que l'on retrouve dans de nombreux langages informatiques. Ils permettent à l'utilisateur d'agir avec un programme à l'aide de boutons, menus, case à cocher,...etc.

10.1.1 Principaux objets Graphiques

Le guide Matlab dispose de plusieurs objets :

- **Bouton Poussoir (Push Button)** : générer une action lorsque vous cliquez dessus.
- **Ascenseur (Slider)** : L'ascenseur a pour objectif de fixer la valeur d'un paramètre entre deux bornes .
- **Bouton radio (radio button)** : représente souvent un choix ou une option dans une application.

- **Cases à cocher** : indiquer leur état vérifié ou non vérifié.
- **Texte éditable (Edit Text)** : Permet à l'utilisateur de saisir une valeur.
- **Statique texte (Static Text)** : est généralement utilisée pour étiqueter les autres composants.
- **Liste de choix (pop-up menu)** : La liste de choix permet de sélectionner une valeur parmi une liste.
- **Menus contextuels (List Box)** : pour afficher une liste de choix lorsque vous cliquez sur la flèche.
- **Boutons bascule (toggle button)** : génèrent une action et indiquer, si elles sont activées ou désactivées.
- **Table** : utiliser pour créer un élément de tableau.
- **Axes** : permet d'afficher des graphismes, comme les graphiques et les images.
- **Panneau (Panel)** : permet d'organiser les composants GUI en groupes.
- **Bouton groupes (Button Group)** : rassembler des panneaux.
- **Composants ActiveX (ActiveX Control)** : vous permettent d'afficher contrôles ActiveX dans votre interface graphique.

10.2 Inspecteur de propriété (Property Inspector)

L'inspecteur de propriétés est appelé par Guide pour modifier les propriétés des objets d'interface graphique.

10.2.1 Fichier script

Contiennent des scripts ou des fonctions MATLAB pour programmer les réactions de l'interface aux commandes de l'utilisateur.

10.2.2 Alignement d'objet

Permet de positionner des objets par rapport à l'autre et ajuster l'espacement entre les objets sélectionnés.

10.2.3 Éditeur menu

Permet de créer des menus.

10.2.4 Handle

Les objets étant créés lors de la constitution de l'interface, ou dynamiquement durant l'exécution, on leur associe lors de la création un identificateur unique, qu'on appelle le handle et qui permet de les manipuler.

11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents éléments de notre applications. Nous avons divisé ce chapitre en trois parties. La première partie est consacrée à la description de la station de pression PUP-4. La deuxième partie nous avons décrit la carte d'acquisition LabJack et ses différentes fonctions sous MATLAB. Par ailleurs, pour exploiter la station et la carte LabJack pour la réalisation d'une boucle de régulation de pression il faut adapter tous les signaux. Ce qui nous a poussé à utiliser des composants électroniques pour réaliser les circuits d'adaptations. Concernent la troisième partie elle a été dédié a la une présentation de l'environnement de programmation Guide MATLAB.

Simulations et résultats expérimentaux

1 Introduction

Ce chapitre concerne la partie application de notre travail, où nous avons exploité les connaissances acquises dans les chapitres précédents pour identifier et implémenter des régulateurs (PI et PI^λ) pour la station de pression PUP-4/EV .

Cette étude a pour but, de réguler la pression à une valeur bien déterminée. Notre objectif est de trouver, la meilleure commande qui réponde à un cahier des charges imposé.

2 Caractéristique statique du processus

Pour déterminer la zone linéaire, il faut tracer la caractéristique statique $X = f(Y)$ du processus.

Dans notre cas l'entrée est la tension délivrée par une alimentation continue réglable de ($0V \sim 10V$) appliquée sur une vanne proportionnelle, la sortie est la tension délivrée par le capteur de pression. Les résultats obtenus sont représentés dans le tableau (4.1)

La tension D'entrée(V)	0	1	2	3	4	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5
Pression(V)	0	0.31	0.33	0.36	0.44	0.56	0.66	0.87	1.22	2.04	3.06	4.32	5.61	6.95	8.51

TABLE 4.1 – Caractéristique statique du processus.

Figure (4.1) la courbe montre que le système est non linéaire (contient des zones linéaires). Nous choisissons la zone linéaire comprise entre ($2V \sim 7V$).

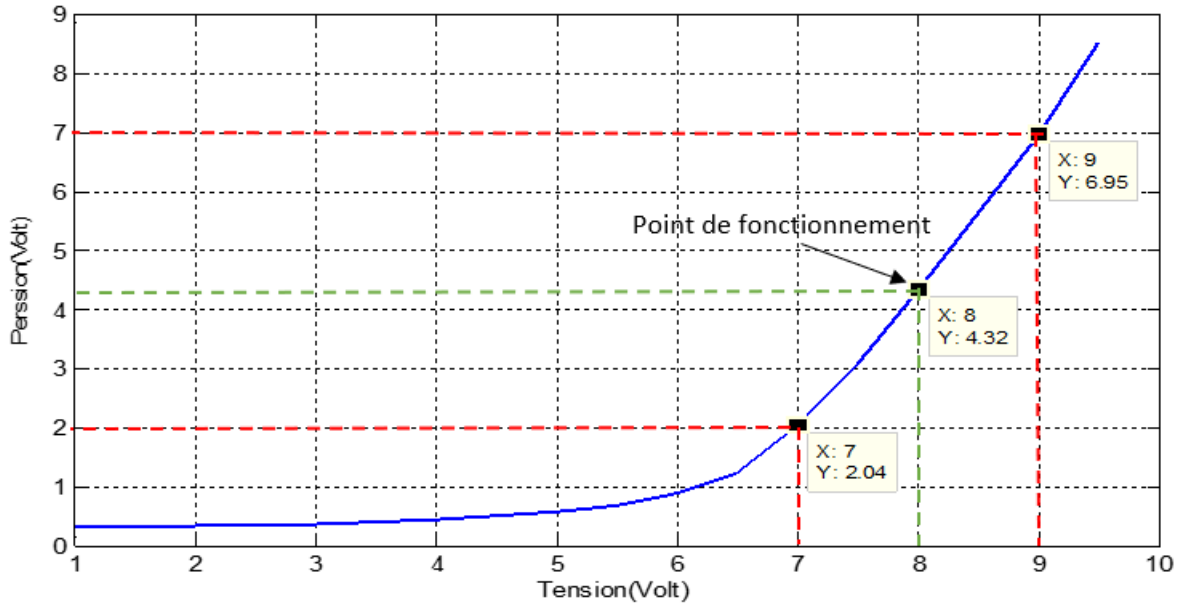


FIGURE 4.1 – Le tracé de la caractéristique statique.

3 Identification des paramètres du modèle

Une fois que nous avons choisi une zone linéaire, nous choisissons ensuite un point de fonctionnement dans cette zone, par exemple 8V et nous faisons une augmentation de cette tension. Dans notre cas nous l'augmentons jusqu'à 9.6V comme le montre la (figure 4.2).

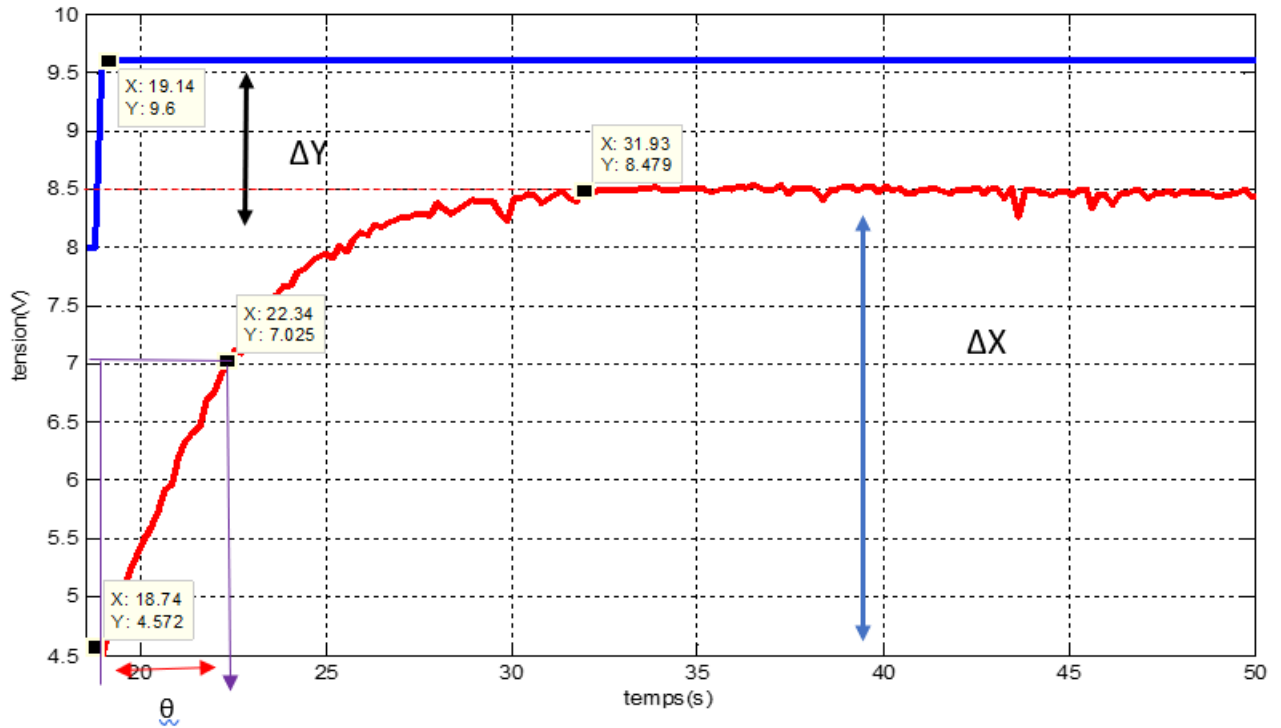


FIGURE 4.2 – Identification des paramètres du modèle.

