

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou



Faculté De Génie Electrique Et d'Informatique
DEPARTEMENT D'AUTOMATIQUE

**Mémoire de Fin d'Etude
de MASTER ACADEMIQUE**
Spécialité : **commande des systèmes**

Présenté par
KHELIFA Amar Akli
MOKRANI Noual

Mémoire dirigé par M. ALLAD Mourad

Thème

**Etude et Implémentation d'une Plate Forme
de Régulation (PID, PFC Commande
Prédictive Fonctionnelle) de la Station de
Niveau PUL-2/EV Sous Environnement
MATLAB**

Mémoire soutenu publiquement le 23 Septembre 2014 devant le jury composé de :

M BEN SIDHOUM

Grade, Lieu d'exercice, Président

M Mourad ALLAD

Grade, Lieu d'exercice, Rapporteur

M Moussa CHARIF

Grade, Lieu d'exercice, Examineur

M Rezki HADDOUCHE

Grade, Lieu d'exercice, Examineur

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à exprimer nos sincères remerciements à notre promoteur Monsieur **Mourad ALLAD**, qui a accepté de nous encadrer et guider notre travail jusqu'à la réalisation de ce mémoire. Qu'il trouve ici, le témoignage de notre profonde gratitude et notre reconnaissance pour les conseils qu'il n'a cessé de nous prodiguer et pour la confiance qu'il nous a accordé en acceptant de diriger ce mémoire.

Nos vifs remerciements vont à monsieur **BENSIDHOUM**, qui a bien voulu présider le jury, et accepter de nous faire honneur de juger ce présent mémoire.

Nous remercions également monsieur **Moussa CHARIF**, d'avoir accepté d'examiner notre travail.

Nous remercions également monsieur **HADDOUCHE Rezki**, d'avoir accepté d'examiner notre travail.

Nous remercions également tous les enseignants du département d'Automatique.

Enfin, nous remercions aussi tous nos amis et collègues.

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail

✚ *A mes chers parents,*

✚ *A mes chers frères (Lyes, Sofiane, Redwane),*

✚ *A ma cher unique sœur (Zohra),*

✚ *A mon Binôme (Ammar),*

✚ *A tous mes Amis (Farida, Horia, Zahia, Lynda...),*

Noual Mokrani

Dédicaces

Je dédie ce mémoire à tous ceux qui me sont chers.

Je tiens en tout premier lieu à remercier mes chers parents pour m'avoir toujours encouragé à poursuivre mes études et m'avoir permis d'arriver là où j'en suis, qu'ils trouvent aujourd'hui dans ce travail le témoignage de mon profond attachement.

Je dédie ce mémoire :

- ❖ *A tous mes frères et mes sœurs.*
- ❖ *A mon Binôme*
- ❖ *A tous mes amis.*

KHELIFA Amar Akli

Nomenclature

CHAPETRE 01

$X(t)$: Mesure

$Y(t)$: Commande

θ : Constante de temps

G_s : Gain statique

p : Opérateur de laplace

ω_n : Pulsation

$D\%$: Dépassement

ξ : Coefficient d'amortissement

τ : Retard

P : Régulateur proportionnel

PI : Régulateur proportionnel Intégral

PID : Régulateur proportionnel Intégral Dérivé

G_r : Gain de régulateur

T_i : Temps d'intégration

T_d : Temps dérivatif

$\varepsilon(p)$: Erreur

$W(p)$: 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

CHAPETRE 02

HTR: Horloge en temps réel

CAN: Convertisseur Analogique/Numérique

CNA: Convertisseur Numérique /Analogique

τ_a : Temps d'acquisition
 τ_c : Temps de calcul
 τ_s : Temps de synchronisation dure
 u : Commande
 t_M : Temps de montée
 t_r : Temps de réponse
 $y_p(t)$: Sortie du procédé
 $y_M(t)$: Sortie du modèle
 K_M : Gain statique de modèle
 $TRBF$: Temps de réponse boucle fermée
 $y_{réf}$: Trajectoire de référence
 H : Horizon
 Δ_p : L'incrément de la sortie du procédé
 Δ_M : L'incrément de la sortie du modèle
 $C(k)$: Consigne
 θ_{bf} : Constante de temps de la trajectoire de référence
 $TRBO$: Temps de réponse boucle ouverte

CHAPETRE 04

FE : Capteur de débit. (Il existe plusieurs types de capteurs de débit : Electromagnétique, Ultrason, Vortex, ...).

FT : Transmetteur de débit (Flow transmitter).

FR : Enregistreur de débit (Flow Recorder)..

LIC : Régulateur indicateur de niveau (Level Indicator Controller).

LE : Capteur de niveau.

LT : Transmetteur de niveau.

LR : Enregistreur de débit.

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre 1 : Identification et contrôle industriels des systèmes

1.1. Introduction	3
1.2. Modélisation et identification.....	3
1.2. 1. Modélisation.....	3
1.2.2. Identification	5
1.3. Méthode de réglage de PID	11
1.4. Régulation.....	15
1.4.1. Définition de la régulation.....	15
1.4.2. Points saillants.....	15
1.4.3. Objectifs de la régulation.....	15
1.4.4. Principe de la régulation.....	16
1.4.5. Principale formes de régulation.....	18
1.5. Régulateur PID.....	20
1.5.1. Actions.....	20
1.5.2. Aspect fonctionnel et structurel du régulateur PID.....	21
1.5.3. Différentes structures de PID.....	23
1.6. Stabilité.....	24
1.7. Conclusion	25

Chapitre 2 : PID Numériques et Commande Prédictive Fonctionnelle (PFC)

2. 1. Introduction.....	27
2.2. Architecture d'une commande numérique.....	27
2.2.1. Structure analogique.....	27
2.2.2. Structure numérique.....	28
2.2.3. Description des flots d'informations dans la machine.....	29
2.2.4. Gestion du temps.....	31
2.3. Tâche de régulation.....	31
2.4. PID Numérique.....	32
2.5. Commande Prédictive Fonctionnelle (PFC).....	38
2.5.1. Introduction.....	38
2.5.2. Principes de la commande prédictive fonctionnelle.....	38
2.5.3. L'objectif de commande.....	40
2.5.4. Calcul de commande PFC.....	42

2.5.5. Paramètres nécessaires à la mise en œuvre de la commande PFC	46
2.5.6. Prise en compte de contraintes.....	46
2.5.7. Prise en compte des contraintes dans l’algorithme de commande.....	47
2.5.8. Stabilité.....	48
2.5.9. Avantage et Inconvénients.....	48
2.6. Conclusion.....	49

Chapitre 3 : Description matérielle

3.1. Introduction.....	50
3.2. Description de l’unité.....	50
3.3. Contrôle automatique de la vanne proportionnelle.....	51
3.4. Transducteur de niveau (capteur de niveau).....	52
3.5. Conditionnement du signal du capteur.....	56
3.6. Amplificateur de puissance de la vanne proportionnelle.....	57
3.7. Carte d’acquisition Labjack.....	58
3.9. Boucle de régulation PID.....	63
3.10. Boucle de régulation TOR.....	64
3.11. Guide Matlab.....	64
3.13. Conclusion.....	66

Chapitre 4 : Simulations et Résultats Expérimentaux

4.1. Introduction.....	68
4.2. Schéma P&ID (Piping & Instrumentation Diagram) de la station PUL-2/EV.....	68
4.3. Vérification des différents composants.....	69
4.4. Caractéristique statique du processus.....	70
4.5. Identification des paramètres du modèle de niveau.....	71
4.6. Paramètres du régulateur PID.....	73
4.7. Stabilité du système en boucle ouverte.....	73
4.8. Simulation Matlab(simulink).....	73
4.9. Plateforme de commande.....	76
4.10. Réponses acquises avec la plateforme de commande.....	77
4.11. Conclusion.....	83
Conclusion générale.....	85

Références bibliographiques

Introduction Générale

Introduction Générale

De nos jours, l'automatique fait partie des sciences de l'ingénieur. Cette discipline traite de la modélisation, de l'analyse, de la commande et de la régulation des systèmes dynamiques. Elle a pour fondements théoriques les mathématiques, la théorie du signal et l'informatique.

La régulation (ou asservissement) consiste à agir de façon à ce qu'une mesure soit égale à une consigne. Si l'on cherche à atteindre une consigne (de position ou de température), on parlera de poursuite ou d'asservissement; si l'on cherche à éliminer des perturbations pour qu'une valeur reste constante, on parlera de régulation. L'industrie utilise à foison des systèmes d'asservissement et régulation : que ce soit pour gérer le débit d'un fluide dans une conduite, la température d'un produit ou le niveau dans une cuve etc.

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

La commande prédictive fonctionnelle « PFC » (Predictive Functional Control) a été développée par Richalet et ADERSA. Elle fait partie des commandes prédictives dites à modèles internes. Le principe de la commande prédictive (PFC) consiste à utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le comportement futur du procédé.[]

Le logiciel Matlab dispose d'un nombre important de fonctions graphiques, ce qui nous permet de programmer facilement des applications et algorithmes pour acquérir des données, de les traiter et d'afficher les résultats de simulations.

Notre travail consiste à identifier un système de niveau PUL-2 d'ElectronicaVeneta, ensuite la mise en œuvre de trois technique de commande, la régulation TOR, PID et la commande prédictive (PFC), puis les implémenter sous une plateforme de commande créer avec 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 :

Le premier chapitre consiste à faire des rappels sur l'identification et la régulation des systèmes.

Le deuxième chapitre présente le PID numérique et la commande prédictive(PFC).

Le troisième chapitre est consacré à la description matérielle. On commence par décrire la station de niveau PUL-2/EV, puis on présente la carte d'acquisition Labjack-U3, et exposer les différents circuits d'électroniques d'adaptations, et on termine par la présentation de l'environnement de programmation Guide Matlab.

Le quatrième chapitre traite des simulations et des résultats expérimentaux et une étude comparative a été effectuée.

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

Chapitre 1

Identification et contrôle industriels des
systèmes

Chapitre 1

Identification et contrôle industriels des systèmes

1.1. Introduction

L'objectif de l'identification est de calculer les paramètres d'un modèle du procédé, à partir des données expérimentales, de façon à ce que le comportement du procédé et celui de modèle soient identiques, et ceci pour toutes les séquences de variables d'entrées habituellement utilisées.

La régulation automatique prend une importance grandissante dans le domaine industriel. Lors de déroulement des processus de fabrication, elle veille à ce que des grandeurs déterminées prennent une certaine valeur constante (consigne), déclarée souhaitable, ou bien soient assujetties à d'autres grandeurs, malgré toutes les actions perturbatrices.

1.2. Modélisation et identification [1]

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, pour élaborer ce modèle on a besoin d'utiliser les méthodes d'identification.

1.2. 1. Modélisation

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 :

- Avoir une meilleure compréhension des phénomènes.
- Dimensionnement d'une installation.
- Formation des opérateurs.
- Conception du système de commande, cette dernière a pour objectif :

- 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.

1.2.1.2. Différents types de modèles [2]

Il est important de préciser que les modèles dont nous aurons en général besoin sont de type dynamique, permettant de représenter l'évolution d'un système dans le temps, par opposition aux modèles de type statique, qui décrivent un état permanent du système. Ces derniers (modèles statiques) pourront être utilisés pour :

- La recherche de point de fonctionnement (installation continue)
- Le dimensionnement d'une installation.

Alors que les modèles dynamiques seront nécessaires pour analyser :

- La compensation des perturbations (régulation).
- Les changements de point de consigne (asservissement).
- L'évolution du système à partir d'un point de départ donné,

Dans la catégorie des modèles dynamiques, il est important de distinguer différents types qui ont pour objectif de décrire le système avec plus ou moins de détails.

On a trois types de modèles, modèle de connaissance, modèle de comportement et modèle intermédiaire.

a) Modèles de connaissance "boîte blanche"

Ils sont élaborés à partir des lois de la physique ou de la chimie. Leur objectif principal est d'expliquer un phénomène par une relation mathématique. Les équations physiques ne sont pas toujours données par le fournisseur, elles conduisent souvent à des développements mathématiques trop complexes pour être exploitées au sens de l'automatique.

b) Modèles de comportement "boîte noire"

Ce sont des modèles linéaires, dont la validité reste limitée à de petites variations autour de point de fonctionnement. Les petites variations de l'entrée autour d'un point de fonctionnement peuvent être reliées à de petites variations de la sortie par un modèle dynamique linéaire.

c) Modèles intermédiaires "boîte grise"

Ils constituent un hybride entre les deux types précédents. On peut les considérer comme des modèles de connaissance simplifiés.

1.2.2. Identification [1]

1.2.2.1. Modèle du premier ordre

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

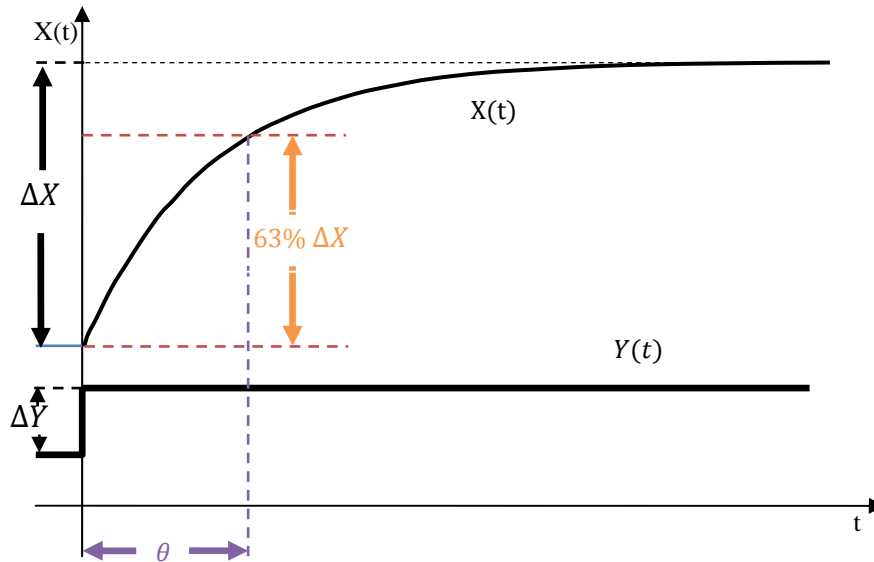


Figure 1.1 : Système du premier ordre

Le modèle du premier ordre est de la forme :

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

La détermination des paramètres de modèle se fait comme suit :

- Le gain statique est mesuré 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 $(0.63 \cdot \Delta X)$ parallèle à l'axe des abscisses. Cette construction permet de déterminer la constante de temps θ .

1.2.2.2. Modèle du second ordre

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

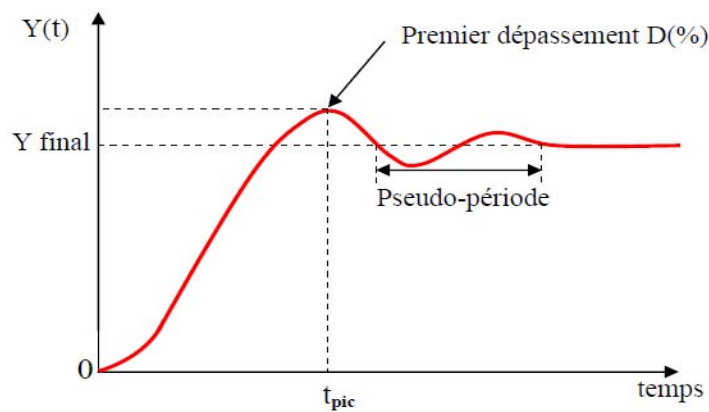


Figure 1.2 : Réponse à un échelon d'un système du deuxième ordre

Le modèle du second ordre est de la forme :

$$G(p) = \frac{Gs}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}p + \frac{p^2}{\omega_n^2}} \quad (1.3)$$

ξ : Amortissement

ω_n : Pulsation propre

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

$$D\% = 100e^{\frac{-\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad (1.4)$$

- La pulsation propre ω_n s'obtient via l'une des deux formules :

$$T_{pic} = \frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\xi^2}} \quad (1.5)$$

$$T_{pseudo-période} = \frac{2\pi}{\omega_n\sqrt{1-\xi^2}} \quad (1.6)$$

1.2.2.3. Méthode de Broïda [1]

1.2.2.3.1. Procédés autorégulant (modèle naturellement stable)

La méthode de Broïda consiste une identification en boucle ouverte d'un procédé autorégulant $H(p)$ et d'un réglage des paramètres PID adapté au modèle.

$$H(p) = \frac{G_s e^{-\tau p}}{1 + \theta p} \quad (1.7)$$

a) Procédure expérimentale

Prévoir l'enregistrement des signaux de mesure $X(t)$ et de commande $Y(t)$. Le régulateur étant en mode manuel, agir sur la commande de l'organe réglant pour amener la mesure autour du point de fonctionnement désiré.

Lorsque la mesure est stabilisée, appliquer un échelon de commande ΔY sur l'organe réglant et vérifier que la mesure se stabilise dans la zone proche du point de fonctionnement.

La valeur de l'échelon ΔY doit être limitée (environ 2 % ou 5 %) pour que le procédé reste en fonctionnement linéaire, mais suffisant pour que l'enregistrement soit exploitable.

b) Réponse obtenue

Pour appliquer la méthode d'identification de Broïda, la réponse obtenue à un incrément de commande doit être en forme de « S » comme celle de la (figure 1.3).

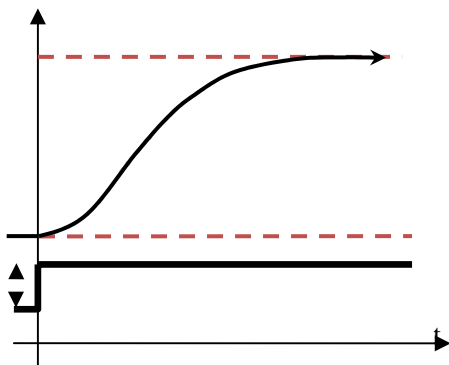


Figure 1.3: Réponse en forme de « S » bien prononcé

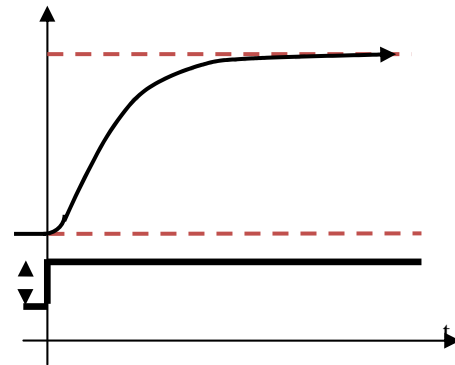


Figure 1.4: Réponse en forme de « S » peu prononcé

c) Détermination du modèle de Broïda

Le procédé est représenté par le modèle de Broïda :

$$H(p) = \frac{X(p)}{Y(p)} = \frac{G_s e^{-\tau p}}{1 + \theta p} \quad (1.8)$$

Gain statique (G_s) :

$$G_s = \frac{\Delta X}{\Delta Y} \quad (1.9)$$

Constante de temps (θ) :

$$\theta = 5,5 \cdot (t_2 - t_1) \quad (1.10)$$

Retard ou Temps mort (τ) :

$$\tau = 2,8 \cdot t_1 - 1,8 \cdot t_2 \quad (1.11)$$

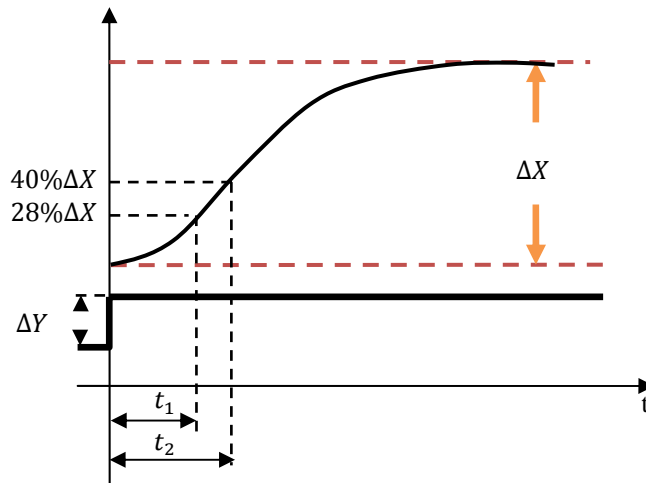


Figure 1.5: Méthode de Broïda

d) Obtention directe du modèle de Broïda

Relevés expérimentaux

Sur la courbe (figure 1.6) :

- mesurer ΔX , puis reporter $(0,63 \cdot \Delta X)$.
- mesurer le retard τ .
- mesurer la constante de temps θ .
- calculer le gain statique $G_s = \frac{\Delta X}{\Delta Y}$

Le procédé est représenté par :

$$H(p) = \frac{X(p)}{Y(p)} = \frac{G_s e^{-\tau p}}{1 + \theta p} \tag{1.12}$$

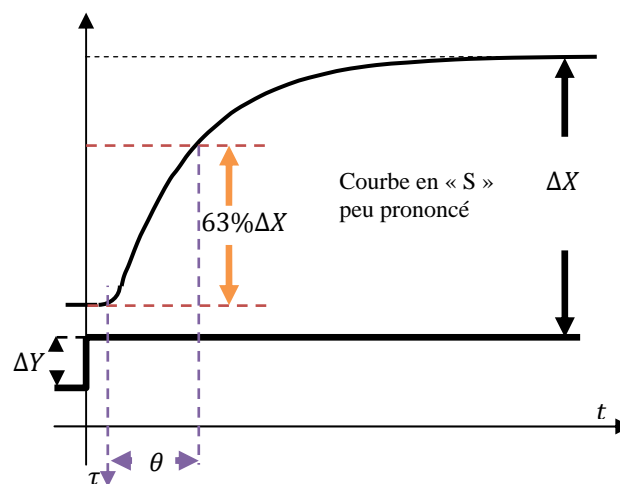


Figure 1.6 : Relevés directs

1.2.2.3.2. Procédés intégrateurs (modèle naturellement instable)

La méthode de Broïda consiste en une identification en boucle ouverte d'un procédé intégrateur et d'un réglage PID adapté au modèle.

$$H(p) = \frac{k \cdot e^{-\tau \cdot p}}{p} \quad (1.13)$$

a) Procédure expérimentale

Le contrôle en boucle ouverte d'un procédé intégrateur présente toujours des risques pour le personnel et l'installation, et demande une surveillance sérieuse et active. Prévoir l'enregistrement des signaux de mesure $X(t)$ et de commande $Y(t)$. La mesure doit être stabilisée au point de fonctionnement désiré, ce qui est difficile à obtenir en mode manuel. En mode automatique, une action proportionnelle seule à faible gain permet de stabiliser la mesure au point de fonctionnement. La mesure stabilisée, mettre à nouveau le régulateur en mode manuel, et appliquer un incrément de commande ΔY d'environ 2 % à 5 % sur l'organe réglant. Remettre en mode automatique une fois la réponse obtenue (figure 1.7).

b) Relevés expérimentaux

Tracer l'asymptote à la dernière partie de la courbe de façon à se rapprocher du modèle désiré (figure 1.8).