La courbe obtenue est la réponse d'un système stable du 1^{er} ordre sans retard, pour obtenir sa fonction de transfert, nous utilisons la méthode d'identification du modèle de 1^{er} ordre présentée au chapitre 1.

$$G(p) = \frac{G_s}{1 + \theta p} \quad (4.1)$$

$$G_s = \frac{\Delta X}{\Delta Y} = \frac{8.5 - 4.5}{9.6 - 8} = 2.5 \quad (4.2)$$

$$\theta = 22.43 - 18.93 = 3.5 \text{ s} \quad (4.3)$$

Donc la fonction de transfert du système est comme suit :

$$G(p) = \frac{2.5}{1 + 3.5p} \quad (4.4)$$

4 Paramètres du PI classique et du PI^λ

4.1 Régulateur PI classique

Nous avons vu au chapitre 1 de nombreuses méthodes pour déterminer les paramètres du régulateur PI.

4.1.1 Méthode du modèle de référence

Nous fixons $\theta_d = 6$ s (constante de temps désiré en boucle fermée)
Pour un PI parallèle nous avons :

$$G_r = \frac{1}{G_s} \frac{\theta}{\theta_d} \quad (4.5)$$

$$T_i = \theta_d G_s \quad (4.6)$$

Avec cette méthode nous trouvons : $G_r = 0.2$, $T_i = 0.25 \text{min} = 15 \text{s}$

4.2 Régulateur d'ordre fractionnaire PI^λ

Notre système est du 1^{er} ordre.

$$G(p) = \frac{2.5}{1 + 3.5p} \quad (4.7)$$

Le régulateur $C(p)$ utilisé dans ce cas est un régulateur PI^λ d'ordre fractionnaire.

Pour identifier les paramètres du régulateur PI^λ d'ordre fractionnaire nous avons utilisé la méthode de réglage proposée au chapitre 2.

Le système projeté doit garantir les spécifications suivantes :

- Un dépassement de 4 %, et une marge de phase $\varphi_m = 80$ degré
- Fréquence du gain unité $\omega_u = 0.22$ rad/s.

Le modèle de référence qui répond à ces spécifications est donné par :

$$G_d(p) = \frac{1}{1 + \left(\frac{p}{0.22}\right)^{1.105}} \quad (4.8)$$

La fonction de transfert du régulateur d'ordre fractionnaire est donnée par :

$$C(p) = 0.25 + \frac{0.095}{p^{1.03}} \quad (4.9)$$

La figure (4.3) montre le tracé de Bode de l'intégrateur d'ordre 0.03, nous remarquons que les deux courbes sont superposées à l'intérieur de la bande de d'approximation $[10^{-2} 10^2]$.

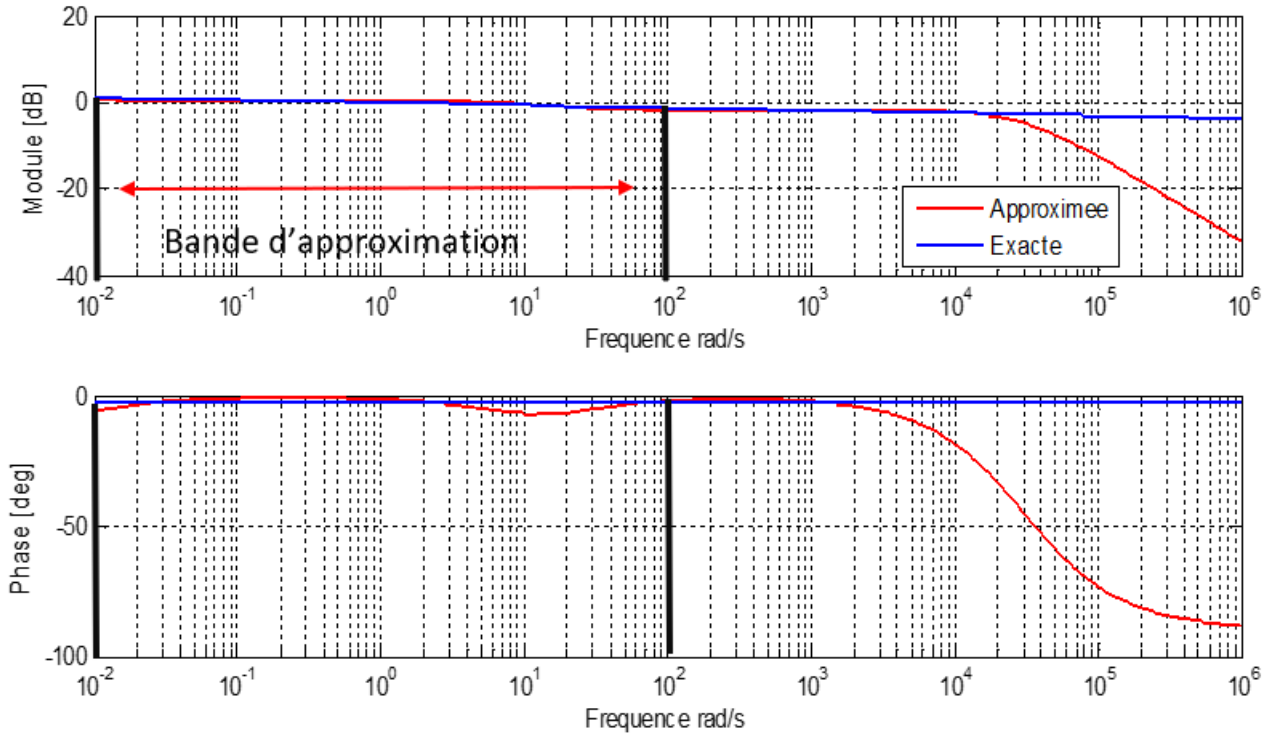


FIGURE 4.3 – Diagramme de Bode de l'intégrateur exact et approximé .

Pour l'implémentation du régulateur PI^λ d'ordre fractionnaire, la méthode de Charef proposée dans le (chapitre 2) a été utilisé dans une bande de fréquence $[10^{-2} 10^2]$. Alors, la fonction irrationnelle de l'équation (4.9) est approximée par une fonction rationnelle donné comme suit :

$$C(p) = 0.25 + \frac{0.095}{p} \left\{ 1.3235 \frac{\prod_{i=0}^1 \left(1 + \frac{p}{0.0052(2.7317 \cdot 10^3)^i} \right)}{\prod_{i=0}^2 \left(1 + \frac{p}{0.0041(2.7317 \cdot 10^3)^i} \right)} \right\} \quad (4.10)$$

Donc, nous pouvons écrire l'équation (4.10) comme suit :

$$C(p) = \frac{1.355 \cdot 10^5 p^4 + 1.123 \cdot 10^{13} p^3 + 3.409 \cdot 10^{17} p^2 + 3.964 \cdot 10^{18} p + 2.519 \cdot 10^{18}}{5.419 \cdot 10^{05} p^4 + 4.493 \cdot 10^{13} p^3 + 1.363 \cdot 10^{18} p^2 + 1.514 \cdot 10^{19} p} \quad (4.11)$$

Nous remarquons que le degré de numérateur et de dénominateur égale à 4, nous allons réduire le degré de $C(p)$ en utilisant les valeurs singulières de Hankel. La fonction de transfert (4.11) devient :

$$C(p) = \frac{0.2468p + 0.1664}{p - 2.449 \cdot 10^{-20}} \quad (4.12)$$

La transformée en Z de $C(p)$ s'écrit de la forme suivante :

$$C(z) = \frac{0.2468z - 0.2452}{z - 1} \quad (4.13)$$

La loi de commande s'écrit comme suit :

$$Y(k) = Y(k - 1) + 0.25 \varepsilon(k - 1) - 0.24\varepsilon(k) \quad (4.14)$$

5 Stabilité du système

5.1 Tracé de Bode

Le tracé de Bode est utilisé pour visualiser la marge de gain, la marge de phase et étudier la stabilité du système.

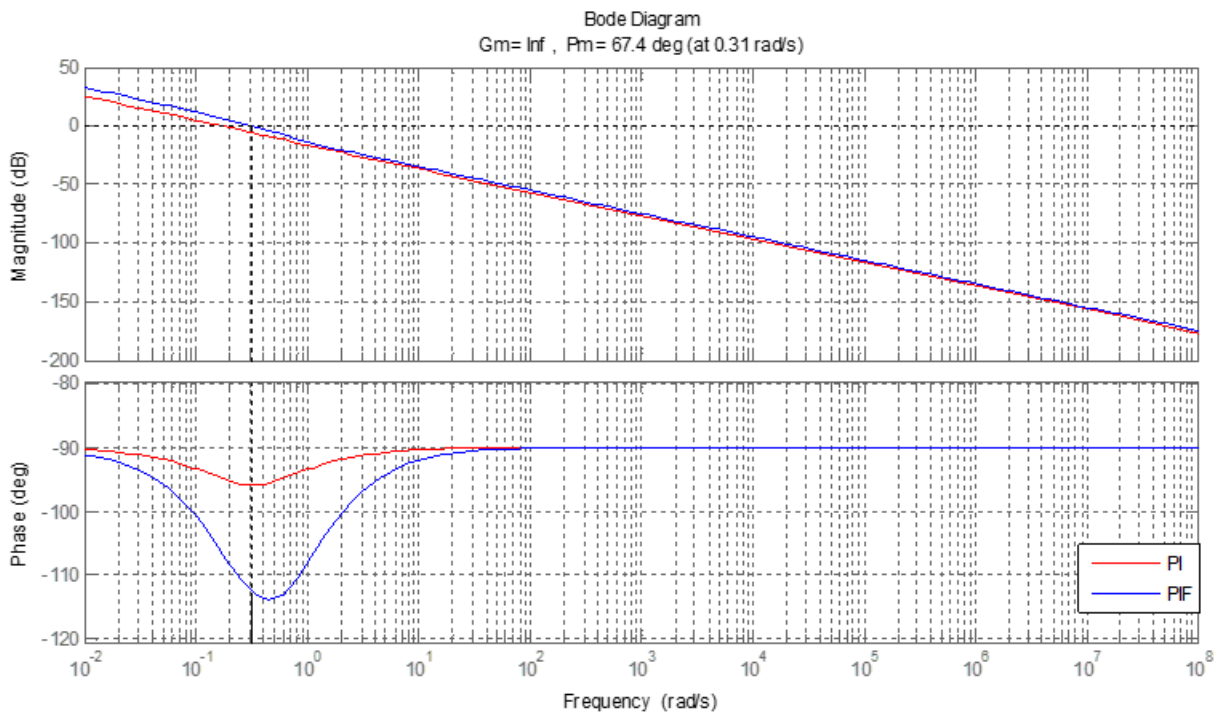


FIGURE 4.4 – Diagramme de Bode de $C(p)G(p)$.