- Mesurer directement le temps τ .
- Prendre deux points sur la tangente pour relever ΔX et ΔT .
- Calculer le gain dynamique : $k = \frac{\Delta X}{\Delta T \cdot \Delta Y}$

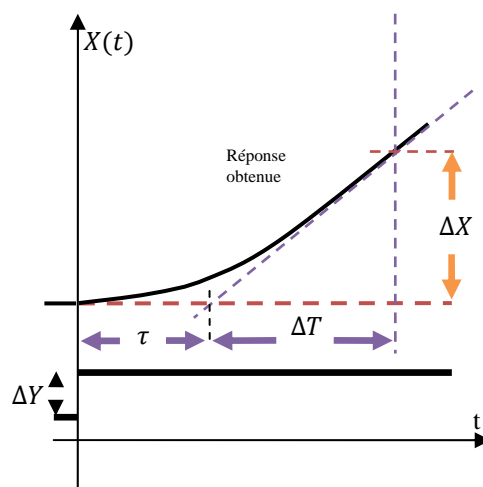


Figure 1.7 : Relevés expérimentaux

c) Modèle intégrateur de Broïda

Le procédé est alors représenté par :

$$H(p) = \frac{X(p)}{Y(p)} = \frac{k \cdot e^{-\tau \cdot p}}{p} \quad (1.14)$$

1.2.2.4. Modèle d'ordre supérieur "Méthode de Strejc" [2]

Cette méthode permet l'identification d'un processus dont la réponse à l'échelon qui n'a pas de dépassement. (Réponse apériodique)

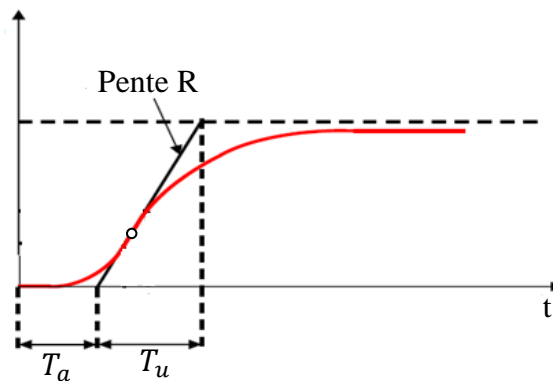


Figure 1.8 : Réponse d'un système sans dépassement

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

$$G(p) = \frac{Gs \cdot e^{-\tau \cdot p}}{(1 + \theta p)^n} \quad (1.15)$$

Ce type de modèle ne pourra convenir que pour une réponse ayant une allure telle que celle présentée sur la (figure 1.8).

Le principe de la méthode est le suivant :

Tracer la tangente au point d'inflexion, qui permet de définir les deux grandeurs (T_u) et (T_a)

- On calcule le rapport :

$$\eta = \frac{T_u}{T_a} \quad (1.16)$$

- On cherche dans le (tableau 1.1) le rapport ($\frac{T_u}{T_a}$) immédiatement inférieur à la valeur calculée η . Cette ligne permet d'obtenir l'ordre (n) du modèle. La constante de temps θ est calculée à partir de la troisième colonne.

$$\theta = \left(\frac{\tau}{T_a} / \text{tableau} \right) \cdot T_a \text{ mesuré}$$

$$\tau = T_{u, \text{mesure}} - \left(\frac{T_u}{T_a} / \text{tableau} \right) \cdot T_a \text{ mesuré} \quad (1.17)$$

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 »	$\frac{\theta}{T_a}$
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

Tableau 1.1 : Coefficients de la méthode de Strejc

1.3. Méthode de réglage de PID

Au moyen du choix des coefficients du régulateur, il est possible d'obtenir un comportement désiré en boucle fermée, caractérisant les performances du système de régulation. 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.
- Les changements de consigne doivent s'effectuer en douceur tout en étant rapides.

1.3.1. Méthodes basées sur un modèle de réponse à l'échelon [1]

1.3.1.1. Procédée autorégulant (voir paragraphe (1.2.2.3.1.))

	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	$0,42\tau$	$\frac{0.35\theta}{G_s}$	$\frac{\theta\tau}{\tau + 2.5\theta}$

Tableau 1.2 : Réglage du régulateur PID selon Broïda autoréglant

1.3.1.2. Procédé intégrateur : (voir paragraphe (1.2.2.3.2.))

	P	PI Série	PI Parallèle	PID Série	PID Parallèle	PID Mixte
G_r	$\frac{0.8}{k\tau}$	$\frac{0.8}{k\tau}$	$\frac{0.8}{k\tau}$	$\frac{0.8}{k\tau}$	$\frac{0.8}{k\tau}$	$\frac{0.8}{k\tau}$
T_i	<i>sans</i>	5τ	$\frac{k\tau^2}{0.15}$	4.8τ	$\frac{k\tau^2}{0.15}$	5.2τ
T_d	0	0	0	0.4τ	$\frac{0.35}{k\tau}$	0.4τ

Tableau 1.3 : Réglage du régulateur PID selon Broïda intégrateur

1.3.1.3. Méthode du modèle de référence [1]

a) Réglage d'un procédé du premier ordre

Cette méthode est applicable à des procédés divers et à différents modèles. Le procédé retenu et le modèle de référence choisi sont ici du premier ordre.

On connaît la fonction de transfert $H(p)$ du procédé en boucle ouverte et on impose un modèle de référence de fonction de transfert $F(p)$ pour la boucle fermée.

La fonction de transfert $C(p)$ du correcteur est alors déduite de l'égalité des deux équations représentées par les deux schémas fonctionnels suivants (figure 1.9).

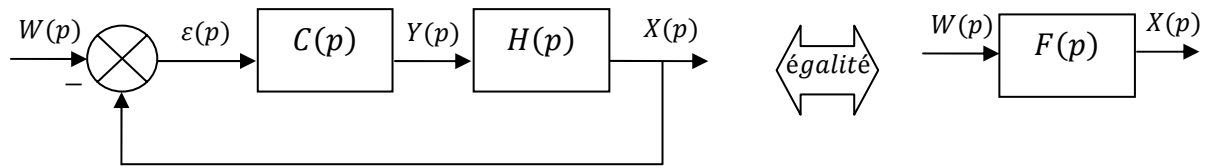


Figure 1.9 : Principe du modèle de référence

La fonction de transfert du correcteur sera :

$$C(p) = \frac{F(p)}{H(p)[1 - F(p)]} \quad (1.18)$$

b) Obtention de la courbe

Voir paragraphe (1.2.2.3.1).

d) Obtention des constantes de la fonction de transfert du procédé

Si la courbe obtenue est celle de la (figure 1.10), analyser la courbe :

- Tracer $63\% \Delta X$, 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 :

$$H(p) = \frac{X(p)}{Y(p)} = \frac{G_s}{1 + \theta p} \quad (1.19)$$

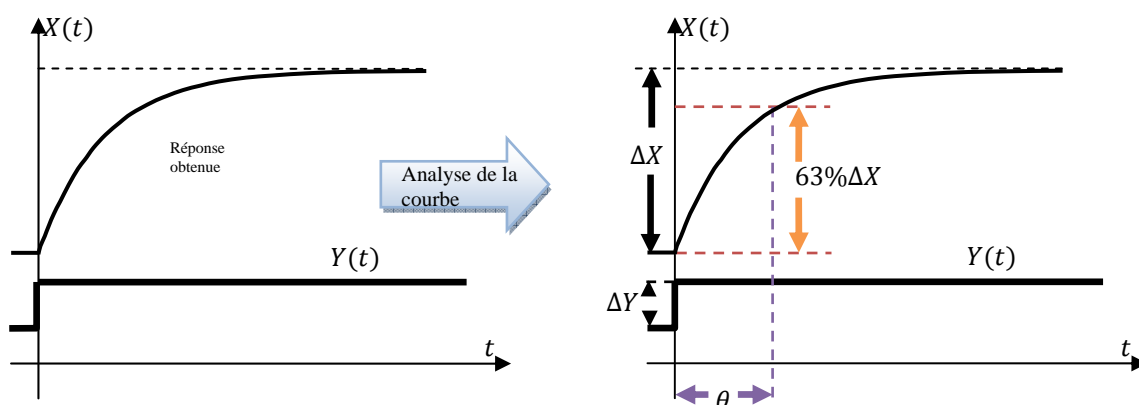


Figure 1.10 : Analyse de la courbe

e) Modèle de référence imposé

La (figure 1.11) 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 : $\theta_d = (\text{temps de réponse à 95 \%})/3$. Le modèle de référence imposé pour $F(p)$ (boucle fermée) :

$$F(p) = \frac{X(p)}{W(p)} = \frac{G_s}{1 + \theta_d p} \quad (1.20)$$

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

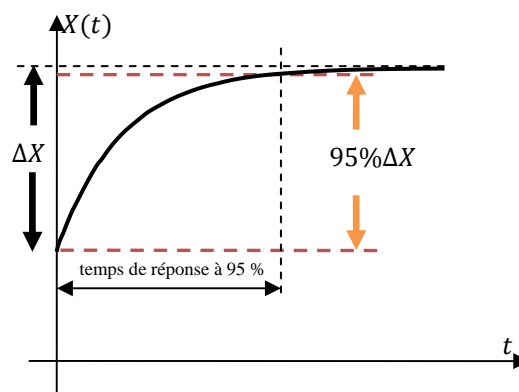


Figure 1.11 : Réponse attendue en BF

f) Réglage du régulateur

En imposant un modèle du premier ordre en boucle fermée :

$$F(p) = \frac{1}{1 + \theta_d p} \quad (1.21)$$

La fonction de transfert du correcteur devient :

$$C(p) = \frac{1}{\theta_d p H(p)} \quad (1.22)$$

Soit :

$$C(p) = \frac{1 + \theta p}{G_s \theta_d p} \quad (1.23)$$

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 aperiodique aussi rapide.

Le (tableau 1.4) permet de choisir les paramètres de régulateur selon la structure utilisée.

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

Tableau 1.4 : Paramètres du régulateur

Lorsque la réponse en boucle fermée n'est pas apériodique, c'est que la fonction $H(p)$ 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.

1.4. Régulation

1.4.1. 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, appelée consigne. Cette grandeur physique est appelée « grandeur réglée ». Exemple de grandeur physique : température, niveau, débit, pression, pH, concentration d'oxygène... etc.

1.4.2. Points saillants

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

Exemple : une régulation de niveau.

- Consigne : c'est la valeur que doit prendre la grandeur réglée.
- Grandeurs perturbatrices : ce sont des grandeurs physiques qui influencent sur la grandeur réglée. Elles ne sont généralement pas de même nature que la grandeur réglée.
- Ecart de réglage : c'est l'écart entre la consigne et la grandeur réglée.

1.4.3. Objectifs de la 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 faible 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.

1.4.4. 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.

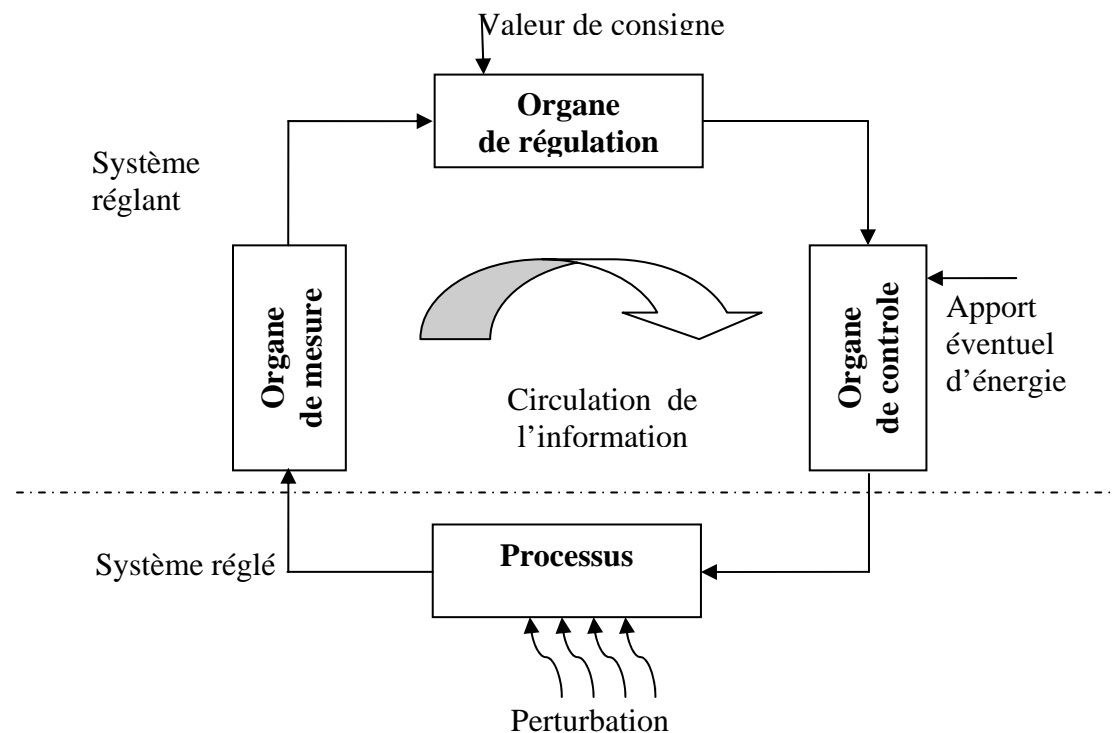


Figure 1.12 : Schéma de principe d'une régulation

Dans le milieu industriel on distingue deux comportements qui sont :

a) Comportement en régulation [3]

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. 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 1.13) le comportement en régulation.

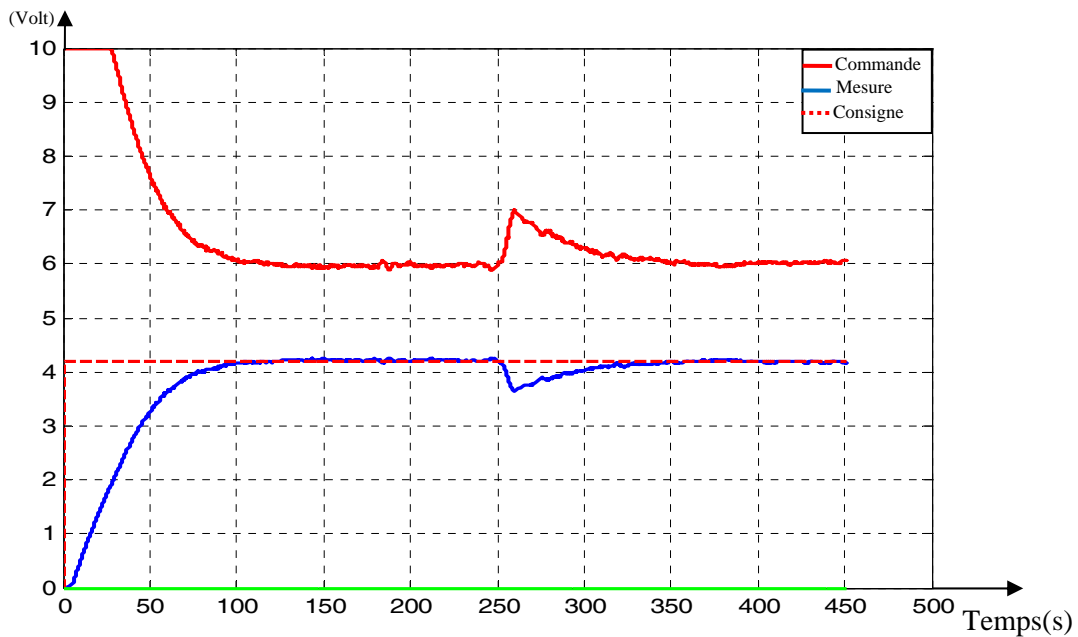


Figure 1.13 : Réponse expérimentale du comportement en régulation

b) Comportement en poursuite [3]

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.

On illustre sur la (figure 1.14) le comportement en poursuite.

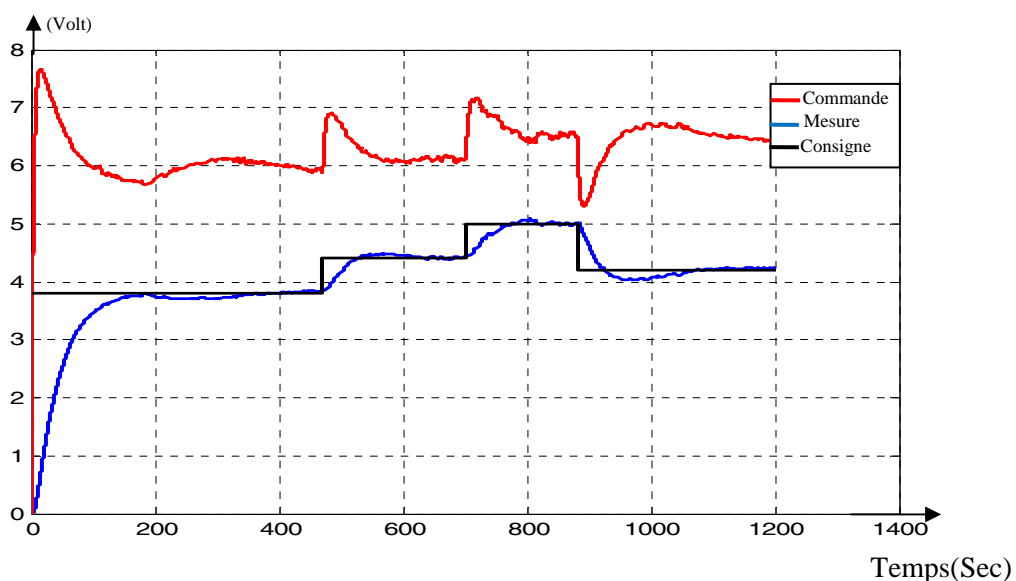


Figure 1.14 : Réponse expérimentale du comportement en poursuite

1.4.5. Principales formes de régulation

1.4.5.1. Régulation en boucle ouverte

On parle de régulation en boucle ouverte quand c'est l'opérateur qui contrôle l'organe de réglage. L'organe de contrôle ne réagit pas à travers le processus sur la grandeur mesurée celle-ci n'est pas contrôlée, ne peut être mise en œuvre que si l'on connaît la loi régissant le fonctionnement du processus.

La régulation en boucle ouverte permet d'anticiper les phénomènes et d'obtenir des temps de réponse très courts. De plus, il n'y a pas d'oscillation à craindre (car il s'agit d'un système dynamiquement stable).

Au niveau des inconvénients, la régulation en boucle ouverte impose de connaître la loi régissant le fonctionnement du processus, et il est très fréquent que l'on ne connaisse pas la loi en question. Enfin, la régulation en boucle ouverte ne compense pas les facteurs perturbateurs.

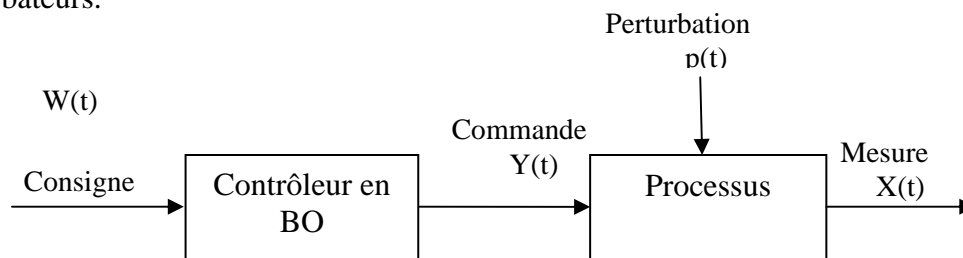


Figure 1.15 : Régulation en boucle ouverte

1.4.5.2. Régulation TOUT ou RIEN (TOR)

Comme son nom indique, la régulation TOR se caractérise par son action sur l'organe de réglage qui ne peut être que fonctionner à 100% ou arrêter à 0%. L'action du régulateur peut se présenter comme un contact ouvert ou fermé, aussi un signal de min ou bien max pour commander une électrovanne.

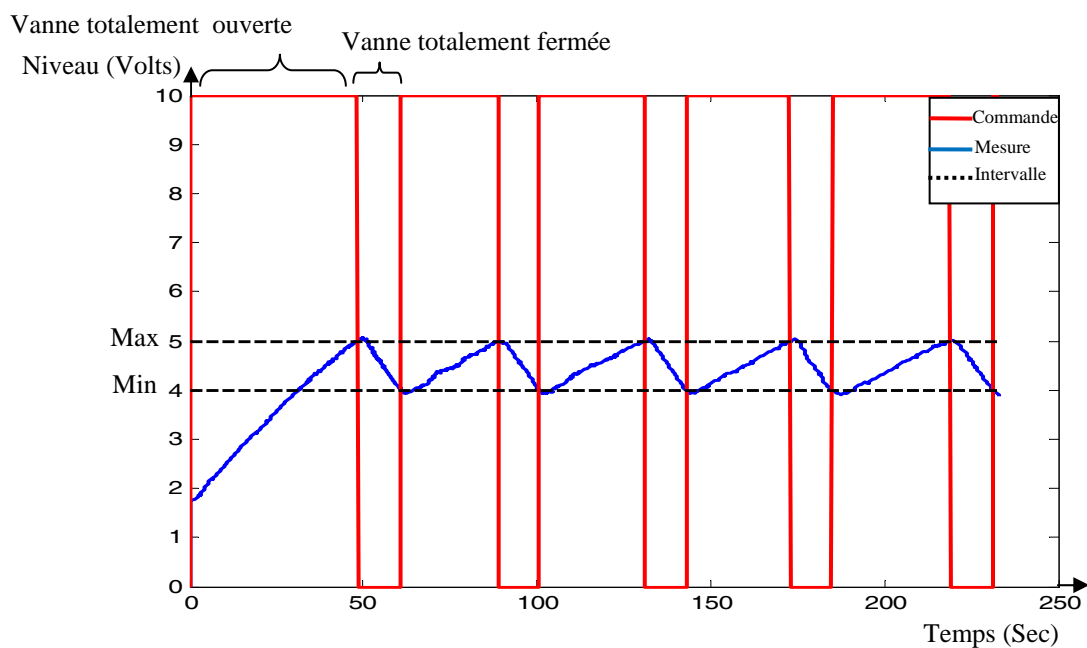


Figure 1.16 : Régulation TOR

1.4.5.3. Régulation en boucle fermée

Dans une régulation en boucle fermée, une bonne partie des facteurs perturbateurs sont automatiquement compensés par la contre-réaction à travers le procédé. Autres avantages, il n'est pas nécessaire de connaître avec précision les lois, le comportement des différents composants de la boucle, et notamment du processus, bien que la connaissance des allures statistiques et dynamiques des divers phénomènes rencontrés soit utile pour le choix des composants.

Parmi les inconvénients d'une régulation en boucle fermée, il faut citer le fait que la précision et la fidélité de la régulation dépend de la fidélité et de la précision sur les valeurs mesurées et sur la consigne. Autre inconvénient, sans doute plus important, le comportement dynamique de la boucle dépend des caractéristiques des différents composants de la boucle, et notamment du processus, en fait un mauvais choix de certains composants peut amener la boucle à entrer en oscillation.

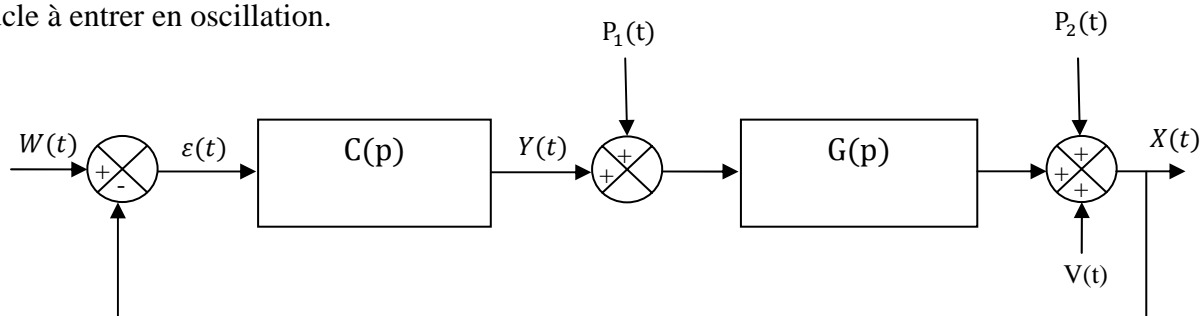


Figure 1.17 : Configuration du système en boucle fermée

Avec

$W(t)$: Signal de référence ou consigne.

$\varepsilon(t)$: Erreur $\varepsilon(t) = W(t) - X(t)$.

$Y(t)$: Commande (sortie du régulateur).

$p_1(t)$, $p_2(t)$: Perturbation à l'entrée et à la sortie du procédé respectivement.

$v(t)$: Bruit à la sortie du procédé (par exemple bruit de mesure).

$X(t)$: Sortie mesurée du procédé (variable à commander).

$C(p)$: Fonction de transfert du régulateur.

$G(p)$: Fonction de transfert du procédé.

1.5. Régulateur PID [3]

Le régulateur standard le plus utilisé dans l'industrie est le régulateur PID (Proportionnel, Intégral et Dérivé), car il permet de régler à l'aide de ses trois paramètres les performances (amortissement, temps de réponse, ...) d'une régulation d'un processus.

La réalisation d'une boucle d'asservissement par PID est un problème très important, car il influence :

- Qualité de la régulation sur un site industriel.
- Temps de mise en œuvre de la commande, et comporte deux aspects essentiels :

1- Réglage du régulateur PID, pour lequel la connaissance d'un modèle dynamique du procédé d'une part et les performances désirées d'autre part déterminent le choix de la méthode de synthèse.

2- Implantation du régulateur dans une version analogique ou numérique et dans une configuration série, parallèle ou mixte. De plus en plus, les régulateurs PID commercialisés offrent la possibilité d'autoréglage, qui réalise le calcul automatique des paramètres, à la demande de l'utilisateur.

1.5.1. Actions PID [1]

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. 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 dérivateur.

La commande $Y(t)$ donnée par le régulateur PID, dans sa forme classique est décrite par :

$$Y(t) = K_p \left[\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right] \quad (1.24)$$

Elle est la somme de trois termes :

- le terme proportionnel $P = K_p \varepsilon(t)$ (1.25)

- le terme intégral $I = K_p \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt$ (1.26)

- le terme dérivatif $D = K_p T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$ (1.27)

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

1.5.2. Aspect fonctionnel et structurel du régulateur PID [1]

Avec trois paramètres P, I, et D on a :

1.5.2.1. 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 :

$$Y(t) = K_p \varepsilon(t) \quad (1.28)$$

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

$$Y(k) = K_p \varepsilon(k) \quad (1.29)$$

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

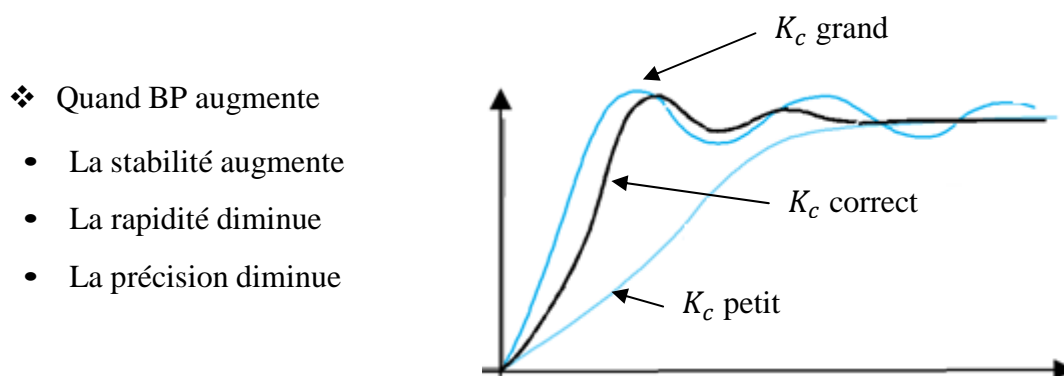


Figure 1.18 : Influence de l'action proportionnelle

1.5.2.2. 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 .

$$Y(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt \tag{1.30}$$

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 :

$$Y(k) = \frac{T_e}{T_i} \sum_{k=1}^n \varepsilon(k) = U(k-1) + \frac{T_e}{T_i} \varepsilon(k) \tag{1.31}$$

- ❖ Quand T_i augmente
 - La stabilité augmente
 - La rapidité diminue
 - La précision reste correcte

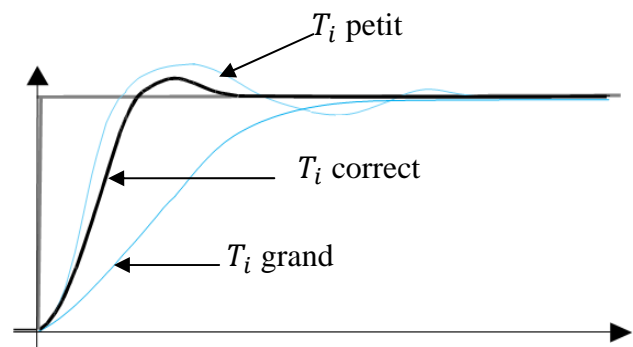


Figure 1.19: Influence de l'action intégrale

1.5.2.3. 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

$$Y(t) = T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \tag{1.32}$$

T_d est la constante de temps dérivée exprimée en minutes ou en secondes.

Donc en discret, le terme dérivé peut être remplacé par :

$$Y(k) = \frac{T_d}{T_e} (\varepsilon(k) - \varepsilon(k-1)) \tag{1.33}$$

- ❖ Quand T_d augmente
 - La stabilité augmente
 - La rapidité augmente
 - La précision ne bouge pas.

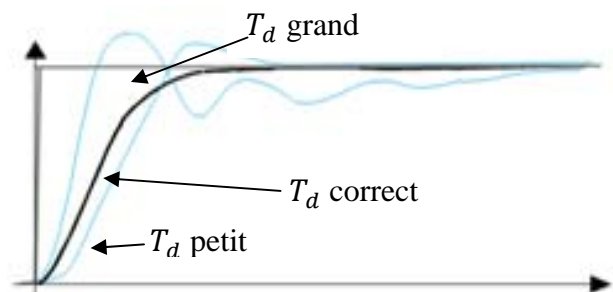


Figure 1.20 : Influence de l'action dérivée

1.5.3. Différentes structures de PID [4]

1.5.3.1. Structure Parallèle

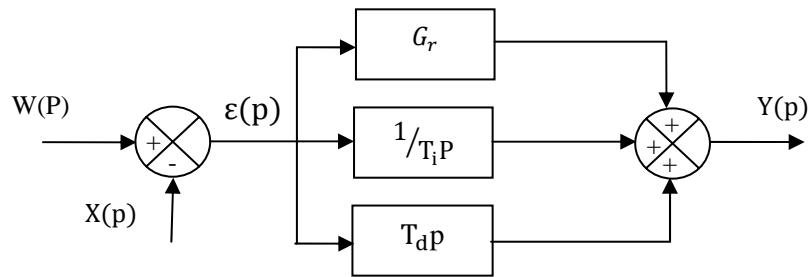


Figure 1.21 : Structure parallèle du régulateur PID

Equation temporelle :

$$Y(t) = G_r \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + Y_0 \quad (1.34)$$

Fonction de transfert :

$$C(p) = \frac{Y(p)}{\varepsilon(p)} = G_r + \frac{1}{T_i p} + T_d p \quad (1.35)$$

1.5.3.2. Structure Série

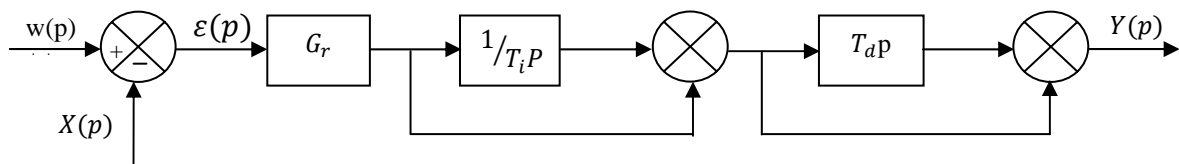


Figure 1.22 : Structure Série

Equation temporelle :

$$Y(t) = \alpha G_r \varepsilon(t) + \frac{G_r}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + G_r T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + Y_0 \quad (1.36)$$

Avec :

$$\alpha = \frac{T_i + T_d}{T_i} \quad (1.37)$$

Tel que :

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

Fonction de transfert :

$$C(p) = \frac{Y(p)}{\varepsilon(p)} = G_r \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) (1 + T_d p) \quad (1.38)$$

1.5.3.3. Structure mixte

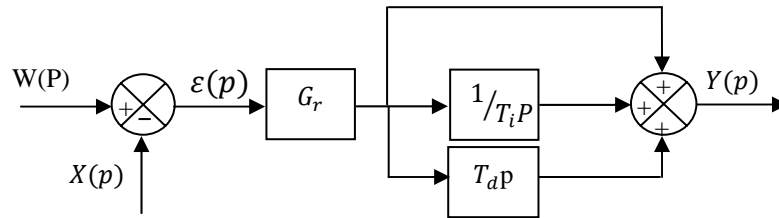


Figure 1.23 : Structure mixte

Equation temporelle :

$$Y(t) = G_r \varepsilon(t) + \frac{G_r}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + G_r T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + Y_0 \quad (1.39)$$

Fonction de transfert :

$$C(p) = \frac{Y(p)}{\varepsilon(p)} = G_r \left(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p \right) \quad (1.40)$$

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

1.6. Stabilité [5]

Le premier rôle d'un régulateur est d'assurer la stabilité du procédé contrôlé en chaîne fermée car cela concerne directement la sécurité de l'installation. C'est pour ça, il ne suffit pas qu'un système soit stable, il faut qu'il soit suffisamment stable.

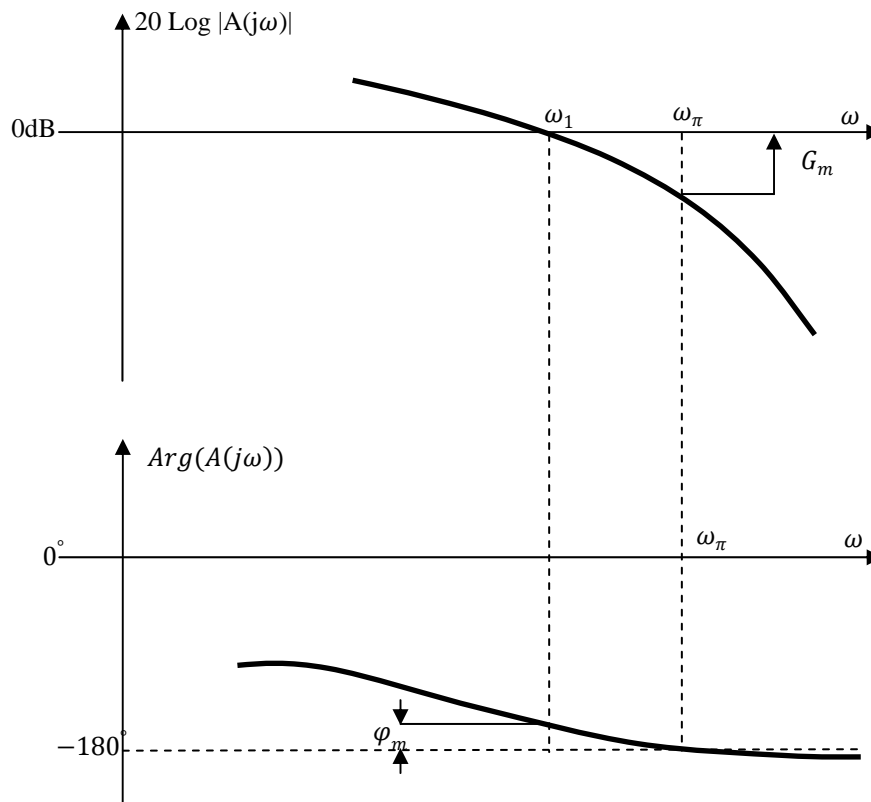


Figure 1.24 : Diagramme de Bode

La courbe représentative de la fonction de transfert doit donc passer assez loin du point critique, et l'évaluation de cet « éloignement » est effectuée de deux critères : la marge de gain et la marge de phase (figure 1.24).

La marge de gain notée G_m : $G_m = 20 \log \left[\frac{1}{|A(j\omega_\pi)|} \right] = 20 \log \left[\frac{1}{\omega_\pi} \right] = 20 \log A_m$

La marge de phase notée φ_m : $\varphi_m = \pi + \text{Arg}[A(j\omega_1)]$ (ω_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 ($\varphi_m > 0$).

Valeurs courantes des marges :

$$8 \text{ dB} < G_m < 15 \text{ dB} \quad (2,5 < A_m < 5,6)$$

$$40^\circ < \varphi_m < 60^\circ$$

1.7. 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 pour un procédé autorégulant et un procédé intégrateur, 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 qui consiste à maintenir à des niveaux prédéterminés les paramètres qui régissent le fonctionnement du processus, quelles que soient les perturbations qui peuvent subvenir, nous avons entamé l'étude de régulateur PID dont nous avons expliqué les effets des actions P, I et D et les différentes structures de ce régulateur, 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 «PUL-2 » de la société d'ElectronicaVenta.

Chapitre 2

PID Numériques et Commande
Prédictive Fonctionnelle (PFC)

Chapitre 2

PID Numériques et Commande Prédictive (PFC)

2. 1. Introduction

Sans négliger le rôle des correcteurs analogiques, les constructeurs proposent en majorité des matériaux (équipements) utilisant des techniques numériques facilement supportées par des micromachines industrielles mettant en œuvre des microprocesseurs.

De façon générale, ces micromachines, qui sont programmables, offrent une souplesse d'utilisation particulièrement appréciée, surtout lorsqu'il s'agit d'effectuer, sur le site (on line), un réglage des paramètres du correcteur numérique.

Dans ce cas, en effet, une action sur le logiciel de la micromachine suffit pour réaliser les réglages désirés et l'utilisateur se trouve complètement affranchi d'éventuelles interventions sur le matériel.

2.2. Architecture d'une commande numérique

2.2.1. Structure analogique [6]

La structure fonctionnelle de pilotage d'un processus analogique peut être décomposée en deux sous-ensembles (figure 2.1) :

- Processus lui-même
- Bloc correcteur.
- (amplificateur opérationnels, résistances, capteurs)

Ce bloc correcteur met en jeu les signaux suivants :

- Signal de consigne $W(t)$.
- Signal de retour primaire $z(t)$ élaboré par les éléments de retour, à partir de la sortie $X(t)$.
- Erreur $\varepsilon(t) = W(t) - z(t)$
- Signal de commande $Y(t)$ élaboré par les éléments de commande, à partir de l'erreur $\varepsilon(t)$.

La fonction de ce second sous-ensemble, le correcteur, est alors de générer $Y(t)$ à partir de $X(t)$ et de $W(t)$, selon une loi dite de correction qui, dans le cas analogique, se présente le plus souvent sous la forme de relations différentielles entre ces trois grandeurs.

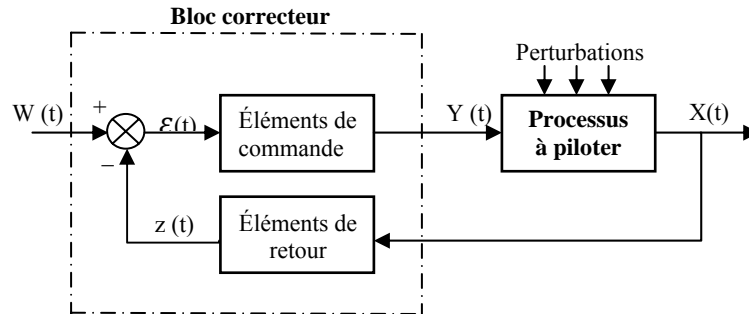


Figure 2.1 : Structure fonctionnelle de pilotage d'un processus analogique

2.2.2. Structure numérique [6]

Lorsqu'on veut effectuer le pilotage du processus à partir d'une machine numérique (calculateur, automate...), il convient de réaliser un double interfaçage permettant de passer de l'univers analogique à l'univers numérique et inversement.

Les éléments d'interfaçage utilisés sont les convertisseurs analogique-numérique (CAN) et numérique-analogique (CNA) qui s'intègrent dans la structure précédente selon le schéma de la (figure 2.2).

Dans ce schéma, la fonctionnalité du bloc correcteur est évidemment la même que précédemment.

Toutefois, les lois de correction se présentent ici sous la forme de relations de récurrence traitées par le calculateur. Pour cela, celui-ci dispose d'un signal d'évaluation du temps (l'horloge temps réel) qui permet de cadencer les suites d'échantillons $\{Y_k\}$, $\{X_k\}$ et $\{W_k\}$ associées respectivement aux fonctions $Y(t)$, $X(t)$ et $W(t)$. Ce cadencement est effectué selon une période T_e qui est la période d'échantillonnage du bloc correcteur.

Dès lors, le rôle du calculateur est d'élaborer, en temps réel, la suite $\{Y_k\}$, à partir des suites $\{W_k\}$ et $\{X_k\}$, et de commander les convertisseurs de manière à réaliser l'interfaçage avec le processus à piloter.

- 1- Les grandeurs mises en jeu $Y(t)$, $X(t)$ et $W(t)$ et les suites associées peuvent être scalaires ou vectorielles. Dans ce dernier cas, le bloc correcteur doit contenir autant de convertisseurs que de composants.
- 2- La consigne est en général fournie directement au bloc correcteur sous forme numériques (clavier,...).

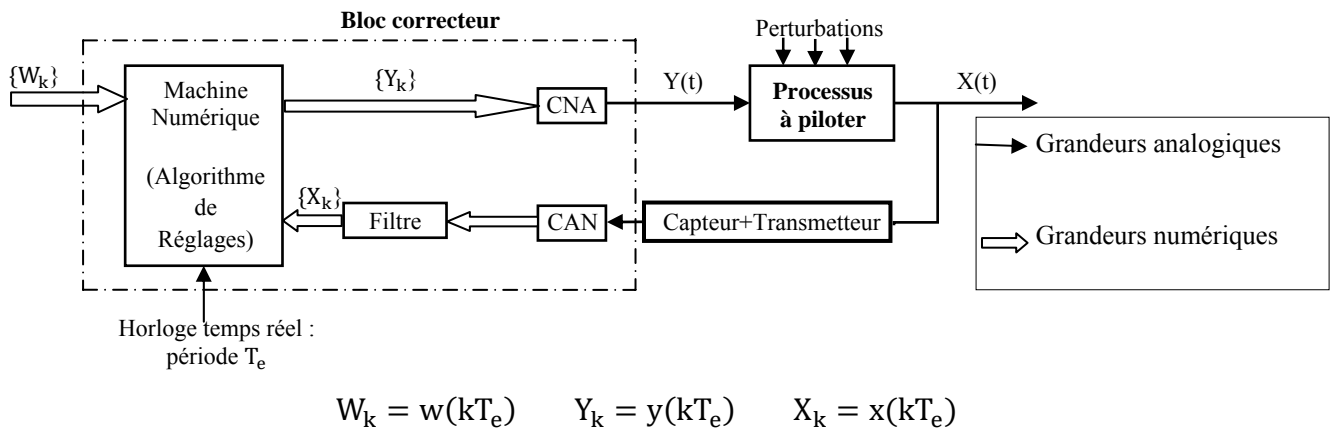


Figure 2.2 : Structure fonctionnelle de pilotage d'un processus numérique

Capteur

Fournit un signal généralement électrique traduisant les variations d'une grandeur physique.

Transmetteur

Sert à normaliser le signal délivré par le capteur. Pour les transmissions à distance, les transferts sous forme numérique ou en courant sont plus fiables que les transmissions en tension.