D'après la figure (4.4) nous concluons les deux systèmes sont stables.

6 Simulation MatLab

6.1 Régulateur PI

Pour vérifier les performances du système, nous réalisons le schéma de simulation suivant :

a. schéma simulink

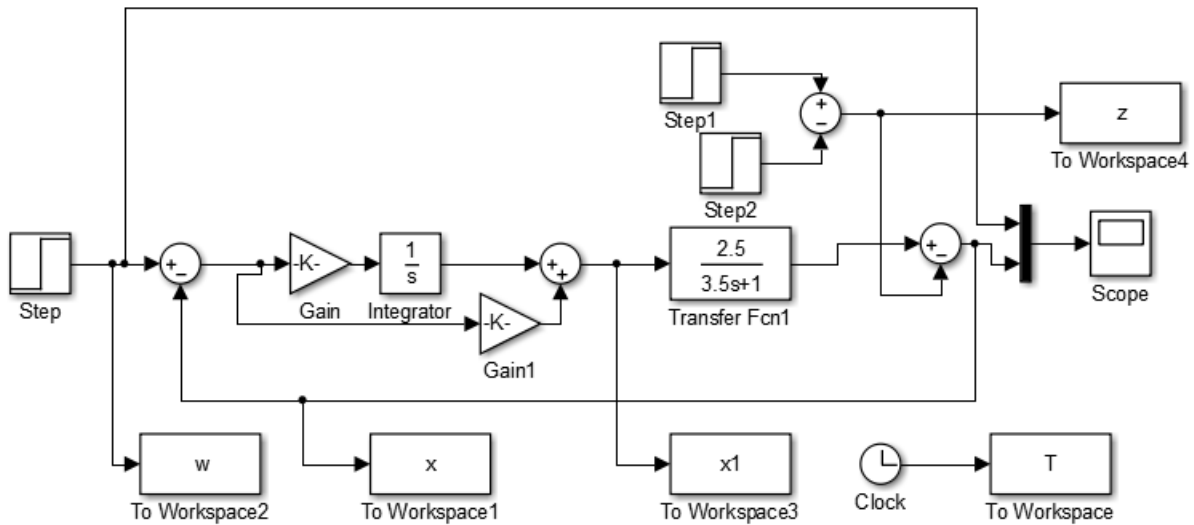


FIGURE 4.5 – Schéma Simulink du régulateur *PI*.

b. Test pour un créneau de perturbation

Nous avons appliqué une perturbation créneau qui dure 15 s à l'instant $t = 50$ s. Nous observons que le régulateur a rejeté cette perturbation approximativement après 30 s.

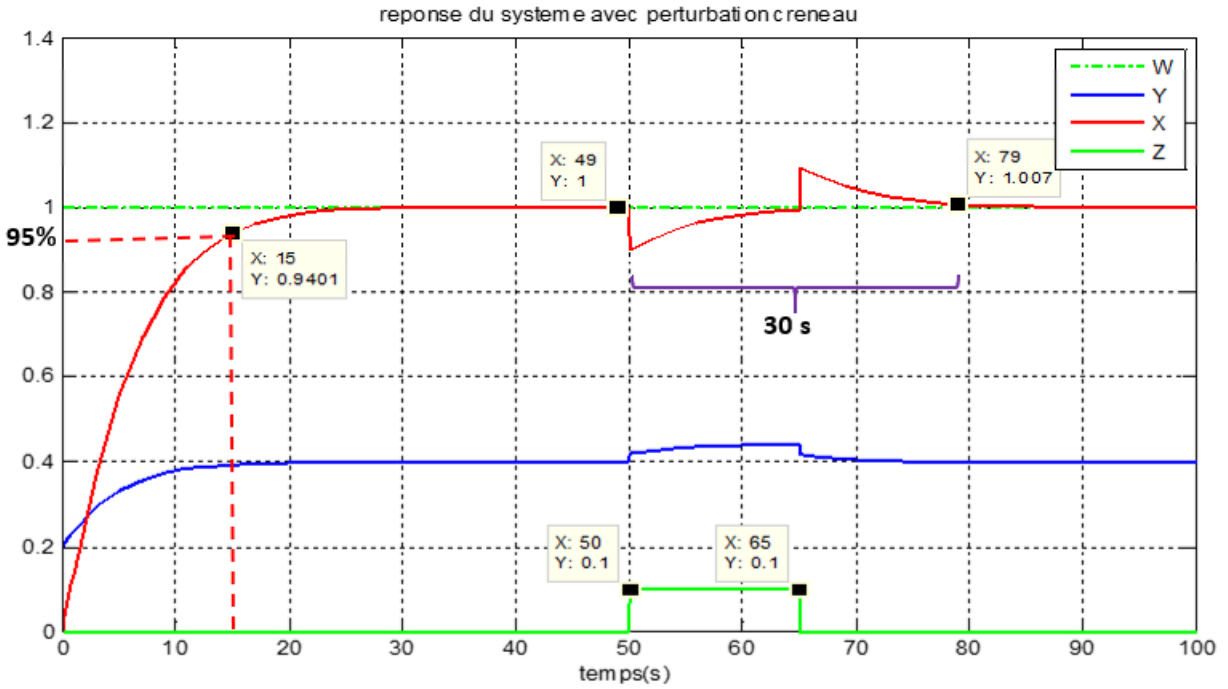


FIGURE 4.6 – Réponse du système commandé par PI avec perturbation.

c. Test de perturbation permanente

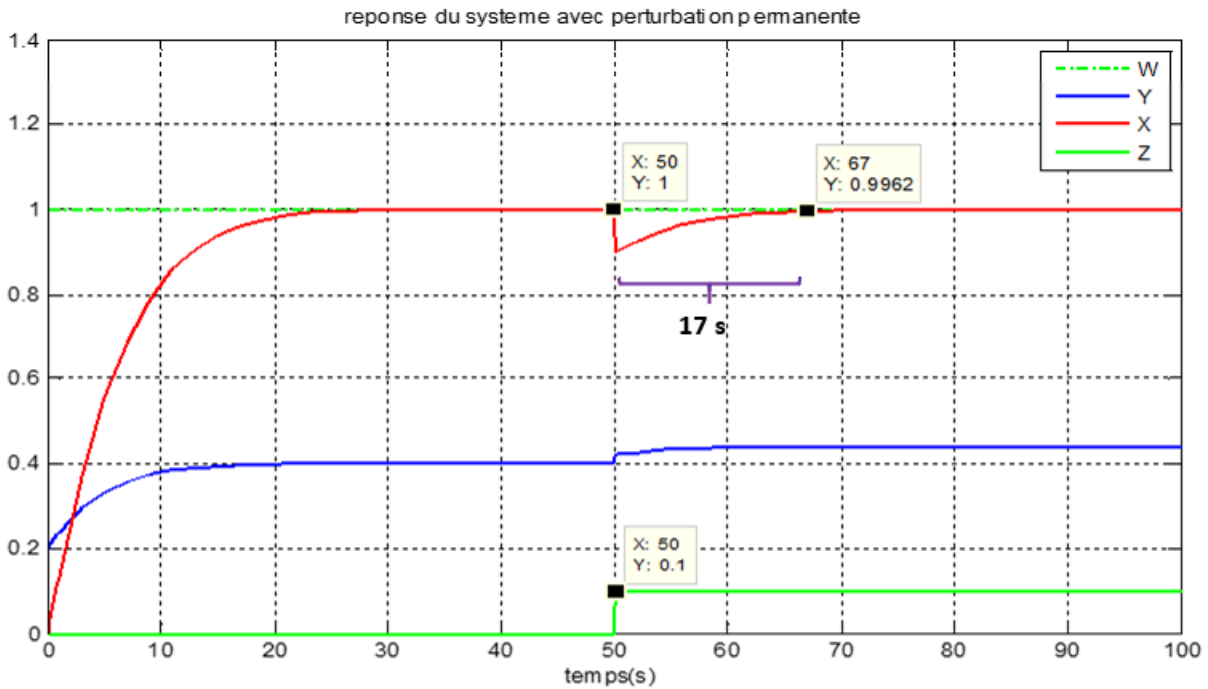


FIGURE 4.7 – Réponse du système commandé par PI avec perturbation permanente.

Nous avons appliquée une perturbation permanente à l'instant $t = 50$ s. Nous observons que le régulateur a rejeté cette perturbation approximativement après 17 s.

d. Test pour changement de consigne

Nous observons que la mesure suit convenablement les différentes variations de la consigne.

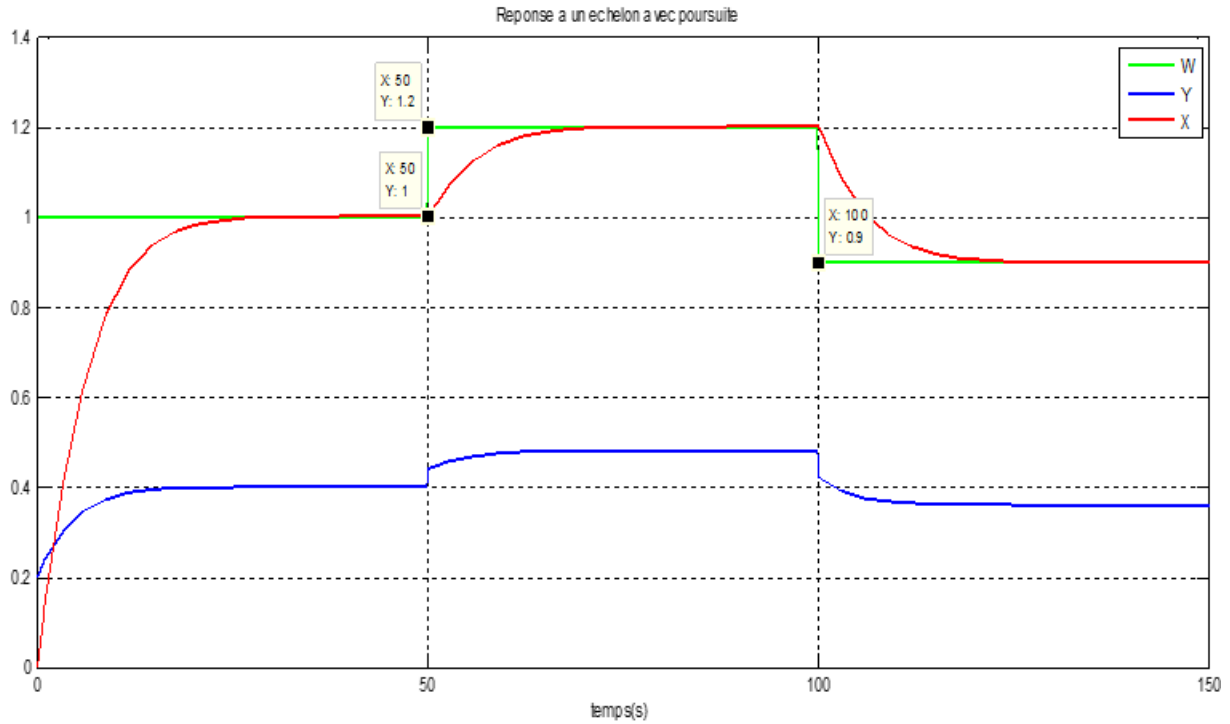


FIGURE 4.8 – Réponse du système commandé par PI (poursuite).

6.2 Régulateur PI d'ordre fractionnaire

a. Schéma bloc

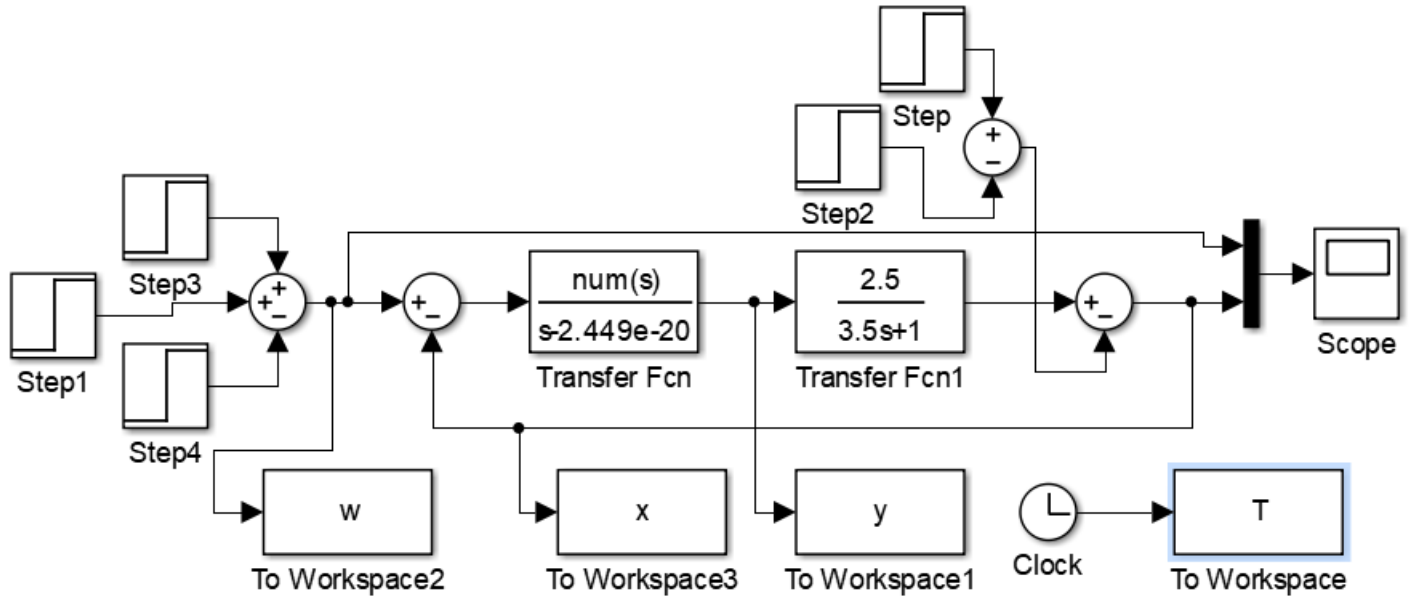


FIGURE 4.9 – Schéma Simulink du régulateur fractionnaire.

b. Test de robustesse

Pour tester la robustesse des deux régulateurs, nous allons effectuer des variations paramétriques de $\pm 50\%$ du gain statique G_s et de la constante de temps θ .

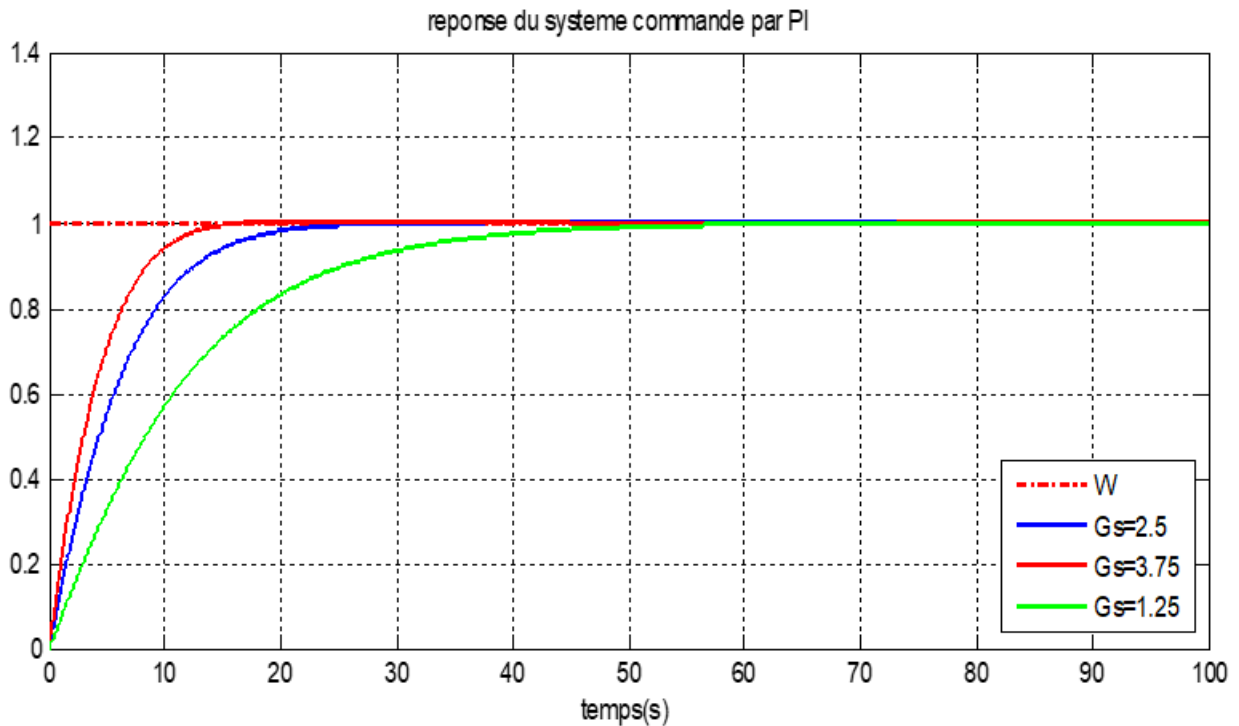


FIGURE 4.10 – Réponse du système commandé par PI avec une variation du gain statique.

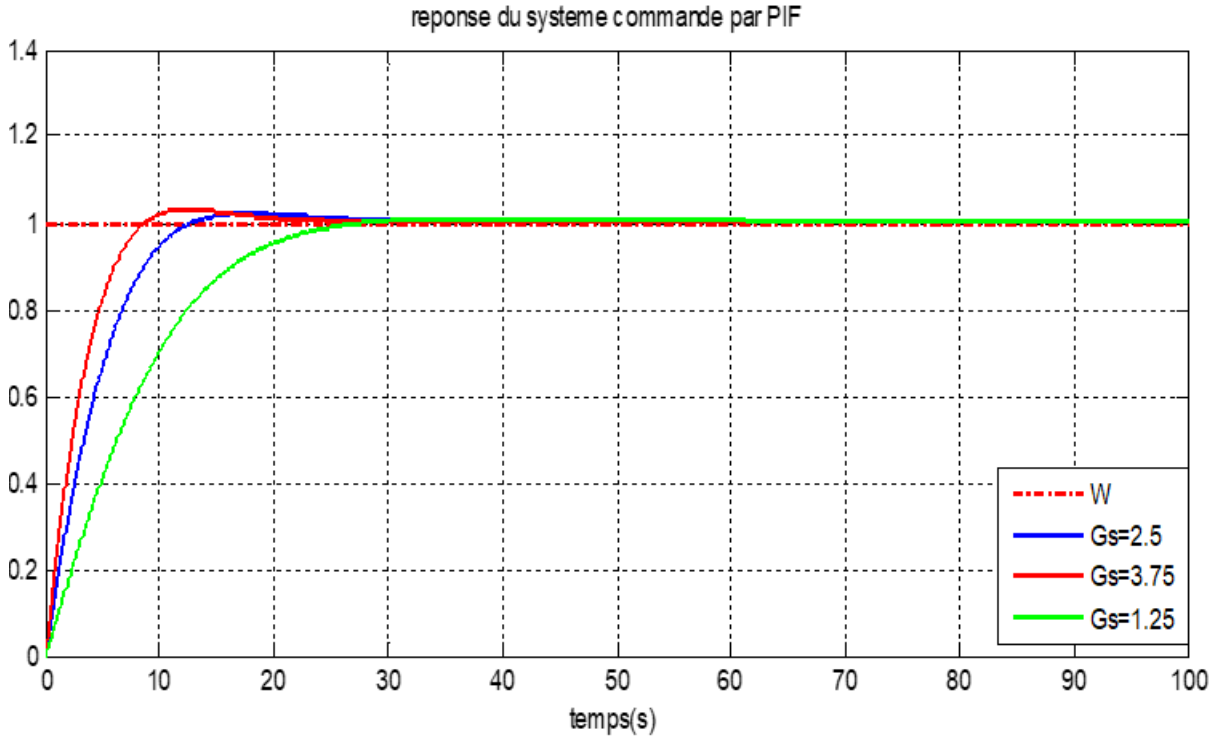


FIGURE 4.11 – Réponse du système commandé par PI^λ avec une variation du gain statique.