2.2.4. Description des flots d'informations dans la machine [6]

Si l'on fait coïncider les instants d'échantillonnage avec les fronts montants de l'horloge temps réel (HTR), par exemple, on peut suivre le flot des informations au sein de la machine. Le chronogramme de la (figure 2.3) fournit une représentation temporelle du cadencement de ces opérations.

- 1- A chaque instant d'échantillonnage tel que kT_e , la machine effectue la lecture du CAN et de la consigne (acquisitions). Temps requis τ_a (temps d'acquisition).
- 2- À l'issue des acquisitions, la machine dispose des informations X_k et W_k nécessaires au calcul de la commande Y_k . Le calcul s'effectue selon les relations de récurrence du bloc correcteur. La valeur Y_k est ensuite envoyée sur le CNA. Temps requis pour l'ensemble de ces opérations : τ_c (temps de calcul).
- 3- La machine se met en attente du front montant de HTR suivant qui matérialise l'instant d'échantillonnage $(k+1)T_e$. Ce temps de synchronisation dure τ_s .
- 4- Les opérations 1,2 et 3 sont répétées aussi longtemps que le correcteur numérique est en fonctionnement. Cela conduit à la réalisation d'une commande en escalier telle que celle illustrée (figure 2.4).

Le processus précédent induit un retard à la commande (figure 2.3) :

$$\tau_r = \tau_a + \tau_c \tag{2.1}$$

qui peut être négligé si :

$$\tau_r \ll T_e$$

Dans le cas contraire, τ_r n'est plus négligeable vis-à-vis de la dynamique du système. Enfin, le bon fonctionnement de la machine n'est évidemment possible que si :

$$\tau_r < T_e$$

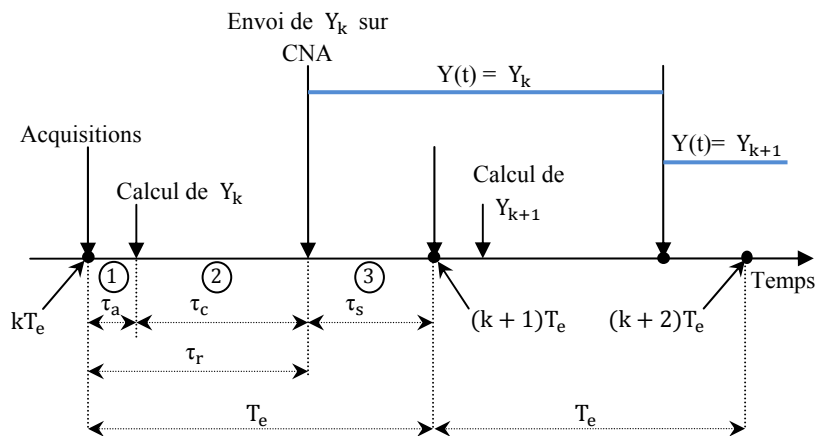


Figure 2.3 : Chronogramme des opérations dans l'algorithme de contrôle-commande

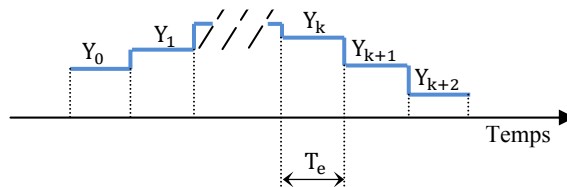


Figure 2.4 : Allure en escalier du signal de commande

2.2.4. Gestion du temps

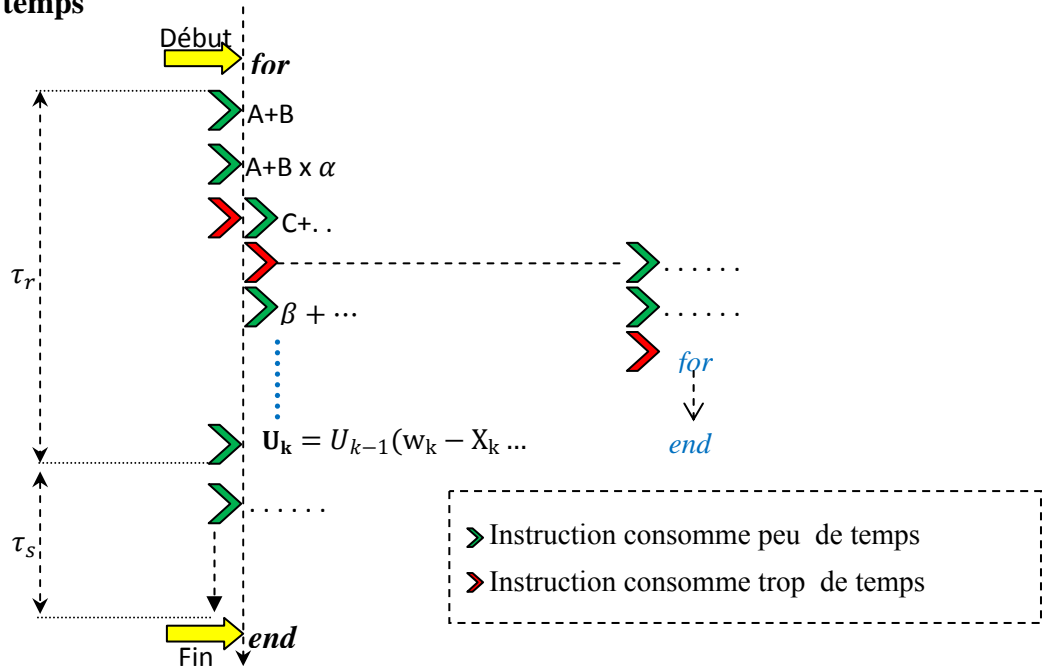


Figure 2.5 : Opérations dans le chronogramme des opérations de la (figure 2.3)

L'objectif est de minimiser les temps τ_c , τ_a et τ_s et d'éliminer toutes les équations indésirables pour l'ensemble des opérations :

Le choix du logiciel de programmation est très important pour certains problèmes de régulation, sachant que les contraintes de temps de calcul liées à la période d'échantillonnage, alors il faut simplifier les opérations et les équations algébriques et éviter des boucles imbriquées pour avoir un bon cadencement à ce qui concerne la période d'échantillonnage.

La (figure 2.5) montre les points (rouge) où les instructions consomment beaucoup de temps ce qui rend la boucle lente.

2.3. Tâche de régulation [7]

La tâche de régulation comprend plusieurs sous-tâches qui s'enchaînent séquentiellement.

2.3.1. Acquisition

Il s'agit de prélever une ou plusieurs informations délivrées par des capteurs. La conversion analogique-numérique peut être effectuée directement dans le capteur ou dans un convertisseur multiplexé situé à proximité du calculateur. La première solution est préférable si le capteur est éloigné du calculateur : un signal numérique s'altère moins qu'un signal analogique dans un environnement parasite.

2.3.2. Filtrage (filtre analogiques et filtre numériques)

Les phénomènes observés sont entachés d'erreurs provenant du bruit de processus : par exemple, la mesure de niveau d'un liquide en ébullition. L'acquisition étant ponctuelle, elle

risque de s'effectuer sur une valeur de pic de la mesure, alors que l'on souhaite une acquisition de la valeur moyenne du signal à mesurer. Le filtrage assure cette fonction.

Le filtrage est généralement effectué de façon analogique avant la numérisation, par un filtre passe-bas électronique qui atténue les oscillations haute fréquences. Il peut être complété de façon numérique en utilisant les valeurs acquises aux instants d'échantillonnage précédents.

Le filtre programmé peut être du type passe-bas transposé d'un filtre continu (filtre de Butterworth, moyenne glissante). Il se programme toujours par une équation récurrente ou une fonction faisant intervenir l'acquisition à l'instant k et les valeurs filtrées passées.

Exemple : (filtre moyenne glissante)

Soit V un vecteur de longueur N , et X la mesure

$$\begin{aligned}
 &V = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ \dots \ a_N] \\
 &\left\{ \begin{array}{l}
 \text{for } k = 1 : \text{inf} \\
 X(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N a_i \\
 \text{for } j=1 : N-1 \\
 \quad V(j)=V(j+1) \\
 \text{end} \\
 V(N)=\text{nouvelle mesure} \\
 \text{End}
 \end{array} \right. \quad (2.2)
 \end{aligned}$$

2.3.3. Calcul de la commande

À partir d'une mesure de la grandeur à régler (et des valeurs passées) et à partir d'une consigne à respecter, il faut calculer la valeur du signal à appliquer à l'entrée du procédé, qui amènera la grandeur à régler à sa valeur de consigne en respectant un cahier des charges (Rapidité, précision, amortissement). L'automatique traite ce problème.

Dans le cas de systèmes monovariables, la commande agit sur un actionneur. Lorsque le système est multivariable, il présente plusieurs grandeurs de sortie, chacune d'entre elles dépend de plusieurs grandeurs d'entrées.

2.4. PID Numérique [8]

2.4.1. Principe

On cherche $C(s)$ par les méthodes de réglage des systèmes continus, développées dans le chapitre 1. Il faut ensuite calculer $C(z)$, sa réalisation numérique. Cette transposition est faite simplement en considérant les approximations numériques des équations différentielles,

d'autant plus valables que la période d'échantillonnage est faible devant la dynamique des signaux modélisés, donc ici devant la dynamique du système. Les opérateurs de dérivation ou d'intégration que l'on trouve dans les équations différentielles sont reliés par l'opérateur de Laplace à des fonctions de transfert continues. Les équations récurrentes correspondantes sont reliées par l'opérateur en z à des fonctions de transfert discrètes.

2.4.2. Approximations du calcul analogique par un calcul numérique

Selon les équivalents numériques choisis pour représenter la différenciation (et donc l'intégration), on trouve différentes équations aux différences à programmer dans le calculateur et donc différentes fonctions de transfert $C(z)$.

Considérons la première méthode d'Euler. La dérivée d'un signal $y(t)$ est approchée par un calcul aux différences arrière dont on prend la transformée en z (TZ) :

$$\frac{dy(t)}{dt} \approx \frac{y_{kT_e} - y_{(k-1)T_e}}{T_e} \xrightarrow{T_e z} \frac{1 - z^{-1}}{T_e} y(z) \quad (2.3)$$

Avec k pas d'échantillonnage.

À la dérivation d'un signal continu correspond par transformée de Laplace (TL) :

$$\frac{dy(t)}{dt} \xrightarrow{TL} p y(p) \quad (2.4)$$

qui est donc remplacé par la transformée en z , $\frac{1-z^{-1}}{T_e} y(z)$, d'où

« L'équivalence » des opérateurs :

$$p = \frac{z - 1}{T_e z} = \frac{1 - z^{-1}}{T_e} \quad (2.5)$$

2.4.3. Application au régulateur PID [9]

a) Loi de commande

La loi de commande du régulateur PID numérique peut être obtenue par discrétisation de celle d'un régulateur PID analogique :

$$u(t) = K_p \left(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_d \frac{d\varepsilon}{dt} \right) \quad (2.6)$$

Où $\varepsilon(t)$ est le signal d'erreur.

Cette loi est discrétisée en l'évaluant à l'instant d'échantillonnage kT_e (noté k par la suite afin alléger la notation, T_e étant constante). Pour ce faire, on effectue les substitutions :

$$u(t) \rightarrow u[k] \quad (2.7)$$

$$\varepsilon(t) \rightarrow \varepsilon[k] \quad (2.8)$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} \rightarrow \frac{\varepsilon[k] - \varepsilon[k-1]}{T_e} \quad (2.9)$$

On voit que la dérivée de $\varepsilon(t)$ est approximée par la pente de la droite liant l'échantillon présent $\varepsilon[k]$ au précédent $\varepsilon[k-1]$.

La résolution de l'intégrale passe par le calcul de l'aire comprise entre l'axe t et le signal $\varepsilon(t)$. Une approximation de cette aire peut être faite par la méthode des rectangles :

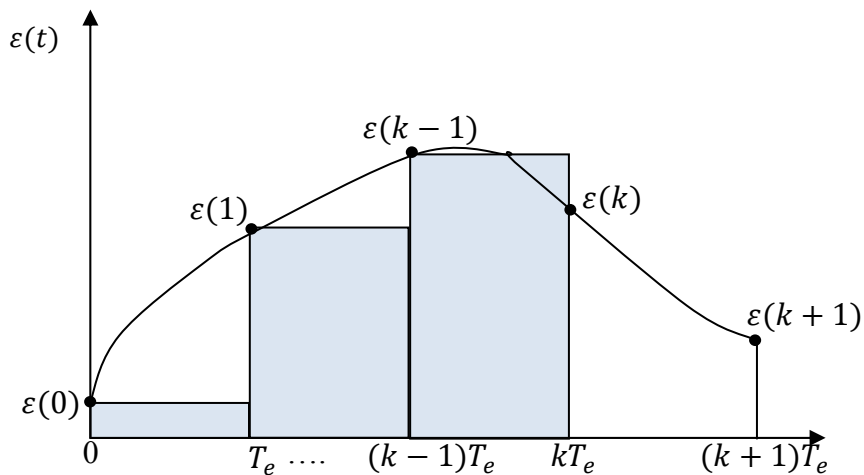


Figure 2.6 : Méthode pour intégration numérique

L'intégrale de $\varepsilon(t)$ à l'instant $t = kT_e$ est donc approximée par une somme de rectangles de largeur T_e et de hauteur.

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon(0) \\ \varepsilon(1) \\ \varepsilon(2) \\ \dots \\ \varepsilon(k-1) \end{array} \right. \quad (2.10)$$

On a :

$$\int_0^t \varepsilon(t) dt \approx \sum_{i=0}^{k-1} \varepsilon(i) T_e \quad (2.11)$$

La loi de commande discrète du régulateur PID numérique devient :

$$u[k] = K_p \left(\varepsilon[k] + \frac{1}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} \varepsilon[i] T_e + T_d \frac{\varepsilon[k] - \varepsilon[k-1]}{T_e} \right) \quad (2.12)$$

La forme de la loi de commande obtenue ci-dessus se prête mal à la programmation, puisqu'elle nécessite la mémorisation de toutes les valeurs passées $\varepsilon[0], \varepsilon[1], \dots, \varepsilon[k-1]$ du signal d'erreur numérique $\varepsilon[k]$. afin de contourner cette difficulté, écrivons les lois de commande aux instants présent k et précédent $[k-1]$ et soustrayons membre à membre :

$$u[k] = K_p \left(\varepsilon[k] + \frac{1}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} \varepsilon[i] T_e + T_d \frac{\varepsilon[k] - \varepsilon[k-1]}{T_e} \right) \quad (2.13)$$

$$u[k-1] = K_p \left(\varepsilon[k-1] + \frac{1}{T_i} \sum_{i=0}^{k-2} \varepsilon[i] T_e + T_d \frac{\varepsilon[k-1] - \varepsilon[k-2]}{T_e} \right) \quad (2.14)$$

On obtient tout d'abord

$$\begin{aligned} u[k] - u[k-1] &= K_p [\varepsilon[k] - \varepsilon[k-1]] + \frac{K_p}{T_i} \left(\sum_{i=0}^{k-1} \varepsilon[i] T_e - \sum_{i=0}^{k-2} \varepsilon[i] T_e \right) \\ &\quad + K_p T_d \left(\frac{\varepsilon[k] - \varepsilon[k-1]}{T_e} - \frac{\varepsilon[k-1] - \varepsilon[k-2]}{T_e} \right) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Puis

$$u[k] - u[k-1] = K_p \left(1 + \frac{T_d}{T_e} \right) \varepsilon[k] + K_p \left(-1 + \frac{T_e}{T_i} - \frac{2T_d}{T_e} \right) \varepsilon[k-1] + \frac{K_p T_d}{T_e} \varepsilon[k-2] \quad (2.16)$$

et finalement :

$$u[k] = u[k-1] + b_0 \cdot \varepsilon[k] + b_1 \cdot \varepsilon[k-1] + b_2 \cdot \varepsilon[k-2] \quad (2.17)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_0 = K_p \cdot \left(1 + \frac{T_d}{T_e} \right) \\ b_1 = K_p \cdot \left(-1 + \frac{T_e}{T_i} - \frac{2T_d}{T_e} \right) \\ b_2 = K_p \cdot \frac{T_d}{T_e} \end{array} \right. \quad (2.18)$$

b) Passage d'une structure à une autre [10]

Le (tableau 2.1) donne les relations pour passer d'une forme à l'autre. Précisons que le passage de la forme mixte ou parallèle à la forme série n'est pas toujours possible. Quand il est possible, il existe deux solutions ; nous avons choisi celle qui conduit au réglage avec l'action dérivée la plus faible.

	vers série	vers parallèle	vers mixte
De série	---	$K_{p,p} = K_{p,s} \frac{T_{i,s} + T_{d,s}}{T_{i,s}}$ $T_{i,p} = \frac{T_{i,s}}{K_{p,s}}$ $T_{d,p} = K_{p,s} T_{d,s}$	$K_{p,m} = K_{p,s} \frac{T_{i,s} + T_{d,s}}{T_{i,s}}$ $T_{i,m} = T_{i,s} + T_{d,s}$ $T_{d,m} = \frac{T_{i,s} T_{d,s}}{T_{i,s} + T_{d,s}}$
De parallèle	$K_{p,s} = \frac{K_{p,p} + \sqrt{K_{p,p}^2 - 4T_{d,p}/T_{i,p}}}{2}$ $T_{i,s} = K_{p,s} T_{i,p}$ $T_{d,s} = T_{d,p}/K_{p,s}$	---	$K_{p,m} = K_{p,p}$ $T_{i,m} = K_{p,p} T_{i,p}$ $T_{d,m} = \frac{T_{d,p}}{K_{p,p}}$
De mixte	$K_{p,s} = \frac{K_{p,m}(1 + \sqrt{1 - 4T_{d,m}/T_{i,m}})}{2}$ $T_{i,s} = K_{p,s} T_{i,m}/K_{p,m}$ $T_{d,s} = K_{p,m} T_{d,p}/K_{p,s}$	$K_{p,p} = K_{p,m}$ $T_{i,p} = \frac{T_{i,m}}{K_{p,m}}$ $T_{d,p} = K_{p,m} T_{d,m}$	---

Tableau 2.1 : Passage d'une structure à une autre

2.4.4. Choix de la période d'échantillonnage [11]

Le choix de la période d'échantillonnage T_e est un élément particulièrement décisif pour le choix d'un système informatique. En effet, si la période d'échantillonnage retenue est excessivement faible, le calculateur devra effectuer le traitement très rapidement et les problèmes de stockage d'information se produiront très certainement (vitesse, volume). Par ailleurs, l'échantillonnage à une cadence trop rapide pose de nombreux problèmes numériques. Par conséquent, la période d'échantillonnage doit être choisie en tenant compte de la dynamique du système à commander.

Ce choix est basé sur l'hypothèse d'un spectre $f(j\omega)$ de la fonction $f(t)$ limité en fréquence, comme le montre la (figure 2.7) et sur le théorème de Shannon qui s'énonce ainsi :

« Toute fonction du temps $f(t)$ possédant un spectre de fréquence limitée à $\pm 1/T_c$ peut être transformée par échantillonnage périodique, de période T_e inférieure ou égale à $T_c/2$ sans aucune perte d'information ».

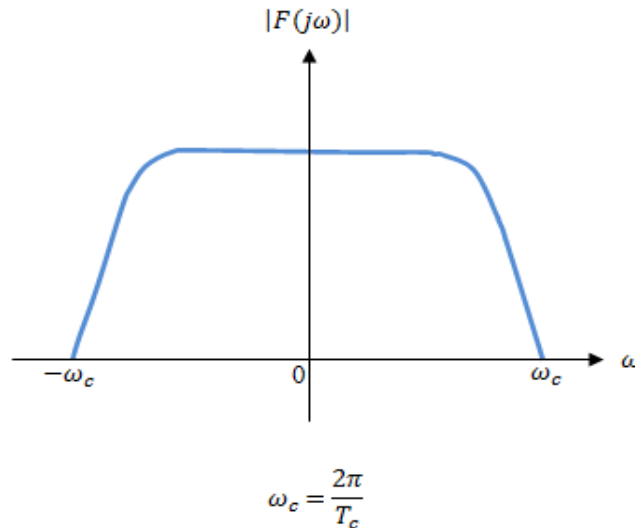


Figure 2.7 : Spectre du signal à échantillonner

En pratique, la période d'échantillonnage T_e est choisie telle que :

$$\frac{T_c}{5} > T_e > \frac{T_c}{10}$$

	Période d'échantillonnage conseillée
1. Type de variable physique	
Organes électriques	$T_e = 0,0001 \text{ à } 0,1 \text{ s}$
Débit	$T_e = 1 \text{ s}$
Niveau, Pression	$T_e = 1 \text{ à } 5 \text{ s}$
Température	$T_e = 20 \text{ s}$
2. Type de variable dynamique	
Premier ordre constante de temps θ	$\theta/4 < T_e < \theta$
Premier ordre avec retard θ	$0,2r < T_e < \tau$
Deuxième ordre de pulsation ω_n	$0,05/\omega_n < T_e < 1/\omega_n$
Constante de temps dominante θ_{max}	$T_e < 0,1\theta_{max}$
temps de montée t_M	$T_e = 0,25t_M \text{ à } 0,5t_M$
temps de réponse à 5% $t_{r5\%}$	$T_e = 1/15 t_{r5\%} \text{ à } 1/6 t_{r5\%}$

Tableau 2.2 : Quelques règles pour le choix de la période d'échantillonnage

2.5. Commande prédictive fonctionnelle (PFC)[12]

2.5.1. Introduction

Cette méthode introduite par J.Richalet dans le milieu des années 1980, applique la même philosophie que la commande prédictive généralisée de D.W.Clarke ; à savoir le ralliement de la sortie du processus vers la consigne dans le futur. Comme pour (GPC) (Generalized Predictive Controller), le calcul de la sortie prédite se fait par l'intermédiaire d'un modèle numérique du processus.

Cette commande se structure autour de quatre notions essentielles :

Le modèle interne, la trajectoire de référence, calcul de la variable manipulée et la compensation de l'erreur modèle-processus (auto-compensateur).