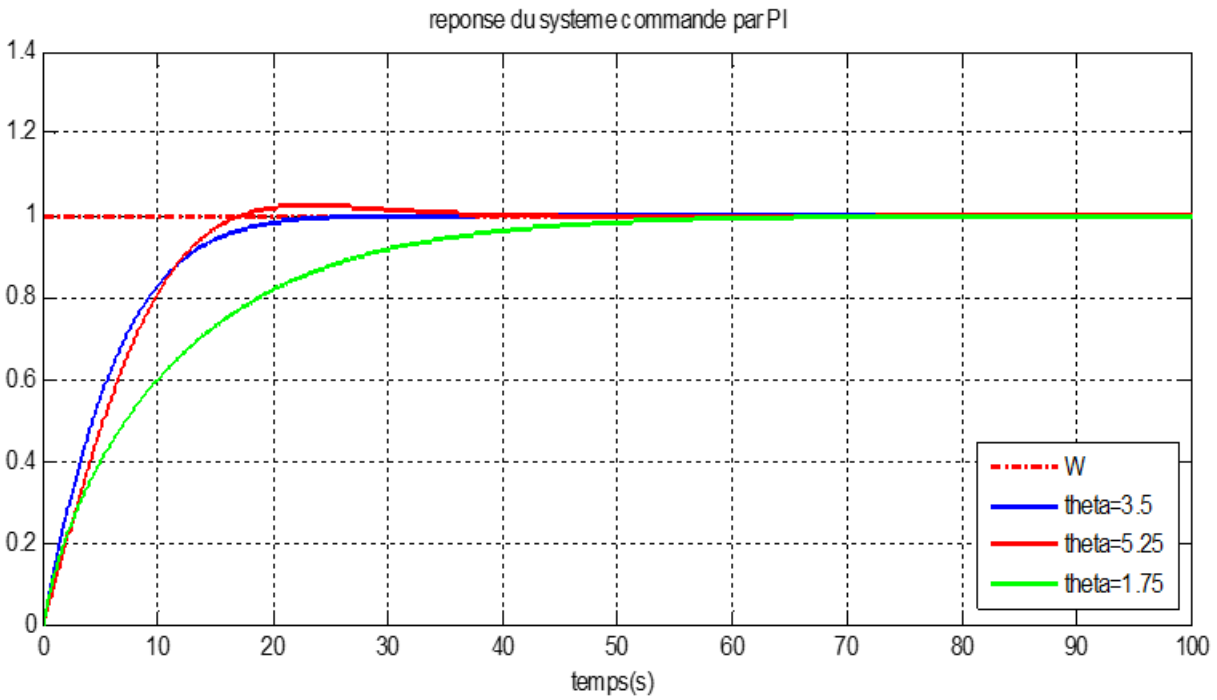


FIGURE 4.12 – Réponse du système commandé par PI avec une variation de la constante de temps.

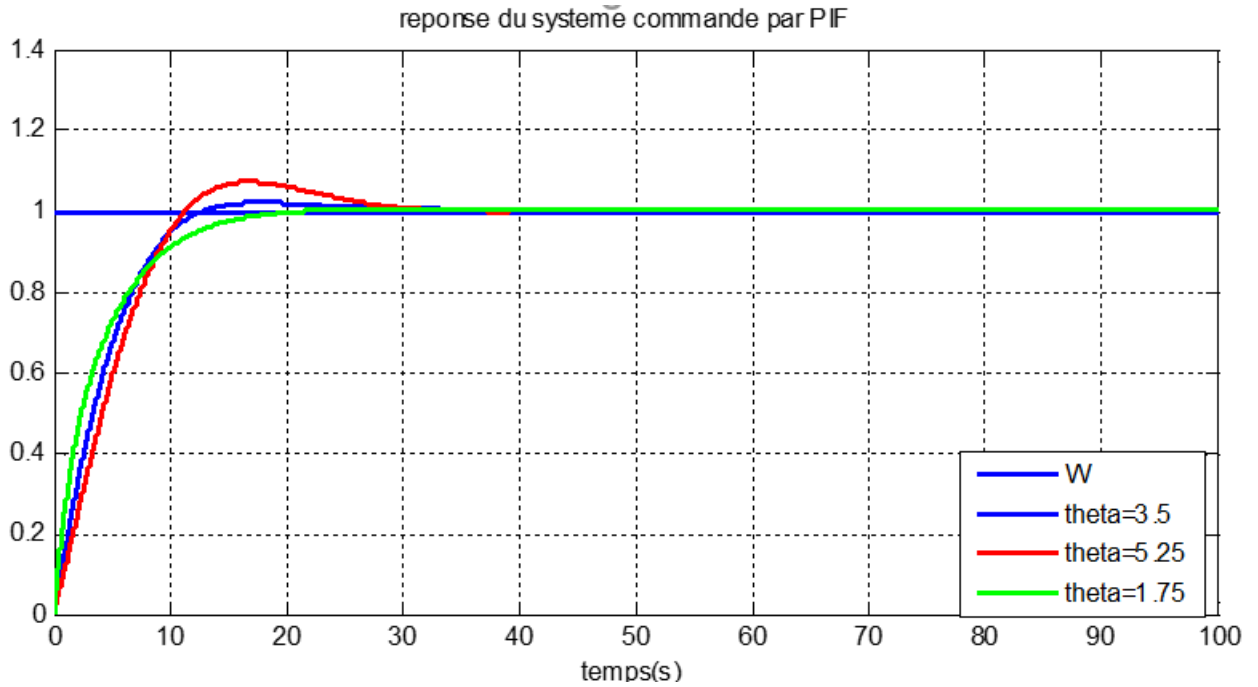


FIGURE 4.13 – Réponse du système commandé par PI^λ avec une variation de la constante de temps.

Les figures (4.10), (4.11), (4.12) et (4.13) montrent les différentes réponses. Nous constatons que les réponses du système commandé par PI fractionnaire présentent moins de variations par rapport au changement paramétriques. Nous pouvons dire que le régulateur PI^λ fournit une meilleure robustesse.

c. Test pour un créneau de perturbation

Nous avons appliqué une perturbation créneau qui dure 15 s à l'instant $t = 50$ s. Nous observons que le régulateur a rejeté cette perturbation approximativement après 27 s.

Tandis que le PI classique a pris 30 s.

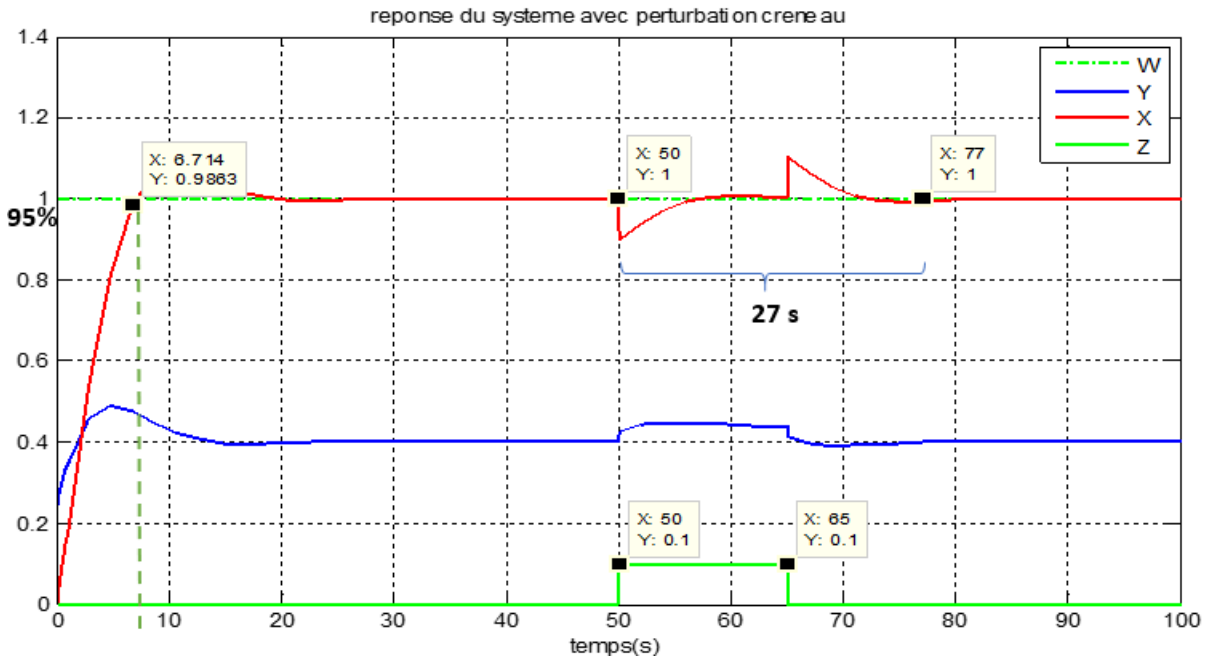


FIGURE 4.14 – Réponse du système commandé par PI^λ avec perturbation.

d. Test de perturbation permanente

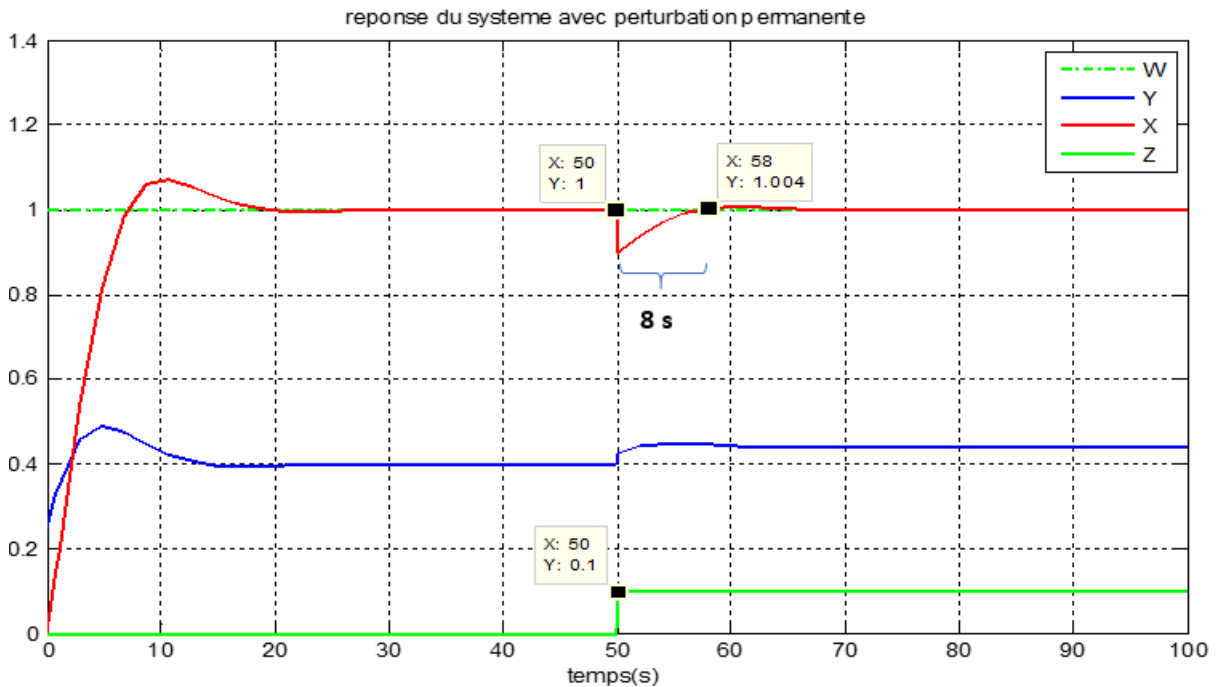


FIGURE 4.15 – Réponse du système commandé par PI^λ avec perturbation.

Nous avons appliqué une perturbation permanente à l’instant $t = 50s$. Nous observons que le régulateur PI^λ a rejeté cette perturbation approximativement après 8 s.

Alors que le PI classique a pris 17 s.

e. Test pour changement de consigne

Nous observons que la mesure suit convenablement les différentes variations de la consigne.

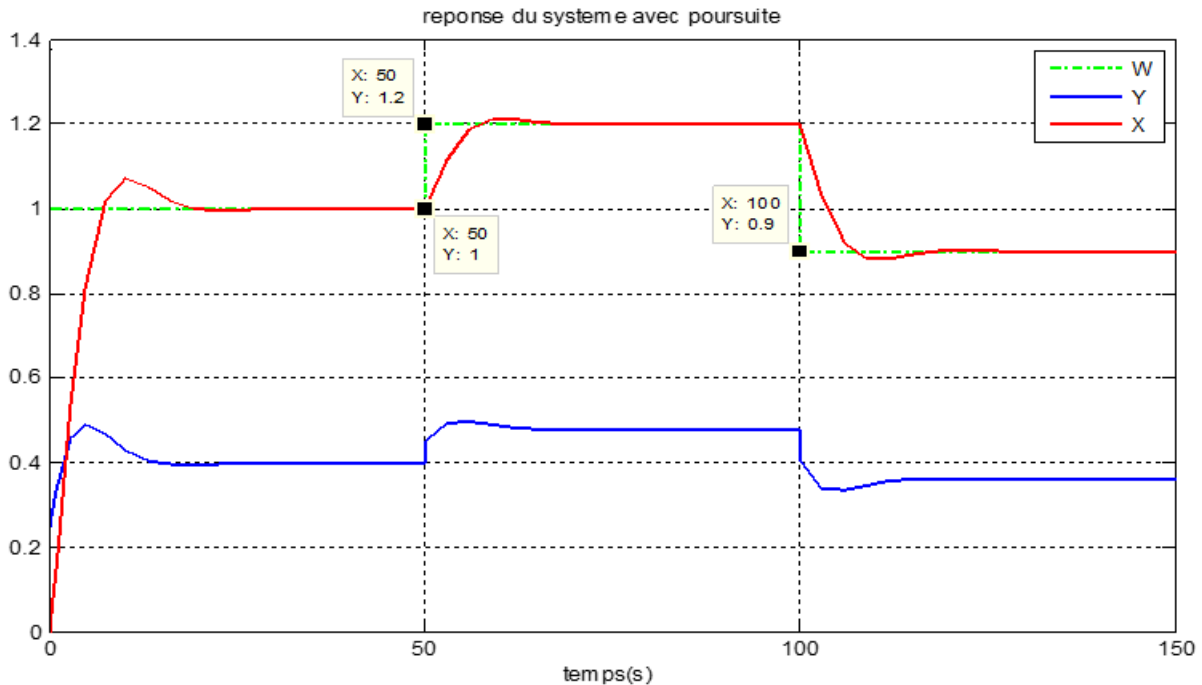


FIGURE 4.16 – Réponse du système commandé par PI^λ (poursuite).

7 Plateforme de commande (MatLab GUI)

La plate forme que nous avons réalisé est conçu pour fait apparaitre toutes les commandes et les mesures possible.

1. Réglage des paramètres de PI choix de la consigne et période d'échantillonnage T_e .
2. Visualisations des différents signaux.
3. Les différents structure (Identification, PI parallèle, PI^λ d'ordre fractionnaire).
4. Dans cette partie, nous offrons la possibilité de visualiser les signaux d'entrées et de sorties de la carte d'acquisition(DAC 0, FIO 3).
5. Enregistrement des données à la fin d'acquisition.
6. sélection du filtre.

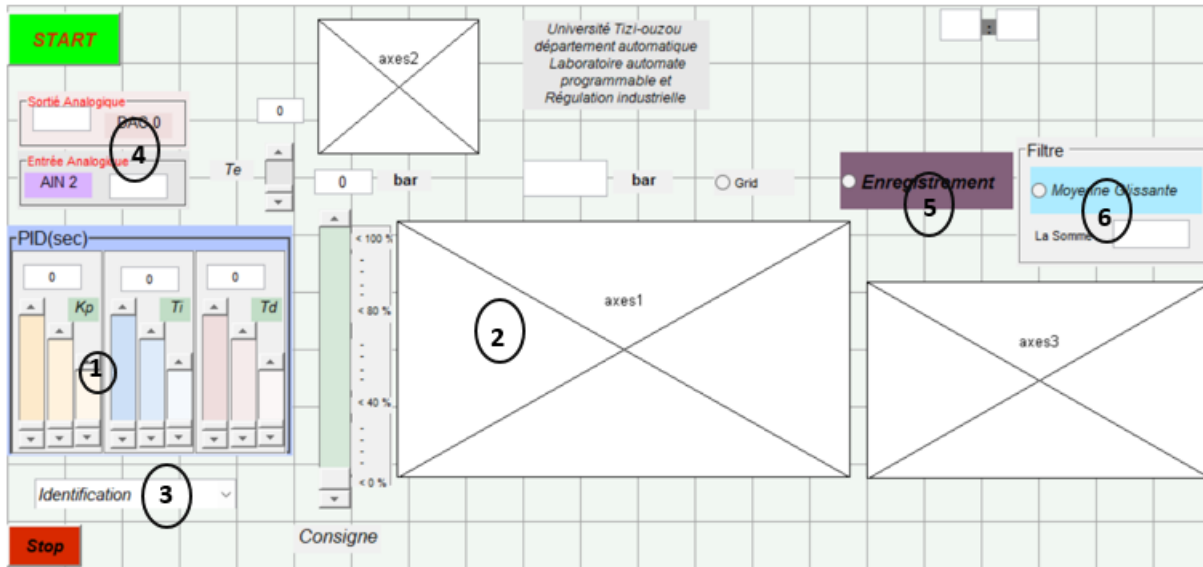


FIGURE 4.17 – Interface de commande avant l’acquisition.

8 Résultats expérimentaux

8.1 PI classique

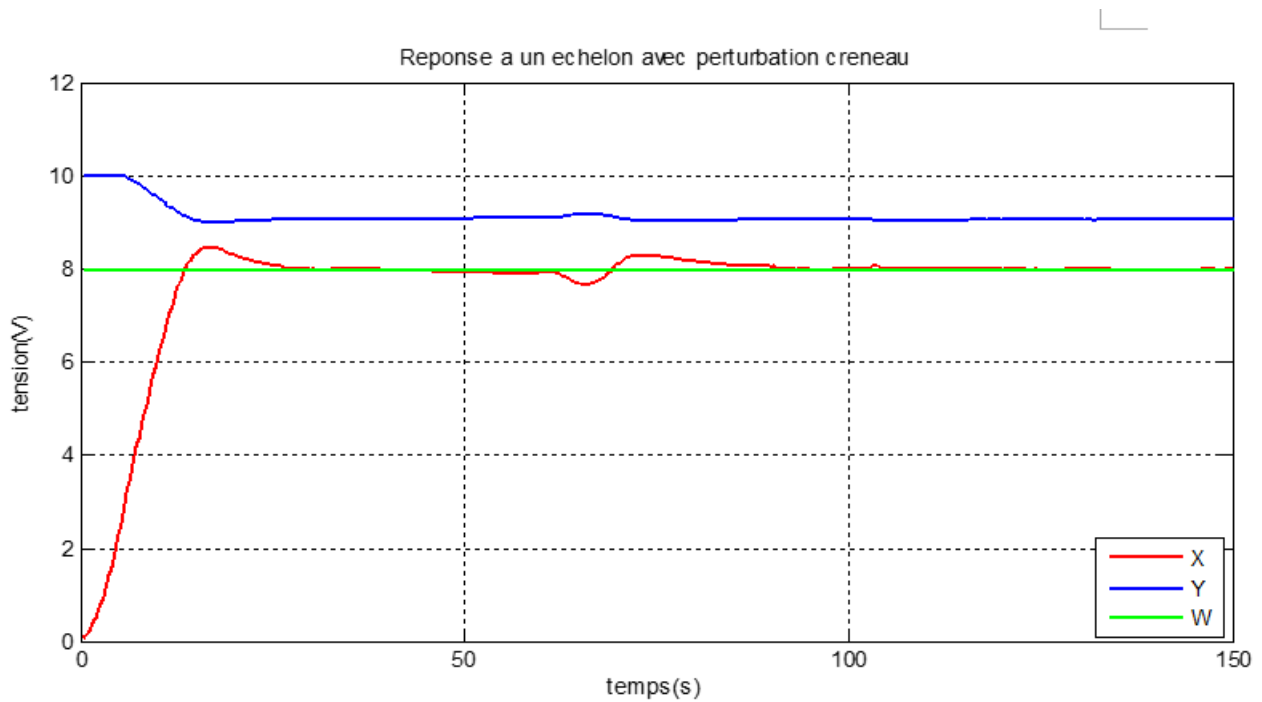


FIGURE 4.18 – Réponse à un échelon avec perturbation créneau.