2.5.2. Principes de la commande prédictive fonctionnelle

En général, on considère le système à réguler comme un système modélisable sous la représentation 'équation aux différences finies discrète' (ARMA : Auto Regressive Moving Average):

$$y_M(K) = \sum a_i \cdot y_p(k - 1) + \sum b_j \cdot u(k - j) \quad (2.19)$$

2.5.2.1. Modèle interne

Le comportement d'un procédé va être simulé par un modèle interne. Il est interne car il est situé dans le calculateur de commande. Les paramètres de ce modèle s'obtiennent par différentes techniques de modélisation et/ou d'identification du procédé. Le but est de connaître le comportement futur du processus si on le soumet à une certaine entrée, c'est bien évidemment via ce modèle que la partie prédiction de la commande est assurée. La (figure 2.8) montre que, pour une commande $u(t)$, on peut comparer les réponses du modèle $y_M(t)$ et $y_p(t)$.

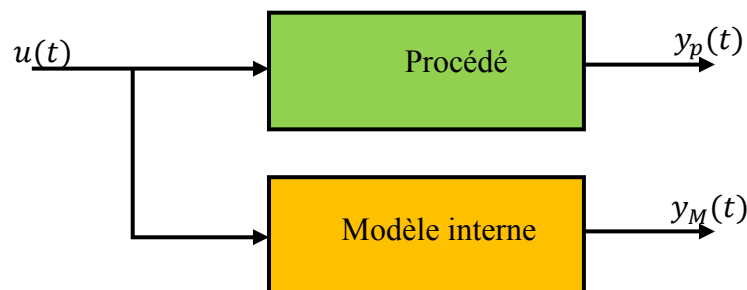


Figure 2.8 Modèle interne : situation parallèle avec procédé.

Alors, le modèle est implanté sous forme discrète : équation aux différences finies, où les variables continues issues des capteurs physiques sont échantillonnées à une cadence Te .

En supposant que le procédé est linéaire, le modèle peut être considéré du premier ordre. Dans ce cas, la fonction de transfert en continu du processus modélisé $G(p)$ est donnée par la relation suivante :

$$G(p) = \frac{\text{sortie procédé}}{\text{entrée procédé}} = \frac{K_M}{1 + \theta p} = \frac{y_p}{u_p} \quad (2.20)$$

Où p désigne la variable de Laplace, K_M représente le gain statique et θ la constante de temps du modèle.

2.5.2.2. Trajectoire de référence

La consigne est l'objectif final de la commande. Mais cette spécification n'est pas suffisante et il convient de définir comment atteindre cette consigne. La trajectoire de référence est le chemin futur que l'on souhaiterait idéalement que le processus régulé emprunte afin d'atteindre la consigne imposée. C'est elle qui va imposer la dynamique de la boucle fermée.

La trajectoire de référence fixe souvent a priori le temps de réponse en boucle fermée ($TRBF$). Le $TRBF$ est un paramètre de réglage qui est déterminé par la bonne connaissance du procédé. En fait à partir d'un point mesuré en sortie de procédé (point A sur la figure 2.9), on peut appliquer la trajectoire de référence (y_{ref}) en fonction du temps futur.

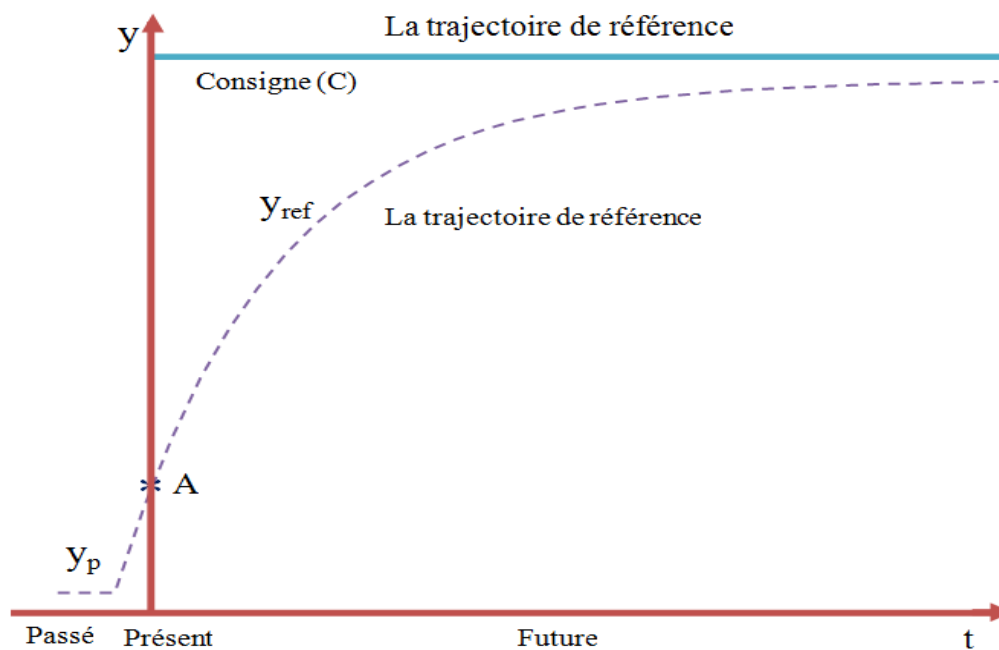


Figure 2.9 : Trajectoire de référence

2.5.2.3. Horizon de coïncidence

Il est nécessaire de définir un intervalle de temps (horizon de prédiction) $[H_1; H_2]$ dans lequel on trouvera au minimum un point de coïncidence entre la trajectoire de référence connue et la sortie du procédé.

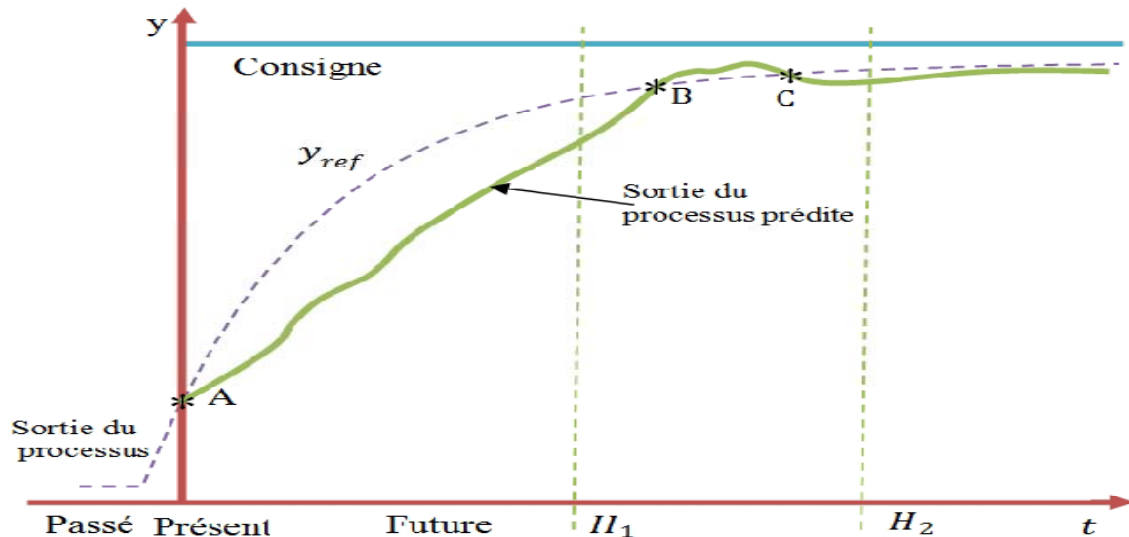


Figure 2.10 : Point de coïncidence entre trajectoire de référence et sortie du procédé

Dans la (figure 2.10), les points B et C sont les coïncidences entre la trajectoire de référence $y_{ref}(t)$ et la sortie de procédé $y_p(t)$ dans l'intervalle $[H_1; H_2]$. Généralement les points de coïncidence se limitent à un seul point situé à l'instant H . Cet instant est à choisir en tenant compte des caractéristiques du processus : si celui-ci présente un retard pur, l'instant H doit nécessairement lui être supérieur. La valeur de H va conditionner « l'agressivité » de la commande. Plus il est court et plus la commande sera « agressive ». A l'inverse, un instant H trop long impliquera que la commande prédictive ne régule plus que les états statiques du processus et non plus sa dynamique.

2.5.3. L'objectif de commande

On considère que l'incrément de la sortie du procédé au point de coïncidence se présente par la relation suivante :

$$\Delta_p(k) = y_p(k + H) - y_p(k) \quad (2.21)$$

Où k représente l'instant présent.

Si le point B est le point de coïncidence à l'horizon H , on peut transférer l'incrément de comportement désiré du procédé Δ_p au point H (figure 2.11)

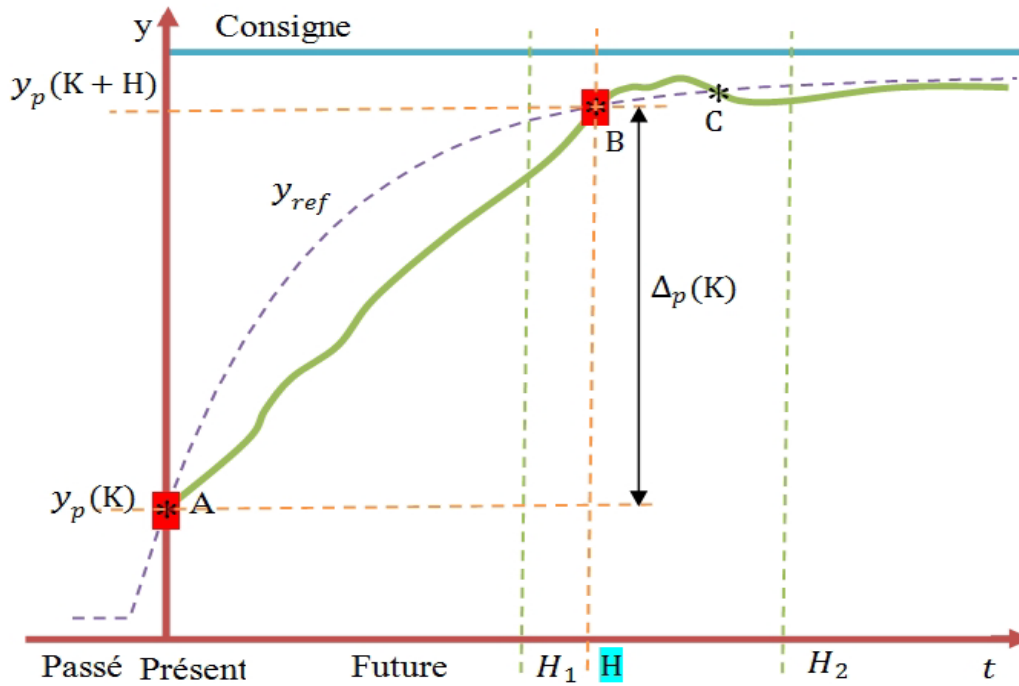


Figure 2.11 : Increment désiré de sortie de procédé

Comme d'autre part le modèle simule le comportement du procédé, on peut également fixer l'incrément désiré dans l'espace du modèle (figure 2.12)

$$\Delta_M(k) = y_M(k + H) - y_M(k) \tag{2.22}$$

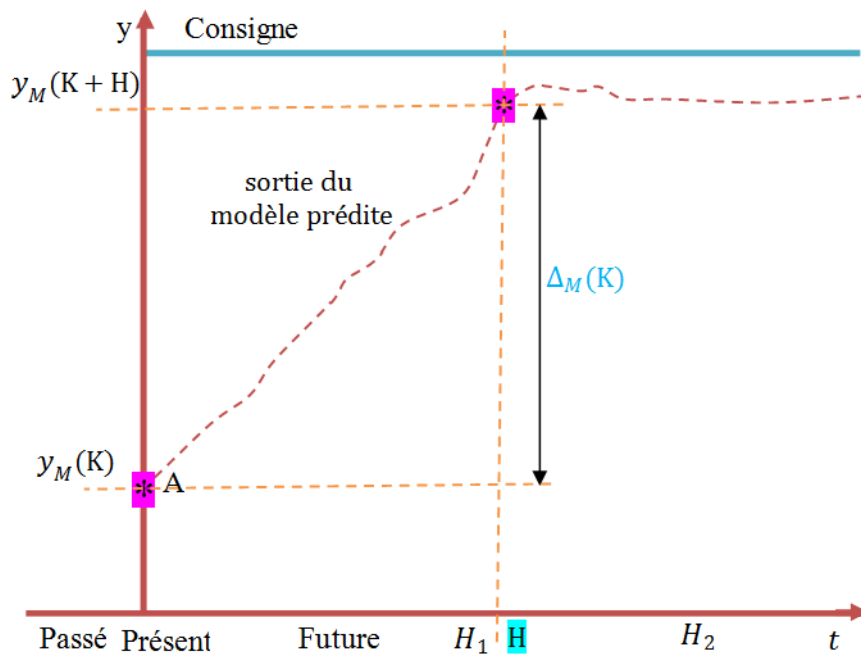


Figure 2.12 : Increment désiré de sortie de modèle au point de coïncidence

Au final, la commande à appliquer au procédé s'obtient à partir de l'égalité entre les deux incréments présentés, c'est-à-dire :

$$\Delta_p(k) = \Delta_M(k) \quad (2.23)$$

2.5.4. Calcul de commande PFC

Une des caractéristiques de la commande PFC est la structuration de loi de commande. Cela correspond à choisir le type de signal de consigne parmi des fonctions de base du type échelon, rampe, parabole etc. Ces fonctions de bases sont utilisées dans la partie prédiction de la commande prédictive. Comme mentionné précédemment, la commande prédictive s'obtient à partir de l'égalité entre la trajectoire de référence et la sortie prédite du processus au point de coïncidence H (point B sur la (figure 2.11)). Ce point correspond également au point B sur le modèle. Ainsi la relation (2.23) permet de trouver l'expression de la commande. Pour se faire on utilise la transformée en z .

Soit le modèle :

$$G(p) = \frac{\text{sortie procédé}}{\text{entrée procédé}} = \frac{K_p}{1 + \theta_p p} = \frac{y_p}{u_p} \quad (2.24)$$

On utilise un bloqueur d'ordre zéro :

$$B_0(p) = \frac{1 - e^{-T_e p}}{p} \quad (2.25)$$

Donc on peut écrire :

$$G_p(Z^{-1}) = \frac{K_M(1 - e^{-\frac{T_e}{\theta}})Z^{-1}}{1 - e^{-T_e/\theta Z^{-1}}} = \frac{y_p(Z^{-1})}{u(Z^{-1})} \quad (2.26)$$

Où T_e est la période d'échantillonnage. Du modèle échantillonné précédent, en se rappelant que z^{-1} est équivalent à un retard d'un échantillon et en notant $\alpha = e^{-\frac{T_e}{\theta}}$ (où θ est la constante de temps), il vient :

$$y_p(k) = \alpha y_p(k-1) + K_M(1 - \alpha)u(k-1) \quad (2.27)$$

Cette sortie issue du monde réel est transportée vers le modèle mathématique auquel on demande de trouver la variable manipulée future qui va produire à l'instant $k + H$ une sortie $y_M(k + H)$. On peut écrire :

$$y_M(k) = \alpha y_M(k-1) + K_M(1 - \alpha)u(k-1) \quad (2.28)$$

Si on considère la commande comme constante à une valeur $u(k)$ après son application à l'instant k , on a :

$$u(k + 1) = u(k + 2) = \dots = u(k + H) = u(k) \quad (2.29)$$

Il s'avère donc possible de calculer la sortie à l'instant $k + H$ en incrémentant la relation (2.28).

Pour commencer incrémentons de 2 la relation (2.28) :

$$y_M(k + 2) = \alpha y_M(k + 1) + K_M(1 - \alpha)u(k + 1) \quad (2.30)$$

Ce qui peut s'écrire :

$$\begin{aligned} y_M(k + 2) &= \alpha[\alpha y_M(k) + K_M(1 - \alpha)u(k)] + K_M(1 - \alpha)u(k) \\ &= \alpha^2 y_M(k) + (\alpha + 1)K_M(1 - \alpha)u(k) \\ &= \alpha^2 y_M(k) + K_M(1 - \alpha^2)u(k) \end{aligned} \quad (2.31)$$

De la même manière, en incrémentant la relation (2.30) on obtient :

$$y_M(k + 3) = \alpha^3 y_M(k) + K_M(1 - \alpha^3)u(k) \quad (2.32)$$

Cette démarche conduit à l'équation du prédicteur :

$$y_M(k + H) = \alpha^H y_M(k) + K_M(1 - \alpha^H)u(k) \quad (2.33)$$

La trajectoire de référence peut être fixée en précisant le temps de réponse désiré en boucle fermée (*TRBF*) et en choisissant une décroissance exponentielle de l'écart. On note que le temps de réponse en boucle fermée se présente à 95% de la valeur finale.

En utilisant les notations de la (figure **2.13**), on peut écrire :

$$\varepsilon(k) = C(k) - y_p(k) \quad (2.34)$$

Où $\varepsilon(k)$ est l'écart entre la consigne $C(k)$ et la trajectoire de référence ($\equiv y_p(k)$) à l'instant k .

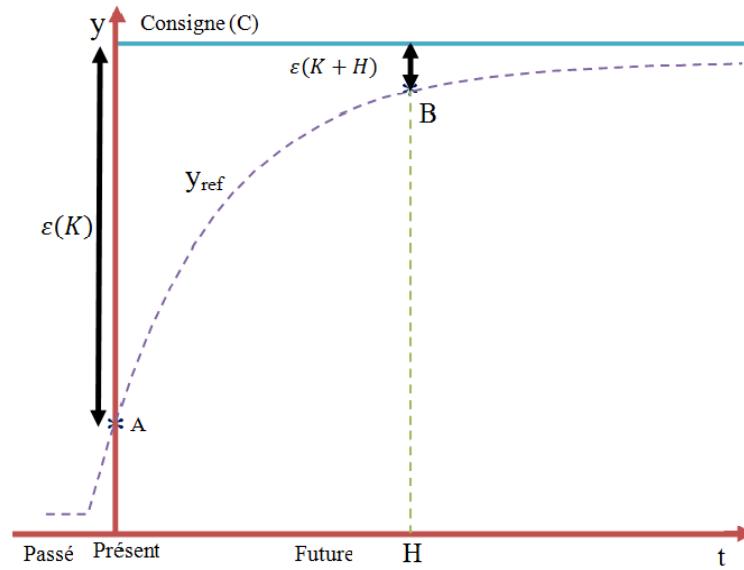


Figure 2.13 : Ecart entre la consigne et la trajectoire de référence

Sachant que la trajectoire de référence est choisie de forme exponentielle, le décrement de l'écart entre la consigne et la sortie à l'instant $(k + H)$ est donnée par :

$$\varepsilon(k + H) = \varepsilon(k)e^{-\frac{T_e H}{\theta b_f}} = \varepsilon(k)\lambda^H \quad (2.35)$$

Avec $\lambda = e^{-T_e/\theta b_f}$ et où θb_f représente la constante de temps de la trajectoire de référence. Si l'on suppose qu'à l'instant $(k + H)$ il ya bien coïncidence entre la sortie du procédé et la trajectoire de référence, dans ces conditions, l'incrément de la sortie du procédé (Δp) peut être déterminé par :

$$\Delta_p(k) = y_{ref}(k + H) - y_p(k) = C(k) - \varepsilon(k + H) - y_p(k) \quad (2.36)$$

En utilisant les relations (2.34), (2.35) et (2.36) l'expression de l'incrément de la sortie devient :

$$\Delta_p(k) = (1 - \lambda^H) (C(k) - y_p(k)) \quad (2.37)$$

Compte tenu de la coïncidence entre les trajectoires en $k + H$, y_p peut être remplacée par la mesure de la sortie de la référence dans l'équation (2.37).

De la même façon que pour le procédé, on peut déterminer l'incrément de la sortie du modèle en utilisant l'équation (2.33) :

$$\Delta_M(k) = y_M(k + H) - y_M(k) \quad (2.38)$$

$$\Delta_M(k) = (1 - \alpha^H)K_M u(k) - y_M(k)(1 - \alpha^H) \quad (2.39)$$

Comme l'objectif est d'avoir $\Delta_p(k) = \Delta_M(k)$, on peut tirer des équations (2.38) et (2.39) l'expression de la commande u :

$$u(k) = \frac{(1 - \lambda^H)(c(k) - y_p(k))}{(1 - \alpha^H)K_M} + \frac{y_M(k)}{K_M} \quad (2.40)$$

Cette commande correspond au schéma décrit à la (figure 2.14), (figure 2.15)

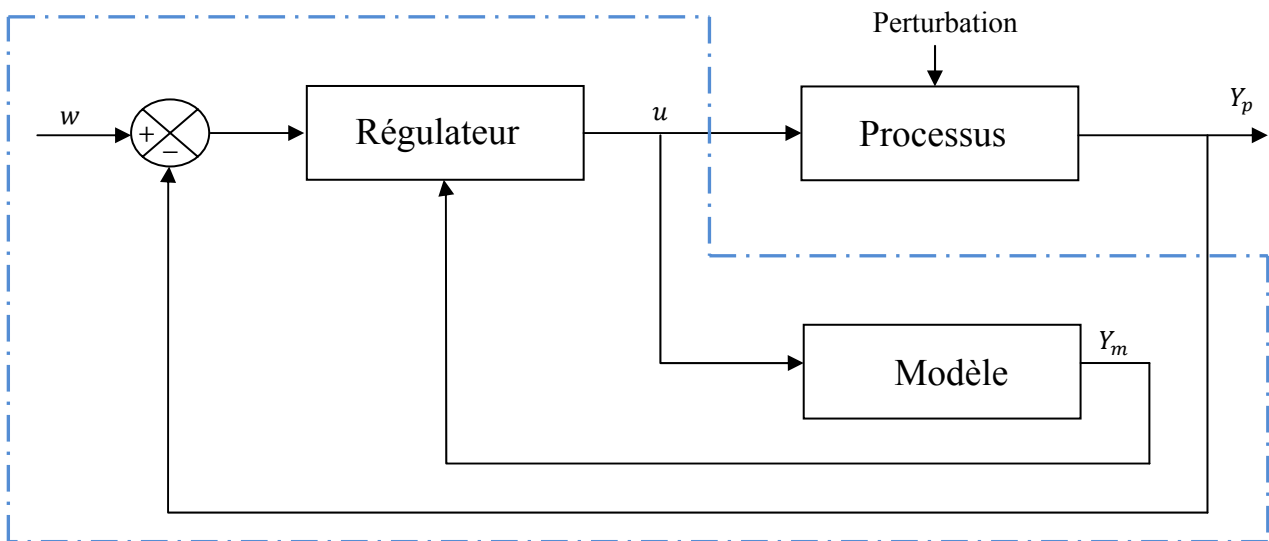


Figure 2.14 : Schéma bloc de la PFC

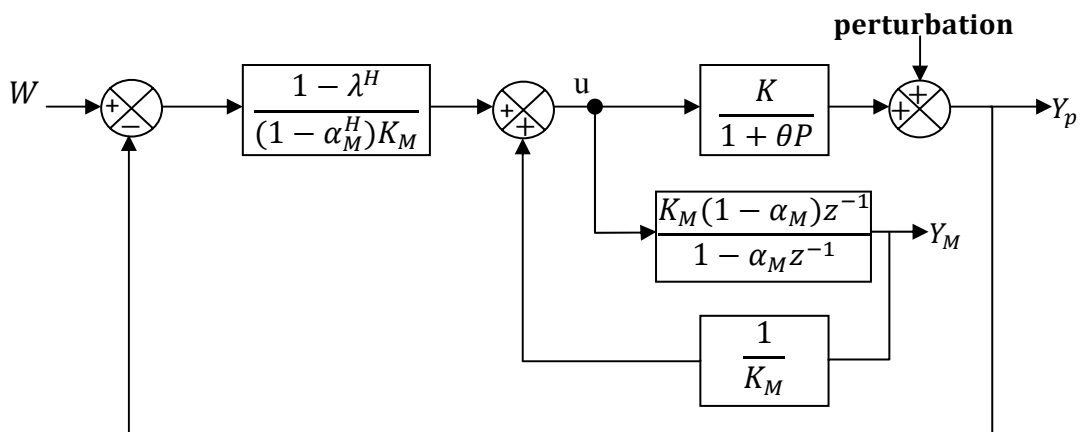


Figure 2.15 : Commande équivalente [13]

2.5.5. Paramètres nécessaires à la mise en œuvre de la commande PFC

Si le paragraphe précédent permet de déterminer la forme de la loi de commande, des paramètres comme la période d'échantillonnage, la constante de temps en boucle fermée ou encore l'horizon de coïncidence. On les utilise au calcul final, sont définis par les équations suivante :

$$TRBO = 3\theta \quad (2.41)$$

$$TRBF = \frac{TRBO}{3} \quad (2.42)$$

$$\theta_{bf} = \frac{TRBF}{3} \quad (2.43)$$

K_M : Gain statique ; obtenu par un modèle interne physique.