A la figure (4.18), nous avons appliqué une perturbation à l'instant $t \simeq 60$ s pendant 3 s (ouverture de la vanne manuelle à 10 %). Nous remarquons que le signal de commande augmente pour fermer un petit peu la vanne proportionnelle afin de compenser la perturbation. Selon la figure la perturbation est rejetée après 28 s.

A l'instant $t = 72$ s nous remarquons un dépassement $d\hat{u}$ à la fermeture brusque de la vanne manuelle. Ensuite le signal de commande a diminué pour ouvrir la vanne proportionnelle pour évacuer ce surplus.

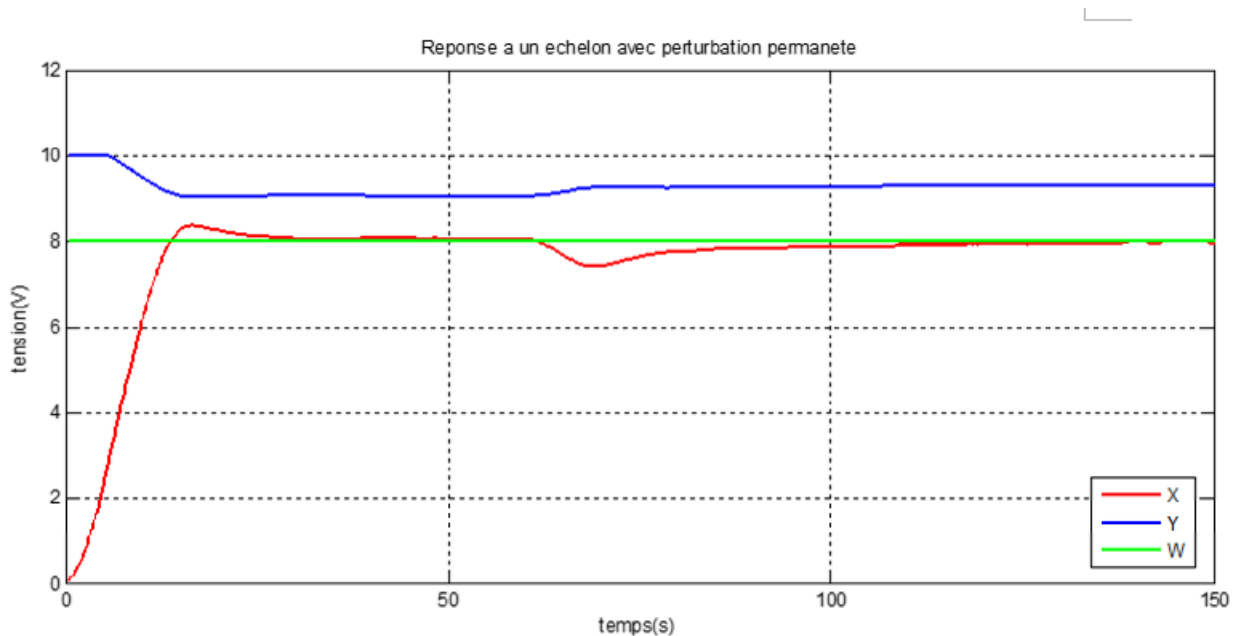


FIGURE 4.19 – Réponse du système avec perturbation permanent.

A la figure (4.19) nous remarquons que le régulateur PI a compensé la perturbation permanente (ouverture à 10 % de la vanne manuelle) appliquée à l'instant $t \simeq 62$ s, sachant qu'il a pris 40 s pour ramener la mesure à la consigne imposée.

Poursuite

selon la figure (4.20) le signal de commande est à 100 %, cela veut dire que la vanne proportionnelle est complètement fermée. Nous remarquons que la commande change dès que la consigne change. Nous concluons que la mesure suit la consigne.

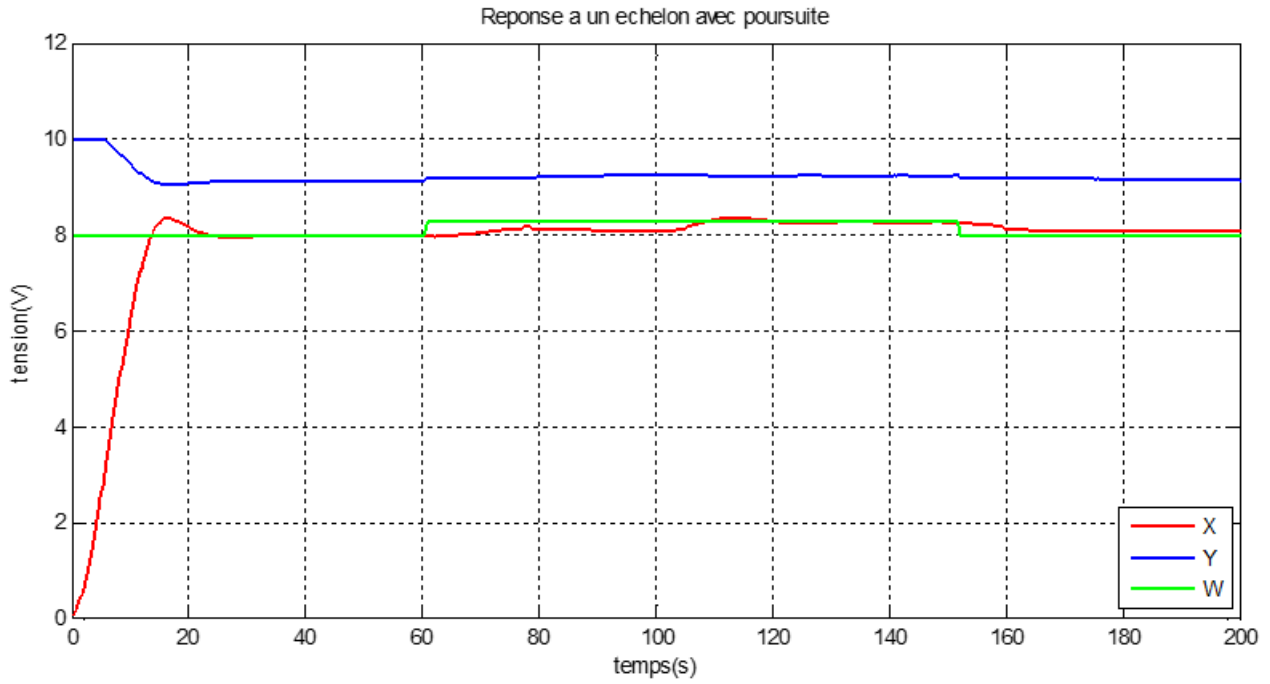


FIGURE 4.20 – Réponse à une poursuite de consigne.

8.2 PI^λ d'ordre fractionnaire

Perturbation

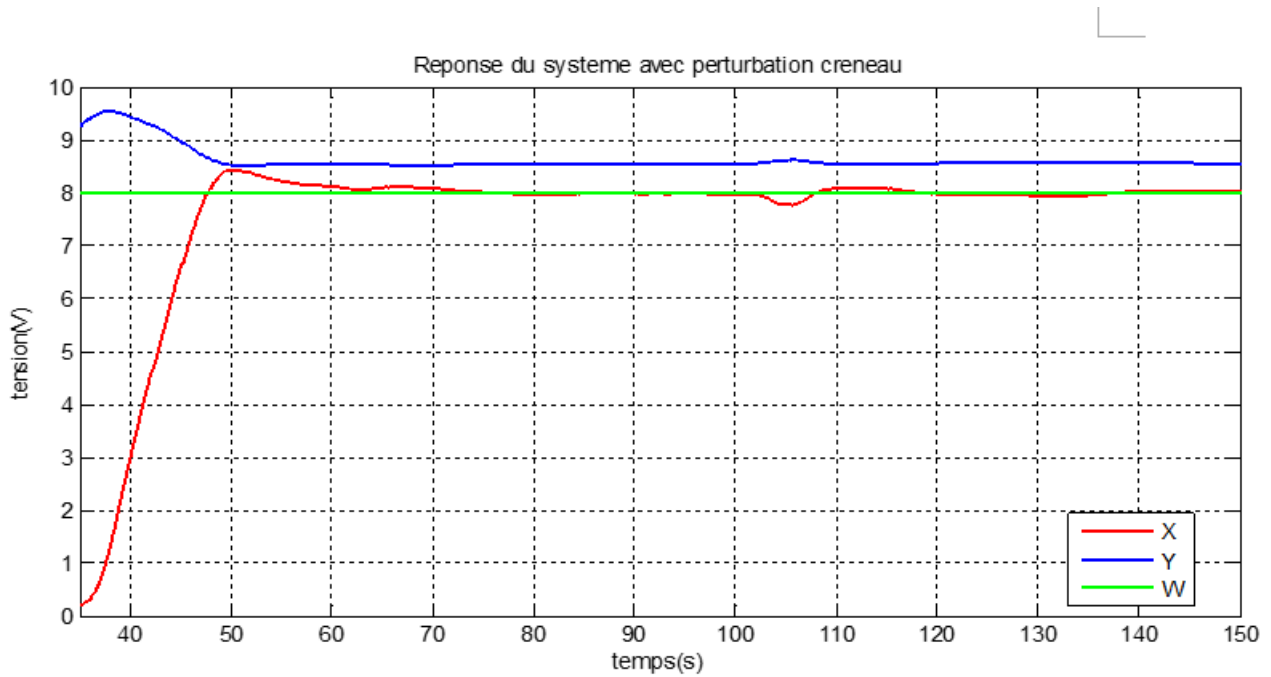


FIGURE 4.21 – Réponse du système commandé par PI^λ avec perturbation.

D'après la figure (4.21) et (4.22), nous remarquons que le régulateur d'ordre fractionnaire a rejeté la perturbation créneau appliquée à l'instant $t = 60$ s (ouverture de la vanne manuelle) après 19s et 15 s pour la perturbation permanente.

Nous notons un bon suivi.