θ : Constante de temps ; obtenu par un modèle interne physique.

2.5.6. Prise en compte de contraintes [13]

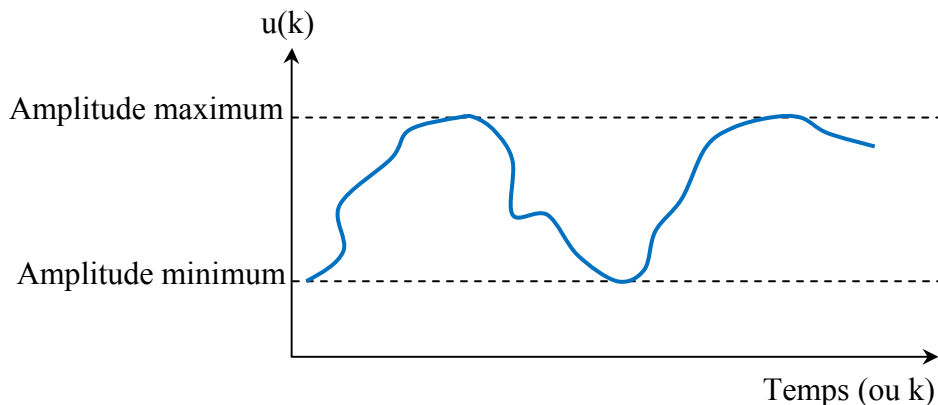


Figure 2.16 : Prise en compte de contraintes d'amplitude

a) Contrainte d'amplitude

Une contrainte d'amplitude se traduit, au point de vue des équations de commande, par l'introduction d'une inégalité supplémentaire. Celle-ci fixe une limite (maximale ou minimale) que la variable d'action ne peut pas dépasser : exemple : $0,2 \leq u(k) \leq 1,5$, ce qui implique la prise en compte de deux inégalités (figure 2.16).

b) Contrainte de vitesse

Une contrainte de vitesse limite, l'amplitude de la variation de la variable d'action entre deux instants consécutifs, séparés par une période d'échantillonnage T_e . Cette contrainte correspond à une contrainte d'amplitude sur la dérivée de $u(k)$. Sous forme de représentation

discrète : $\frac{u(k)-u(k-1)}{T_e} \leq V_{max}$ dans le cas d'une contrainte sur l'accroissement, ou encore $\frac{u(k)-u(k-1)}{T_e} \leq V_{min}$, dans le cas d'une contrainte minimale. De même que la contrainte d'amplitude, la contrainte de vitesse se traduit par la prise en compte d'une inégalité supplémentaire (exemple : $u(k) \leq V_{max} \cdot T_e + u(k-1)$).

Il est à noter que la valeur de la variable manipulée $u(k-1)$ utilisée pour calculer la sortie modèle est celle résultant de la prise en compte des contraintes.

2.5.7. Prise en compte des contraintes dans l'algorithme de commande [13]

- Algorithme sans contrainte :

- Initialisation
- Début boucle sur k
 - Acquisition de $Y_p(k)$ et de $C(k)$
 - Calcul de $Y_M(k) = f(Y_M(k-1), u(k-1))$
 - Calcul de $u(k) = f(Y_p, C, Y_M \dots)$

- Fin boucle sur k

- Algorithme avec une contrainte de vitesse et une contrainte d'amplitude :

- Initialisation
- Début boucle sur k
 - Acquisition de $Y_p(k)$ et de $C(k)$
 - Calcul de $Y_M(k) = f(Y_M(k-1), u(k-1))$
 - Calcul de $u(k) = f(Y_p, C, Y_M \dots)$
 - (1) si $u(k) > u(k-1) + V_{max} \cdot T_e$ alors
 - $u(k) = u(k-1) + V_{max} \cdot T_e$
 - (2) si $u(k) > U_{max}$ alors $u(k) = U_{max}$
- Fin boucle sur k

Les deux nouvelles lignes (1) et (2) de ce dernier algorithme mettent en évidence la possible modification de la valeur de la variable d'action $u(k)$. Il faut remarquer que le calcul de $Y_M(k)$ prend en compte, lors de chaque itération, l'éventuelle limite imposée à $u(k)$, calculée lors de la précédente itération.

On obtient pour un changement de consigne le comportement de la (figure 2.17).

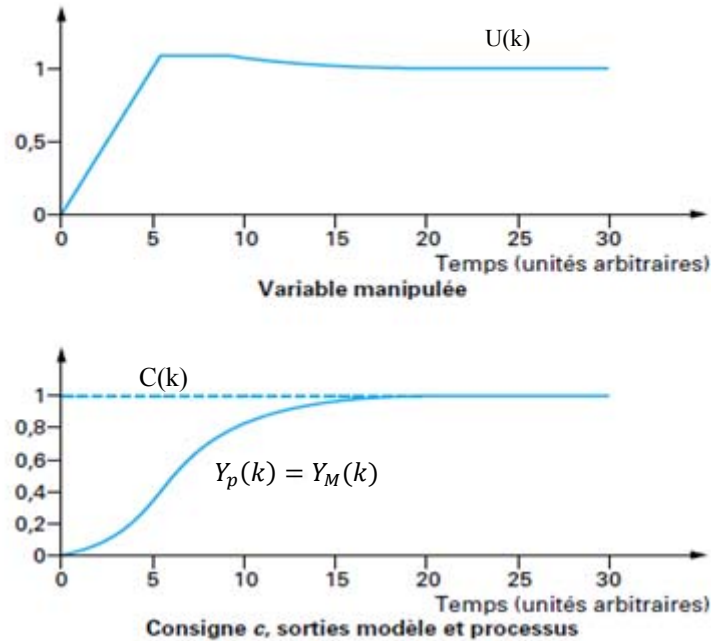


Figure 2.17 : Technique PFC, premier ordre, avec contraintes de vitesse et d'amplitude

2.5.8. Stabilité [12]

La commande prédictive est basée sur le modèle pour calculer des prédictions de la sortie qui seront utilisées par la suite dans l'algorithme d'optimisation, souvent itératif, pour déterminer la séquence des commandes optimale à appliquer. Ainsi, à chaque instant d'échantillonnage, un problème d'optimisation est résolu en temps réel. Par conséquent, la stabilité de la commande prédictive est liée directement, à la stabilité du modèle utilisé (Lee et Park, 1991) pour l'étape de prédiction donc du système à commander, et à la convergence de l'algorithme d'optimisation. Pour assurer la stabilité en boucle fermée, le système en boucle ouverte doit être stable pour que les prédictions le soient aussi, et l'algorithme d'optimisation doit garantir une convergence même locale.

2.5.9. Avantage et Inconvénients [13]

a) Avantage

- Respect des contraintes sur les variables contrôlées et manipulées.
- Commande plus douce, pas de variations excessives :
 - Meilleure utilisation des actionneurs.
 - Le temps de vie des actionneurs est augmenté.
- Le système s'adapte aux perturbations mesurables.
- Gain économique futur.

b) Inconvénients

- Mise en place du modèle : difficulté scientifique.
- Puissance de calcul : difficulté technique.
- Personnel qualifié.

2.6. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'élaboration théorique des régulateurs PID numérique et commande prédictive fonctionnelle (PFC). Premièrement, nous avons exposé l'algorithme de PID numérique. Deuxièmement, la commande prédictive fonctionnelle (PFC) a été développée, c'est-à-dire la mise en œuvre de cette technique avancée et la présentation des avantages et inconvénients de cette dernière.

Chapitre 3

Description matérielle

Chapitre 3

Description matérielle

3.1. Introduction

Le niveau est une grandeur physique mesurée industriellement, les techniques de mesures développées pour les applications sont très variées.

3.2. Description de l'unité [14]

L'unité de processus de niveau et de débit PUL-2 (figure 3.1) est constituée de deux réservoirs (réservoir, cuve) une pompe à palette actionnée par un moteur électrique qui fournit de liquide (eau) nécessaire pour atteindre le niveau souhaitée et le maintenir.

Un réservoir ayant un volume supérieur à celui de processus, pour extraire l'eau et la recueillir.

L'actionneur possède une électrovanne proportionnelle à commande électrique.

Un transducteur de niveau contient un capteur de pression situé au fond du réservoir de processus.

Une vanne d'étranglement à commande manuelle, disposé au fond du réservoir de processus, permet d'imposer la "charge" et ses variations.

L'unité de processus PUL-2 est équipée d'un débitmètre à aubes et d'une vanne d'étranglement manuelle disposés en série sur le côté de refoulement, lesquels permettent aussi de réaliser des expériences de débit sur cette même unité.

Le réservoir, transparent pour des raisons didactiques, est muni d'une règle de référence pour la lecture du niveau (La plage du niveau va de 0 à 500mm).

Le volume intérieur entre les niveaux 0 et 500 mm est de 5 litres, il est considérée comme référence dans les mesures de débit.

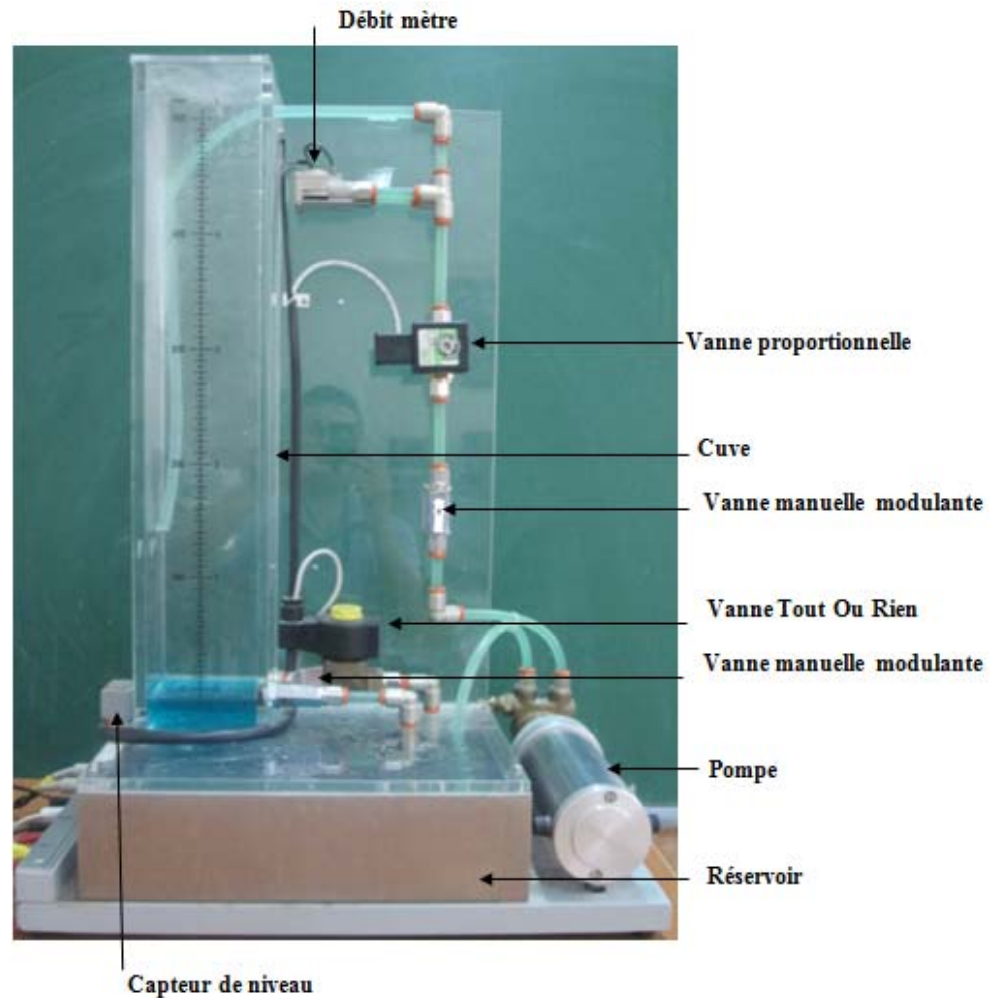


Figure 3.1 : Processus de niveau PUL-2

3.3. Contrôle automatique de la vanne proportionnelle [14]

Le contrôle automatique de niveau 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.
- Régulation en cascade.
- Commande prédictive.

3.4. Transducteur de niveau (capteur de niveau) [14]

Dans les installations chimique et thermique, les mesures de niveau sont les plus répondues, on les réalise en utilisant un grand nombre de transducteurs, ceci selon la substance, la pression, la température, etc.

L'unité de mesure du niveau coïncide avec l'unité de mesure de la longueur, qui dans le système international est le mètre (m).

On peut effectuer une premier subdivision des transducteurs de niveau en les classant d'après le type de détection qu'ils réalisent, qui pourra être ON/OFF (niveau min/max) ou bien continu et proportionnelle. Un ultérieur classement pourra être effectué selon le principe de transducteur.

Les caractéristiques principales des transducteurs de niveau sont :

- Variation de la poussée hydrostatique d'un corps immergé.
- Variation de la capacité électrique.
- Variation du temps de réflexion des ultrasons.
- Variation de la pression.
- Conduction.

3.4.1. Méthode de mesure de niveau [14]

- **Emploi de flotteurs** : sont utilisés surtout pour les alarmes de niveau ou pour l'actionnement de vanne automatique.
- **Variation de la capacité électrique des matériaux** : sont employés surtout en présence de substances présentant des variations de capacité considérable.
- **Au moyen d'un faisceau d'ultrasons** : est basée sur la réflexion sonore de la surface des matériaux.

Ces transducteurs de niveau nécessitent également un conditionneur de signal, car on devra mesurer le temps de retard entre l'émission d'une onde et sa réflexion.

L'emploi des transducteurs de type à conduction suppose la présence de substance permettant le passage du courant électrique sans que se dernier ne cause des problèmes (dangers, réchauffement, etc.). En générale, on utilise ce transducteur de niveau comme dispositifs de type on\ off.

3.4.2. Transducteur de pression de la station PUL-2 [14]

La mesure de niveau d'un récipient ouvert au moyen d'un transducteur de pression est présenté à la (figure 3.2). Elle se base, le fait que la pression au fond ou sur la paroi d'un récipient est liée au niveau selon une relation de proportionnalité qui est :

$$P = \varphi \cdot g \cdot h \quad (3.1)$$

φ : Masse volumique du liquide(Kg/sec^3).

g : Gravité (m/S^2) .

h : Hauteur(m) .

Pour mesurer le niveau d'une colonne ouverte d'eau ($h=500mn$), on a choisi le transducteur de pression parce qu'il est plus précis et plus facile à installer et à utiliser.

Le choix du transducteur de pression suppose qu'on connait le plus haut niveau pouvant être atteint, lequel compte tenu de la masse volumique que l'on connait permet de déterminer la plage de pression du transducteur.

Dans le cas de l'eau, dont la masse volumique est de $1000 Kg/m^3$ (eau distillée), la pression inhérente au milieu ambiant d'une colonne ouverte, de 10 mètres est de 0,98 bars, par conséquent , la pression maximale exercée par une colonne d'eau de 500 millimètres dans le transducteur sera égale à:

$$\frac{10}{0,5} = \frac{0,98}{X}$$

$$X = \frac{0,5 \cdot 0,98}{10} = 0,049 \text{ bar}$$

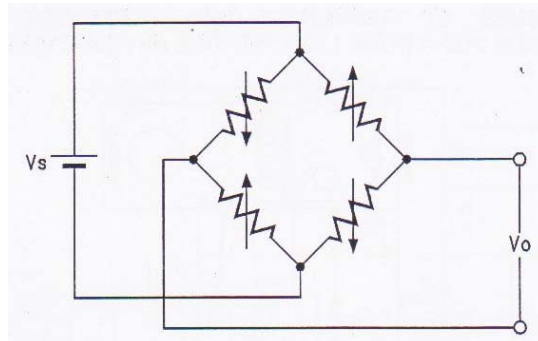


Figure 3.2 : Pont de Wheatstone

3.4.3. Transducteur de niveau de la station PUL-2 [14]

Le transducteur est fabriqué par la société MICRO SWITCH HONEYWELL DIVISION, il a pour sigle le sigle 170PC28HG1 (pour de plus informations, voir datasheet).

Les caractéristiques les plus importantes de ce transducteur sont les suivantes :

Plage de mesure	0.0696 bars
Variation max de tension	45mV
Plage de température	0-50°C

3.4.4. Exemple de calcul avec le pont de Wheatstone [15]

On désire mesurer une température variable entre 0 C° et 100 C° à l'aide d'une sonde à résistance reliée à un pont de Wheatstone alimenté par un courant constant comme le montre la (figure 3.3).

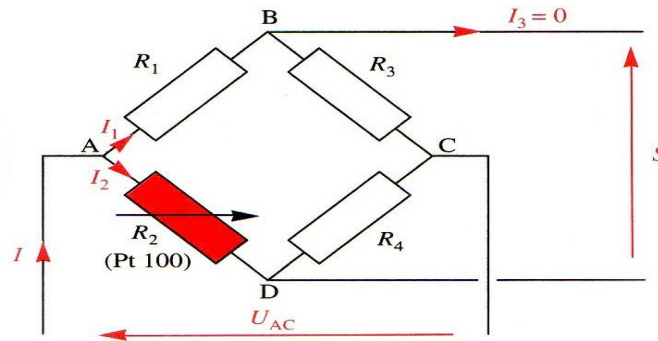


Figure 3.3 : Pont de Wheatstone

La résistance de la sonde est donnée par la formule suivante :

$$R_\theta = R_0(1 + 3,91 \cdot 10^{-3} \theta - 6 \cdot 10^{-7} \theta^2) \quad (3.1)$$

En désignant par :

R_θ : Valeur de la résistance R_2 de la sonde à $\theta^\circ\text{C}$.

R_0 : La valeur de la résistance à 0°C : $R_0 = 100\Omega$.

A l'aide du pont de Wheatstone, on réalise un transmetteur délivrant un signal de 0 mV à 50 mV lorsque la température varie entre 0° et 100° .

- On commence par déterminer la valeur commune des résistances R_1, R_3, R_4 :

À $\theta = 0^\circ\text{C}$, S doit être égale à 0 mV et $I_3 = 0\text{ A}$.

En équilibre si : $R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$, ($R_2 = 100\Omega$ à 0°)

Donc $R_1 = R_3 = R_4 = 100\Omega$.

- Ensuite, on détermine l'intensité du courant d'alimentation I :

$$S = U_{BC} + U_{CD} = U_{BC} - U_{DC} = R_3 I_1 - R_4 I_2 \quad (3.2)$$

$$U_{AC} = (R_1 + R_3) I_1 = (R_2 + R_4) I_2 \text{ donc } I_1 = \frac{I_2 (R_2 + R_4)}{R_1 + R_3} \quad (3.3)$$

D'après la loi des nœuds appliquée au point A : $I_2 = I - I_1$

- On remplace dans (3.3) : $I_1 = \frac{(I - I_1)(R_2 + R_4)}{R_1 + R_3} = \frac{I(R_2 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$ (3.4)

$$\text{La relation (3.3) permet aussi d'obtenir } I_2 = \frac{I(R_1 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (3.5)$$

- On remplace les relations (3.4) et (3.5) dans (3.2) on obtient :

$$S = R_3 \frac{I(R_2 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} - R_4 \frac{I(R_1 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = \frac{R_3(R_2 + R_4) - R_4(R_1 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} I \quad (3.6)$$

$$\text{Donc, } I = \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}{R_3(R_2 + R_4) - R_4(R_1 + R_3)} S$$

Pour $\theta = 100^\circ\text{C}$, $S = 50\text{mV}$

- On calcule R_2 en remplaçant θ dans la relation (3.1)

$$R_2 = 138,5\Omega, \quad R_1 = R_3 = R_4 = 100\Omega$$

Application numérique : $I = 5,7\text{mA}$

- Pour une valeur de $\theta = 50^\circ\text{C}$ on calcule R_2 avec la relation (3.1) et on remplace dans la relation (3.6).

$$R_2 = 119,4\Omega \text{ et } S = 26,3 \text{ mV}$$

Note : le dispositif ne délivre pas un signal S proportionnel à la variation de température ce transmetteur n'est pas linéaire.

3.4.5. Montage à 2 fils[15]

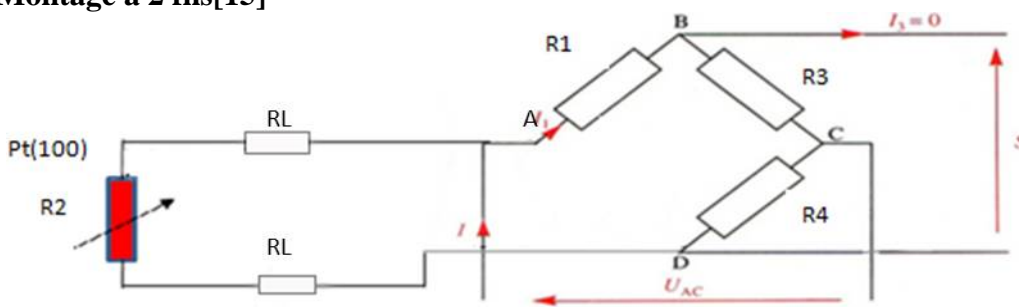


Figure 3.4 : Montage à deux fils

La relation de la sortie S est définie comme suit :

$$S = I \frac{R_3(R_2 + R_4) - R_4(R_1 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (3.7)$$

En tenant compte des conditions d'installation, la résistance dans la branche AD devient égale à $R_2 + 2R_L$ et $R_1 = R_3 = R_4 = R = 100\Omega$.

$$S = 100I \frac{R_2 - 100 + 2R_L}{300 + R_2 + 2R_L} \quad (3.8)$$

3.4.6. Montage 3 fils [15]

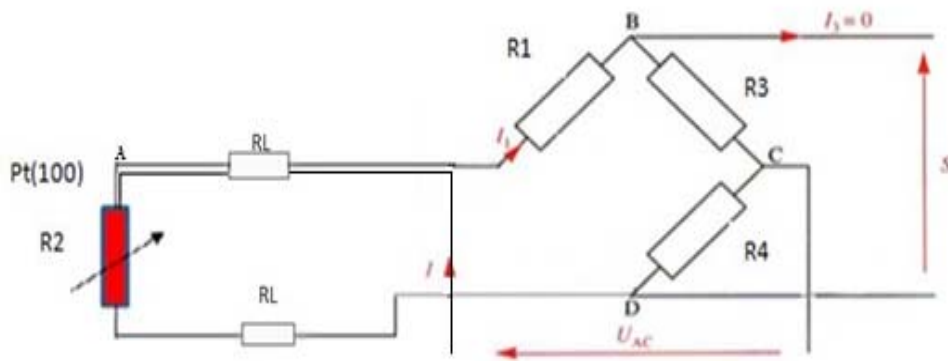


Figure 3.5 : Montage à trois fils

On note que le 3^{eme} fil permet de déplacer le sommet A du pont et ainsi de répartir les résistances de ligne entre les branches AB et AD.

Ces deux branches présentent des résistances égales: $R_1 + R_L$ et $R_2 + R_L$.

La nouvelle expression de S est :

$$S = 100 I \frac{R_2 - 100}{300 + R_2 + 2R_L}$$

Le montage 3 fils est employé au niveau industriel, car dans le montage à 2 fils le terme $2R_L$ au numérateur devient non négligeable, en particulier pour les températures proches de 0°C où ce terme est faible.

3.5. Conditionnement du signal du capteur [14]

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~ 10V). La (figure 3.6) montre le schéma électronique du conditionneur :

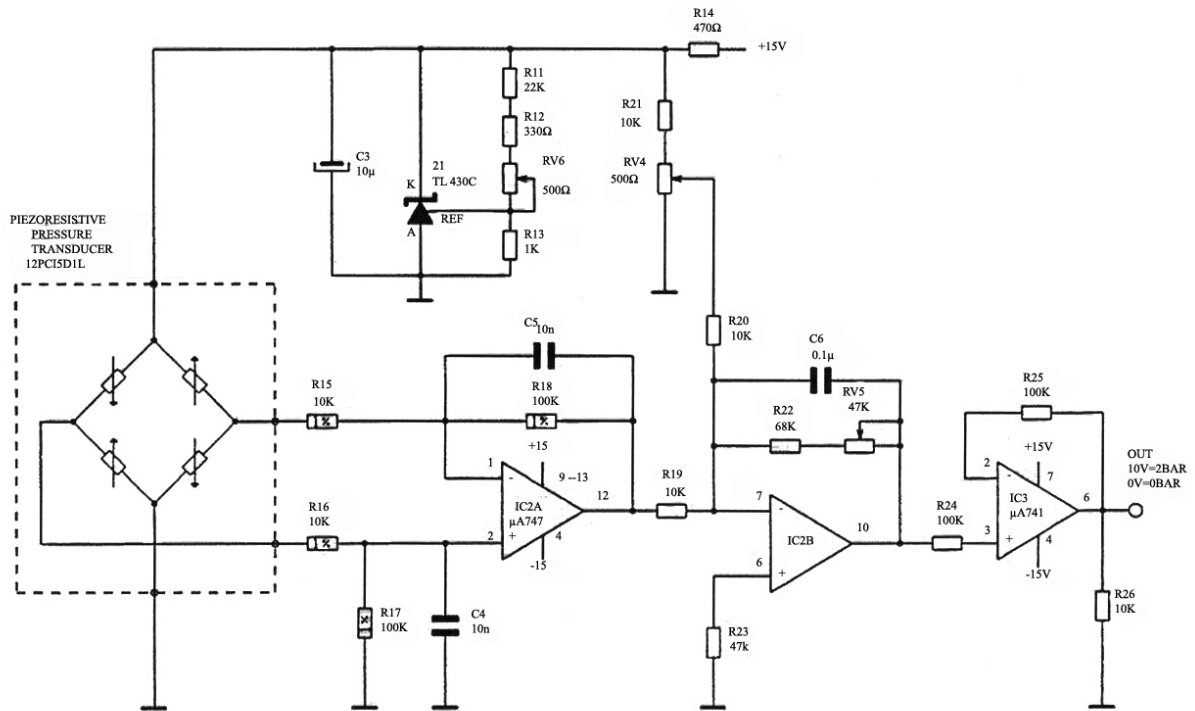


Figure 3.6 : Schéma électronique du conditionneur

3.6. Amplificateur de puissance de la vanne proportionnelle [14]

L'organe réglant (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 3.7)(0~ 10V), sortie (0~ 24V) .

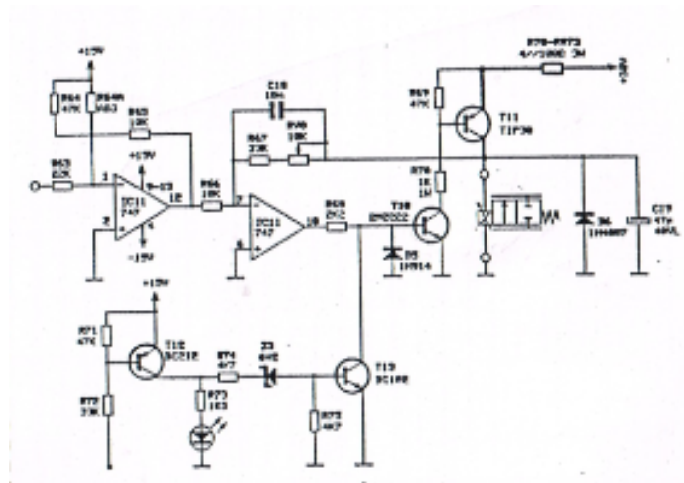


Figure 3.7 : Schéma électronique de l'amplificateur de puissance

L'amplificateur et le conditionneur sont rassemblés sous un seul boîtier comme le montre la (figure 3.8).

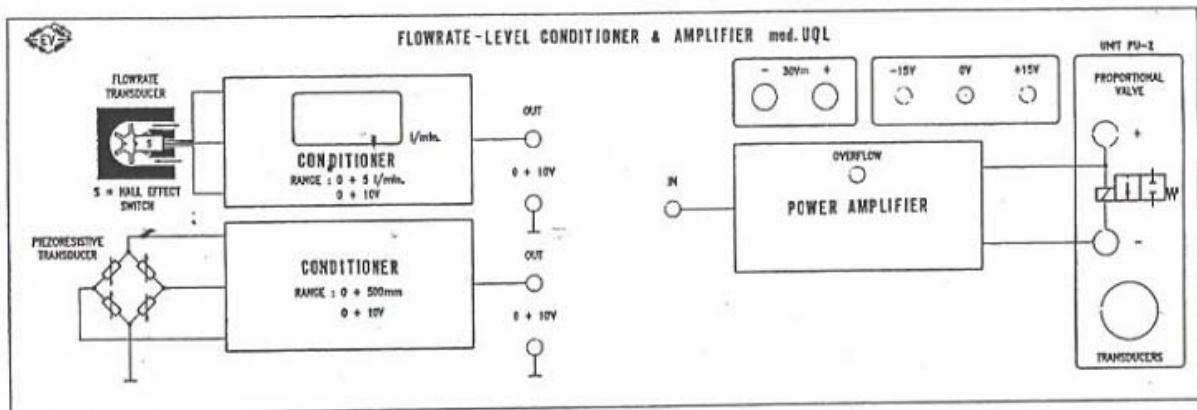


Figure 3.8 : Bloc conditionneur et amplificateur de puissance

3.7. Carte d'acquisition Labjack [15]

Pour commander notre système avec un ordinateur, on fait appel aux cartes d'acquisitions qui assurent la communication entre l'ordinateur et la station PUL-2.

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 3.9) montre un Labjack U3-LV (low voltage).

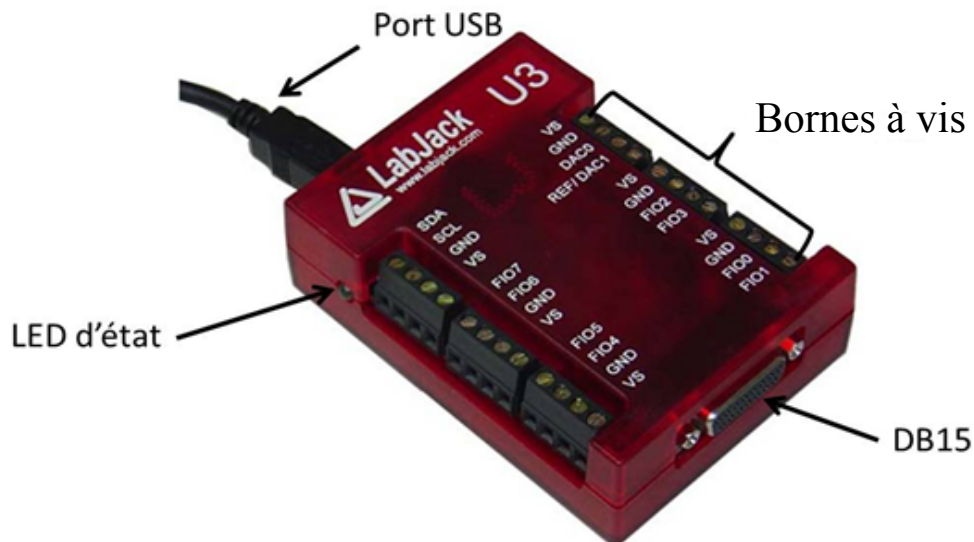


Figure 3.9 : Carte d'acquisition Labjack

3.7.1. 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 bord 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 ~ FIO₇) sont disponibles sur les bornes à vis, les autres lignes (EIO₀ ~ EIO₇) sont disponibles sur le DB15.

- **AIN (analog input)**: On peut configurer sur le Labjack jusqu'à 16 entrées analogiques (FIO₀ ~ FIO₇) et (EIO₀ ~ EIO₇). La plage de variation du signal d'entrée analogique est de (0 ~ 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 ~ 5V) volts avec 10 bits 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 entrée/sortie 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.

3.7.2. Descriptions des différents blocs de programmation du Labjack

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

Tableau 3.1 : Liste des commandes

On rappelle que le signal d'entrée du Labjack à une plage de variation de (0V ~ 2.44V) et le signal de sortie est de (0V ~ 5V), mais, la plage de conditionnement du capteur de pression de la station est de (0V ~ 10V) et la tension utile de la vanne proportionnelle est de (0V ~ 24V). Donc, pour adapter ses signaux il faut les conditionner, pour cela on réalise 2 circuits d'adaptations à base des amplificateurs opérationnels.

3.8. Amplificateur opérationnel [16]

L'amplificateur opérationnel est un circuit intégré, utilisé pour réaliser des opérations d'amplification, addition, soustraction, intégrale, dérivée et de comparaison.

Un amplificateur opérationnel comporte essentiellement deux entrées e+ et e- et une sortie Vs ainsi que deux bornes d'alimentation V+ et V- . La figure (3.10) montre un amplificateur opérationnel.

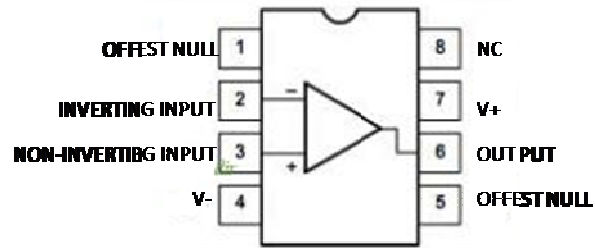


Figure 3.10 : Amplificateur opérationnel

3.8.1. Circuit (0V ~ 10V) / (0V ~ 2.44V)

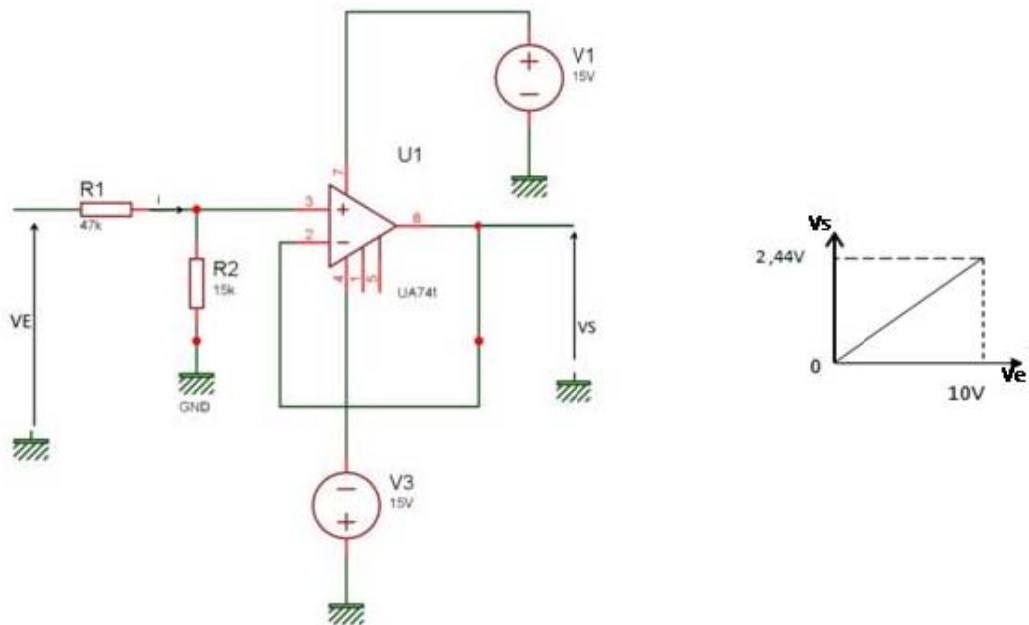


Figure 3.11 : Montage (0V~ 10V) / (0V~ 2,44V)

$$V_s - R_2 i = 0, \text{ donc } i = \frac{V_s}{R_2} \tag{3.9}$$

$$V_e - R_1 i - R_2 i = 0 \tag{3.10}$$

$$V_e - R_1 \frac{V_s}{R_2} - R_2 \frac{V_s}{R_2} = 0$$

$$V_e = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_s$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{3.11}$$

Dans notre cas on a $V_{e_{\max}} = 10V$ et $V_{s_{\max}} = 2.44V$ donc, on doit avoir un gain qui est égale à $\frac{2.44}{10} = 0.24$

$\frac{R_2}{R_1+R_2} = 0.24$. Si on choisit $R_1 = 47K\Omega$ et $R_2 = 15K\Omega$, on trouve $\frac{15}{15+47} = 0.24$

3.8.2. Circuit (0V~ 5V) / (0V~ 10V)

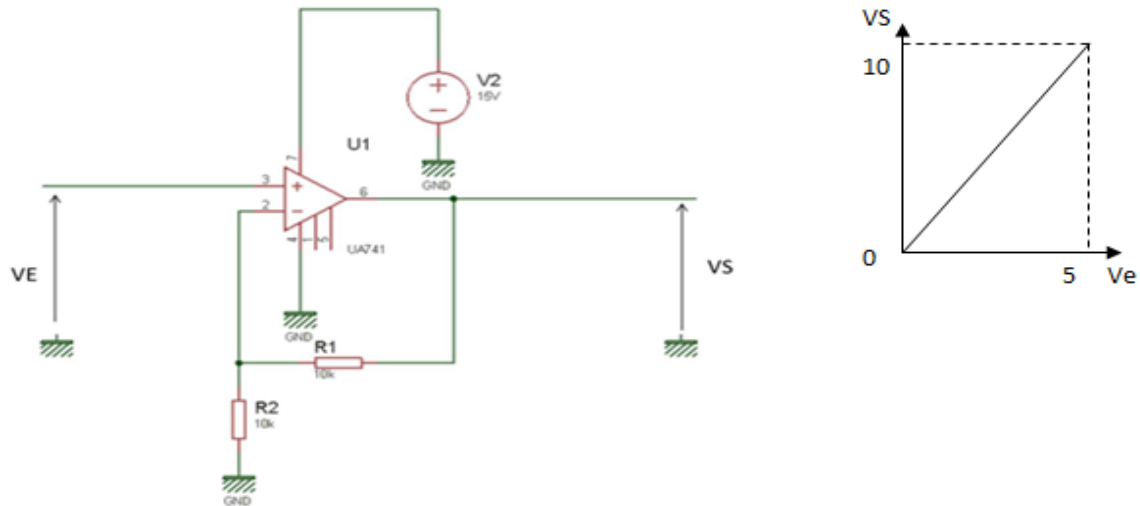


Figure 3.12 : Montage (0V~ 5V) / (0V~ 10V)

On a : $e_+ = e_-$

$$e_+ = V_e$$

$$e_- = V_s \frac{R_2}{R_1+R_2} \text{ (diviseur de tension)}$$

$$e_+ = e_- \text{ donc } V_e = V_s \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (3.12)$$

Dans ce circuit on a $V_{e_{\max}} = 5V$ et $V_s = 10V$ donc, on doit avoir un gain qui est égale à 2.

On choisit $R_1 = R_2 = 10K\Omega$.

3.8.3. Circuit (0V- 5V) / (0V- 10V)

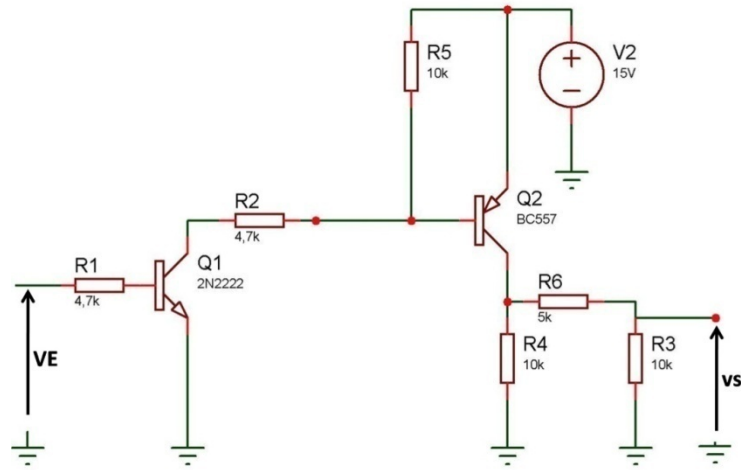


Figure 3.13 : Montage (0V -5V)/(0V -10V)

3.9. Boucle de régulation PID

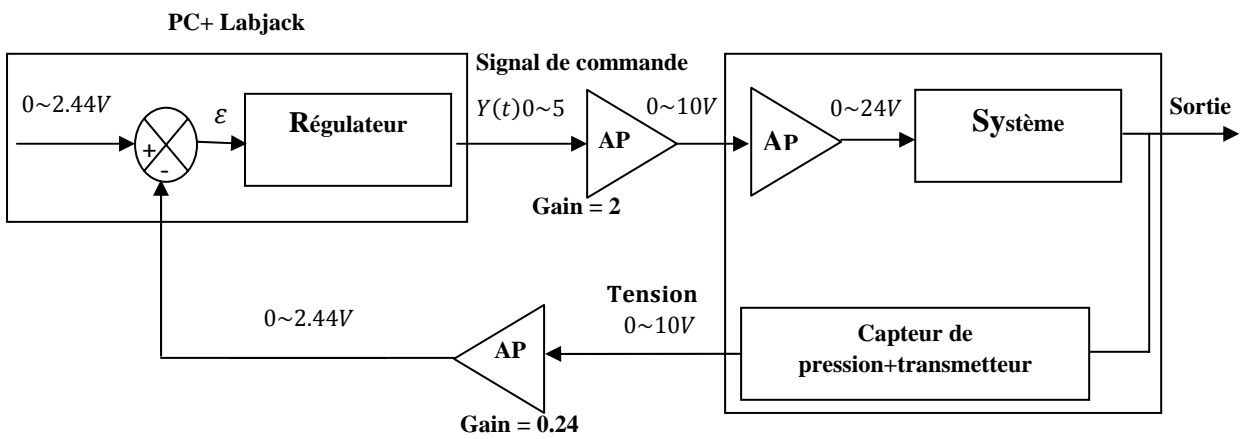


Figure 3.14 : Boucle de régulation PID

AP : Amplificateur de puissance (Power Amplifier)

3.10. Boucle de régulation TOR

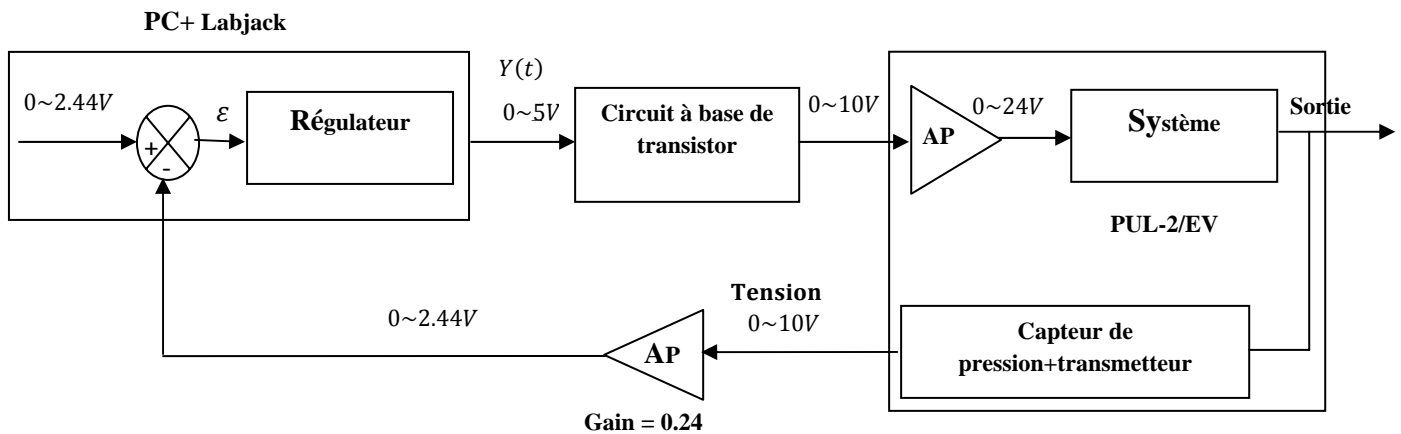


Figure 3.15 : Boucle de régulation TOR

3.11. Guide Matlab [17]

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.