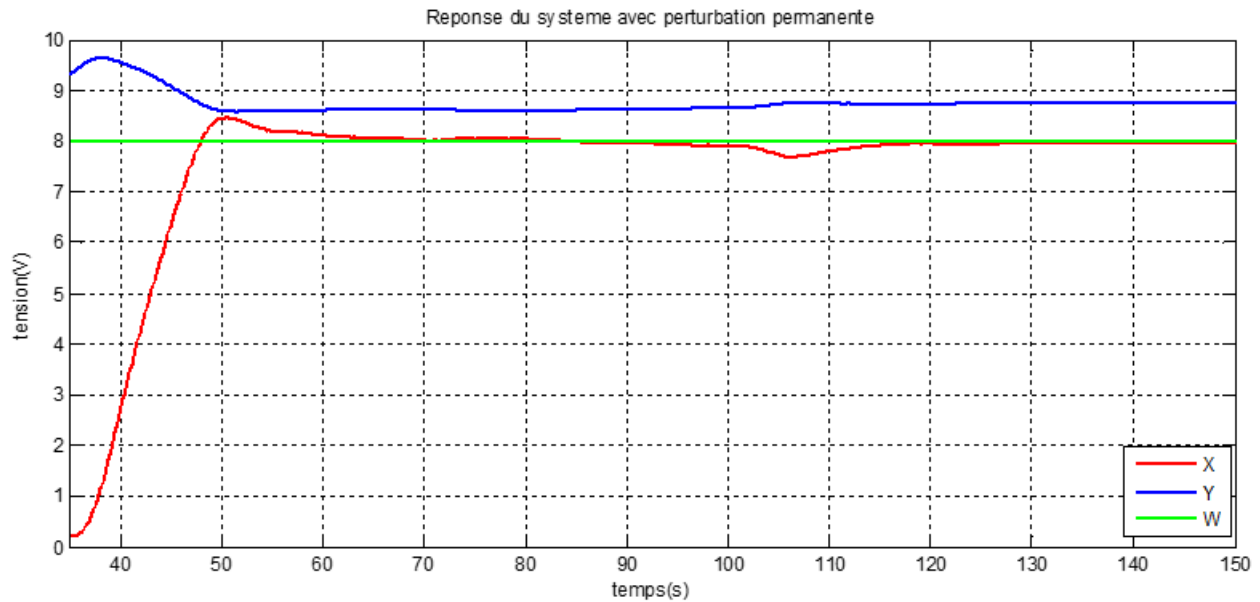


FIGURE 4.22 – Réponse du système commandé par PI^λ avec perturbation.

Poursuite

La figure (4.23) montre pour les différentes variations de la consigne nous remarquons que le signal de mesure suit la consigne pour chaque changement. Donc on note un bon suivi. Si nous faisons une comparaison entre les deux commandes (PI et PI^λ), nous constatons que la commande d'ordre fractionnaire rejette mieux les perturbations.

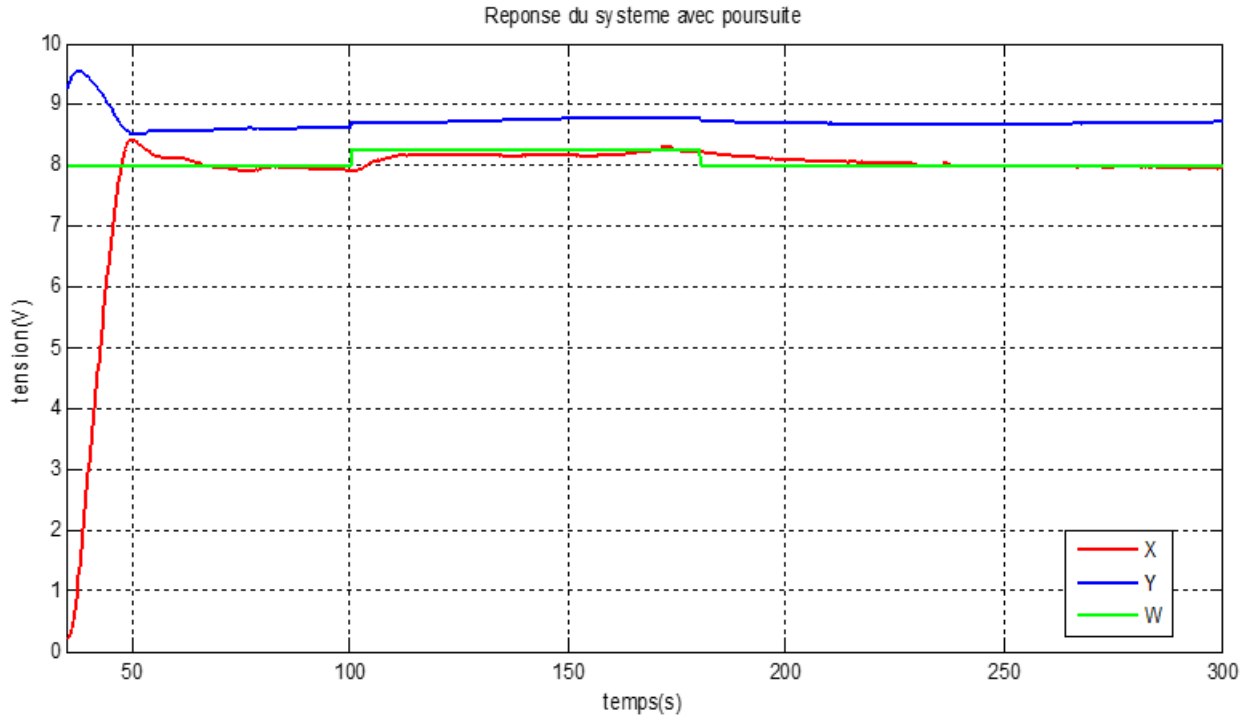


FIGURE 4.23 – Réponse à un échelon avec poursuite.

9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux méthodes de réglage PI classique et PI^λ d'ordre fractionnaire.

Par ailleurs, les différentes simulations et les résultats expérimentaux obtenus en utilisant la carte d'acquisition LabJack sous environnement MatLab ont été présentés.

En plus, une étude comparative pour les deux régulateurs a été faite, sachant que le régulateur d'ordre fractionnaire est plus compliqué à mettre en œuvre car nous avons besoin de beaucoup de connaissance sur la théorie des systèmes d'ordre fractionnaire.

Selon les résultats obtenus théoriquement et pratiquement nous avons remarqué que le PI^λ d'ordre fractionnaire offre les meilleures performances concernant la rapidité et le rejet des perturbations.

Conclusion et Perspectives

L'objectif de notre travail est de concevoir deux techniques de la régulation industrielles telles que la régulation PID classique et $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire pour commander la station de pression PUP-4/EV.

Après avoir identifié la station de pression autour du point de fonctionnement, nous avons déterminé les paramètres des deux régulateurs en utilisant les méthodes adéquates pour satisfaire le cahier des charges imposé. Une interface graphique développée sous environnement Guide MATLAB a été présentée.

La conception du régulateur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire est un domaine sans frontière. Ce mémoire couvre seulement quelques aspects sur les opérateurs d'ordres fractionnaire et une méthode de réglage des paramètres pour ce type de régulateur.

Par ailleurs, ce mémoire contient une étude comparative entre les simulations et les résultats expérimentaux de deux régulateurs à savoir PI classique et PI^λ fractionnaire. En outre, une conclusion a été présentée concernant les performances obtenus. Autrement dit, les résultats montrent l'intérêt de PI^λ fractionnaire pour le rejet des perturbations.

Les perspectives qu'ouvrent ces travaux de recherche sont, de notre point de vue, très importantes. En premier lieu, nous pouvons appliquer d'autres techniques de réglage du régulateur $PI^\lambda D^\mu$ afin d'obtenir celle qui donne les meilleures performances. En deuxième lieu, de nombreux travaux de recherche se font actuellement dans le domaine des régulateurs d'ordre fractionnaire, donc ce travail nous pousse à percer encore davantage dans ce précieux domaine.

En conclusion, ce travail a été bénéfique pour nous car nous a permis d'exploiter les connaissances déjà acquises durant notre cursus et de les concrétiser pratiquement, comme on a eu l'occasion de découvrir et d'utiliser les techniques d'acquisition et de traitement de

données grâce au logiciel Guide MATLAB et la carte d'acquisition LabJack-U3.

Enfin, nous espérons que nos efforts puissent servir à quelque chose et que ce mémoire soit un bon guide pour les promotions futures.

Bibliographie

- [1] P.PROUVOST, *"Instrumentation et régulation en 30 fiche"*. Dunod, Paris, 2010.
- [2] J.MARIE FLOUS, *"La régulation industrielle"*. Hermes, 2000.
- [3] A.BESANÇON-VODA, S.GENTIL, *"Régulateurs PID analogiques et numériques"*. Techniques de l'Ingénieur [R 7416].
- [4] C.SERMONDE, A.TOUSSAINT, *"Régulation"*. Nathan, 1994.
- [5] P.PROUVOST, *"Automatique Contrôle et régulation"*. 2004.
- [6] K. OLDHAM AND J. SPANIER, *"The fractional calculus"*. New York, USA : Academic Press, 1974.
- [7] I. PODLUBNY, *"Fractional differential equations"*. San Diego, USA : Academic Press, 1999.
- [8] A.OUSTALOUP, O. COIS AND L. LE LAY, *"Représentation et identification par modèle nonbentier"*. Paris, France : Edition Hermès, 2005.
- [9] A.CHAREF, "ANALOGUE REALISATION OF FRACTIONAL-ORDER INTEGRATOR, DIFFERENTIATOR AND FRACTIONAL $PI^\lambda D^\mu$ CONTROLLER". IEE Proc Control Theory Appl. Vol. 153, 6 November 2006.
- [10] I.PODLUBNY, "FRACTIONAL ORDER SYSTEMS AND $PI^\lambda D^\mu$ CONTROLLERS". IEEE Transactions on Control, 1999.
- [11] B.M.VINAGRE, Y.Q.CHEN ET I.PETRAS, "TWO MÉTHODS FOR DIRECT DISCRETISATION OF FRACTIONAL-ORDER DIFFERENTIATOR/INTEGRATOR". Automatica, Elsevier Journal, 2001.
- [12] N.FERGANI AND A.CHAREF, "PROCESS STEP RESPONSE BASED FRACTIONAL $PI^\lambda D^\mu$ CONTROLLER PARAMETERS TUNING FOR DESIRED CLOSED LOOP RESPONSE". International Journal of Systems Science, online first, 2014.
- [13] Data sheet Labjack.

[14] Documents, le logiciel Matlab.

Logiciel utilisé Matlab 2013.