3.11.1. Définition de Guide Matlab

Le guide est un outil graphique qui regroupe tout, dont le programmeur a besoin des connaissances pour créer une interface graphique. Un GUI (Graphic User Interface) est constitué d'objets d'interface dotés de méthodes et de propriétés programmables dans des scripts.

3.11.2. Fenêtre principale du Guide Matlab

On exécute Guide depuis la fenêtre Matlab :

1. avec la commande : guide.
2. à l'aide du raccourci dans la barre d'outils.

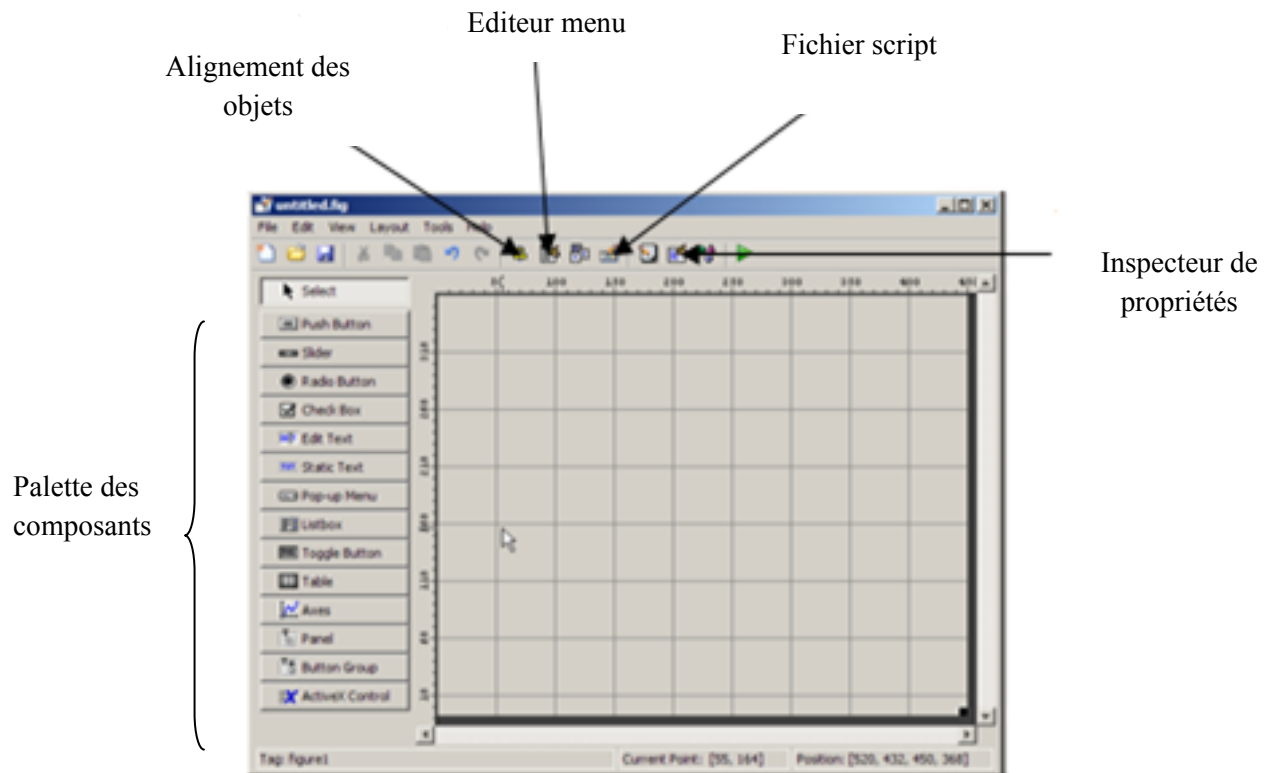


Figure 3.16 : Fenêtre principale du Guide Matlab

3.11.2.1. Palettes des composants

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

3.11.2.2. 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 fixées.
- **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 indiquent, 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 des contrôles ActiveX dans votre interface graphique. Ils sont disponibles uniquement sur la plateforme Microsoft® Windows®.

3.12. Inspecteur de propriété (Property Inspector)

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

3.12.1. Fichier script

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

3.12.2. Alignement d'objet

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

3.12.3. Editeur menu

Permet de créer des menus.

3.12.4. Handler

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 handles et qui permet de les manipuler.

3.13. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la description matérielle que nous avons utilisée dans notre mémoire. Nous avons divisé ce chapitre en trois parties. La première partie est consacrée à la description de la station de niveau PUL-2 qui sera l'objectif de notre étude. La deuxième partie on a décrit la carte Labjack et ses différentes fonctions sous Matlab. Mais, pour exploiter la station et la carte Labjack et réaliser une boucle de régulation de niveau il

faut adapter tous les signaux, ce qui nous a amené à exploiter des composants électroniques pour réaliser les circuits d'adaptations. Tandis que la troisième partie est une présentation de l'environnement de programmation Guide matlab.

Chapitre 4

Simulations et résultats expérimentaux

FE : Capteur de débit. (Il existe plusieurs types de capteurs de débit : Electromagnétique, Ultrason, Vortex, ...).

FT : Transmetteur de débit (Flow transmitter).

FR : Enregistreur de débit (Flow Recorder)..

LIC : Régulateur indicateur de niveau (Level Indicator Controller).

LE : Capteur de niveau.

LT : Transmetteur de niveau.

LR : Enregistreur de débit.

4.3 Vérification des différents composants

a) Étalonnage du capteur de niveau

L'étalonnage nous permet de se renseigner sur la sensibilité du capteur et sur la linéarité de sa réponse ou non par rapport à la variation de la pression. En variant le niveau d'eau et on détermine les différentes valeurs de la tension de sortie du capteur (Tableau 4.2).

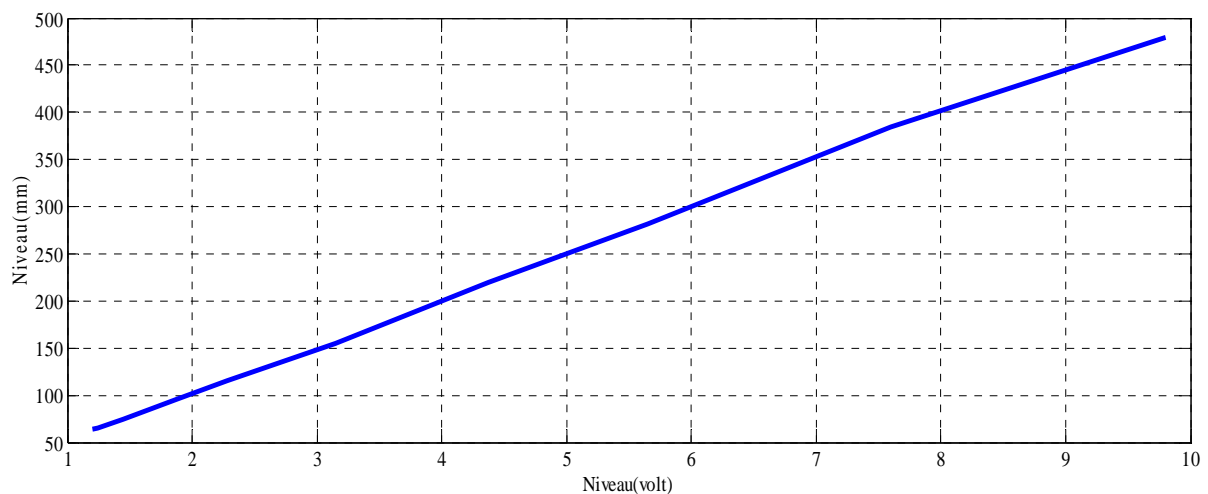


Figure 4.2: Étalonnage du capteur de niveau

La courbe est linéaire et proportionnelle, c'est à dire la tension de sortie du transmetteur de niveau est proportionnelle au niveau.

b) Hystérésis ou comportement de la vanne proportionnelle

On trace la variation de débit en fonction de la tension exercer sur la vanne (figure 4.3).

D'après la (figures 4.3), on constate que :

Quelque soit le sens de variation de débit de « 0,01 à 3,73 l/min » ou de « 3,77 l/min à 0,01 l/min » l'évolution est presque linéaire dans les deux cas. On peut observer aussi que pour les mêmes tensions exercées sur la vanne, le débit est légèrement différent selon le sens croissant ou décroissant d'ouverture ou la fermeture de la vanne modulante.

Tension d'entrée (volt)	0,33	2,39	3,38	3,8	4,28	4,82	5,13	5,39	5,91	6,42	6,97	7,56	8,2	9,18	9,78
Débit (l/min)	0,01	0,01	0,26	0,48	0,72	0,95	1,13	1,28	1,6	1,87	2,2	2,56	2,99	3,48	3,73

9,94	9,61	8,22	7,18	6,46	5,61	4,85	4,11	3,53	2,91	2,08	1
3,77	3,72	3,5	3,04	2,68	2,05	1,58	1,14	0,8	0,48	0,07	0,01

Tableau 4.1: Hystérésis ou comportement de la vanne proportionnelle

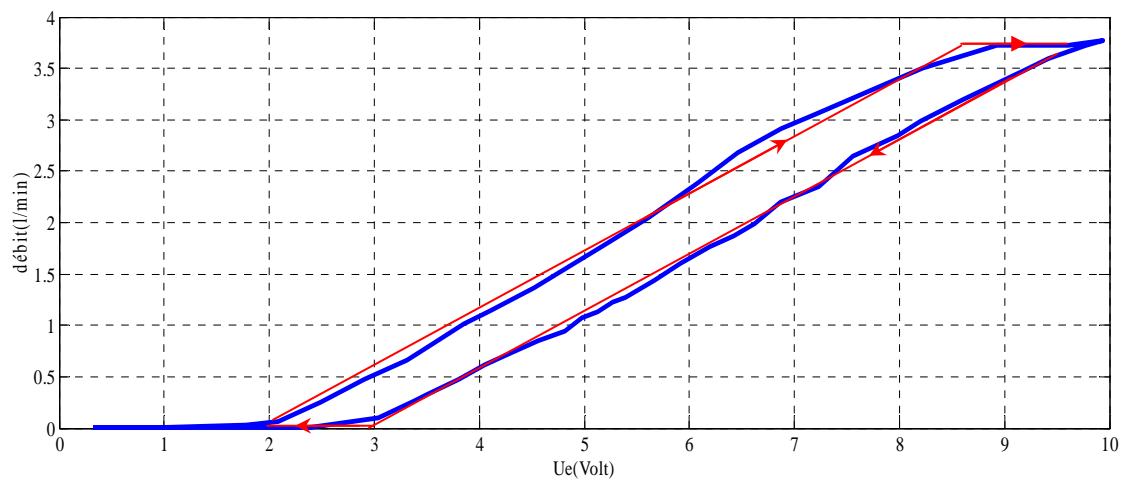


Figure 4.3: Hystérésis ou comportement de la vanne proportionnelle

On remarque qu’il y a une hystérésis importante, sa présence est un inconvénient pour notre étude, car le débit sera légèrement différent à l’ouverture ou à la fermeture de la vanne modulante cette différence influe à son tour sur l’évolution de niveau.

4.4 Caractéristique statique du processus

Pour identifier le système autour d’un point de fonctionnement, il faut tracer la caractéristique statique (entrée /sortie) du processus.

Dans notre cas l’entrée (E) est une tension continue réglable de (0V~10V) appliquée sur une vanne régulatrice, la sortie (S) est la tension délivrée par le capteur de niveau. Les résultats obtenus sont présentés dans le (tableau 4.2).

Niveau en (V)	1,2	1,24	1,45	1,87	2,28	3,15	4,37	5,75	7,6	9,8
Tension d'entrée U_e (V)	4,0	4,4	4,8	5,2	5,6	6,0	6,4	6,8	7,2	7,6
Niveau en (mm)	63,5	65,0	75,0	95,0	115,0	155,0	215,0	282,0	384,0	480,0

Tableau 4.2 : Caractéristique statique et vérification du capteur de niveau

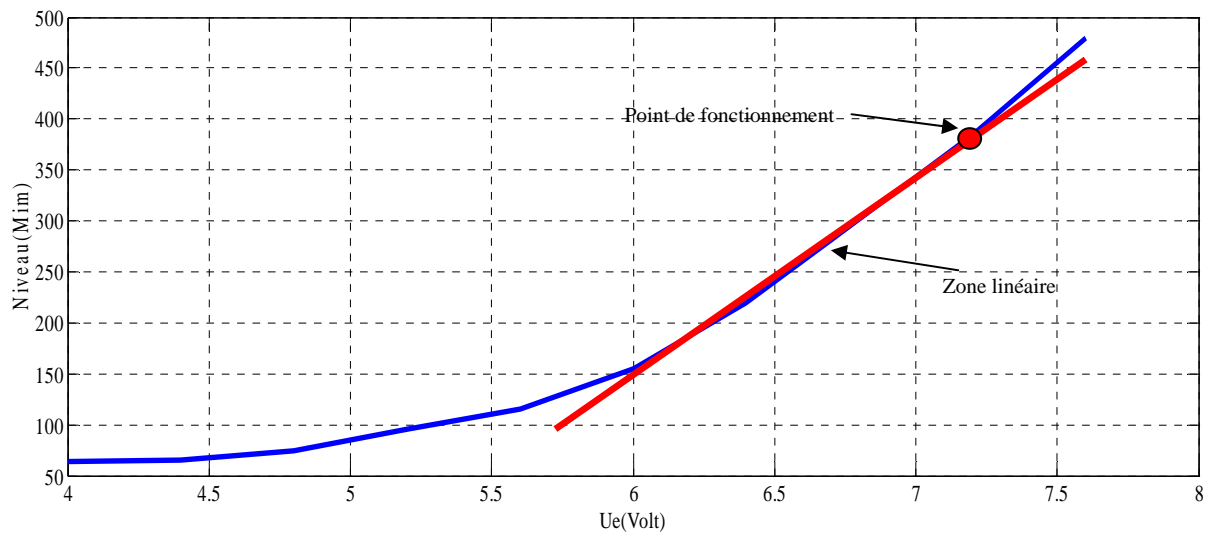


Figure 4.4 : Caractéristique statique

La courbe montre que le système est non linéaire (contient des zones linéaires), on choisit la zone linéaire entre 6V et 7,4V.

4.5 Identification des paramètres du modèle de niveau

Une fois la zone linéaire est déterminé (figure 4.4), on va choisir ensuite un point de fonctionnement dans cette zone, par exemple 6,148V. On l'augmente jusqu'à 7,172V comme le montre la (figure 4.5).

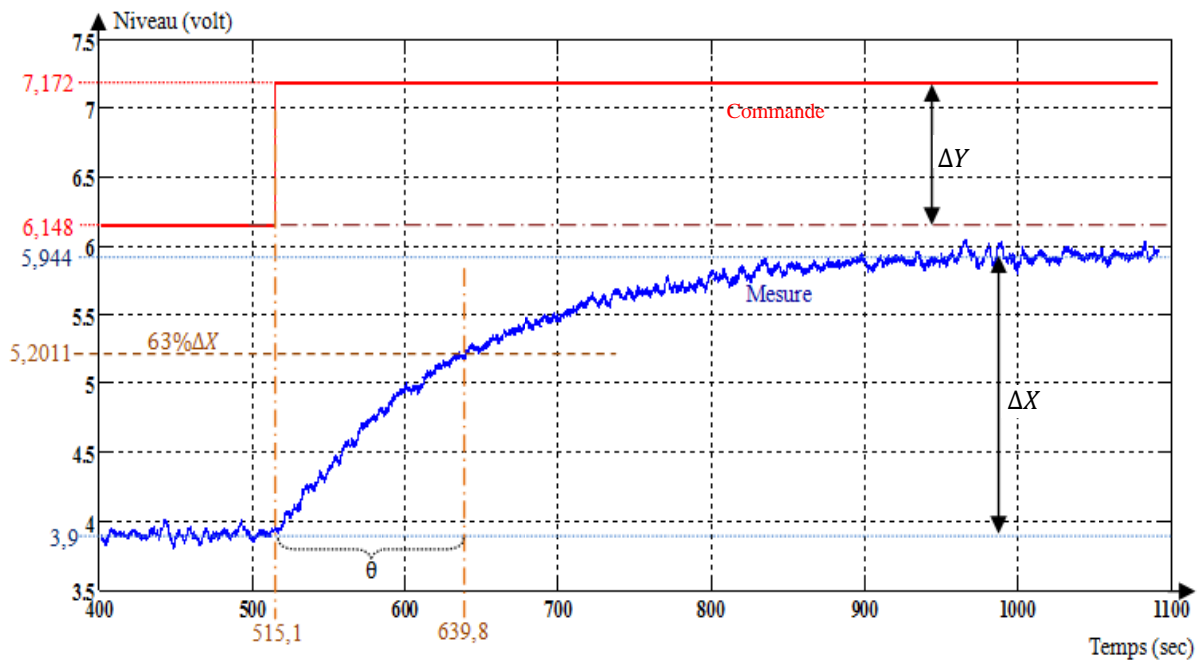


Figure 4.5: Identification des paramètres du modèle

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

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

$$G_s = \frac{\Delta X}{\Delta Y} = \frac{5,944 - 3,9}{7,172 - 6,148} = 1,9961 \approx 2 \tag{4.2}$$

$$\theta = 639,8 - 515,1 = 124,7 \text{ sec} \tag{4.3}$$

Donc le modèle est :

$$G(p) = \frac{2}{1 + 120p} \tag{4.4}$$

4.6 Paramètres du régulateur PID

Nous avons vu au (chapitre 1) plusieurs méthodes, pour chercher les paramètres du régulateur PID.

a) Méthode du modèle de référence

On fixe $\theta_d = 45 \text{ sec}$ (constante de temps désirée en boucle fermée).

Pour un PI parallèle nous avons :

$$C(p) = G_r + \frac{1}{T_{ip}} \tag{4.5}$$

$$G_r = \frac{1}{G_s} \frac{\theta}{\theta_d} = 1.33 \quad (4.6)$$

$$T_i = \theta_d G_s = 1.5 \text{ min} = 90 \text{ sec} \quad (4.7)$$

4.7 Stabilité du système en boucle ouverte

a) Tracé de Bode

Il est utilisé afin de visualiser rapidement la marge de gain, la marge de phase et sert à étudier la stabilité du système.

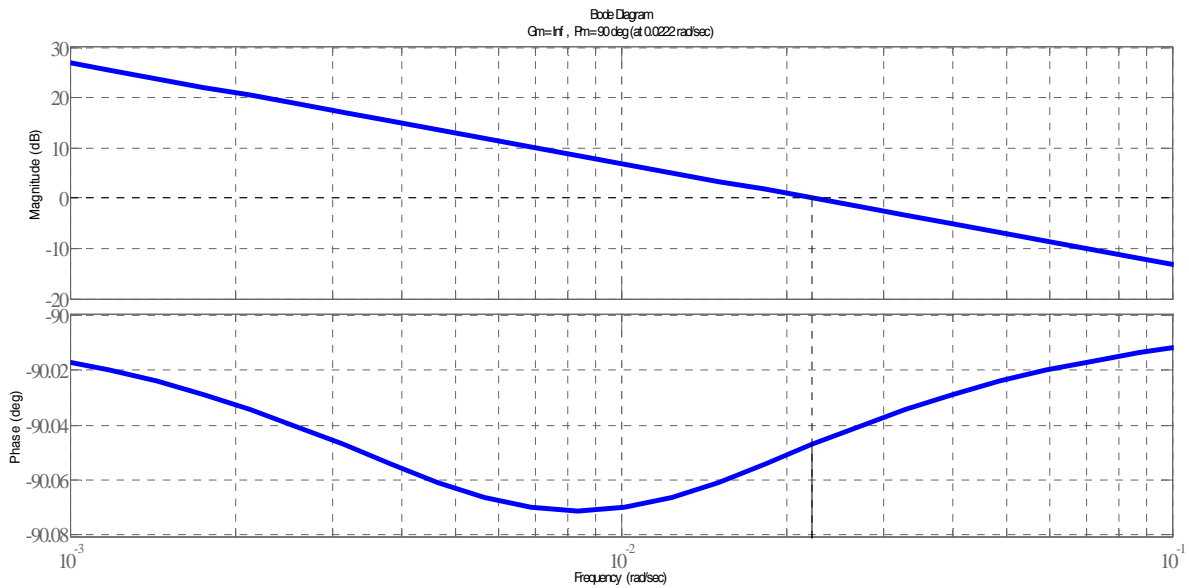


Figure 4.6: Diagramme de Bode

$$\varphi_m = 90^\circ$$

$$G_m = \text{inf}$$

On conclut que le système est stable

4.8 Simulation Matlab

4.8.1 Régulateur PI

Pour vérifier les performances de la loi de commande PI, on réalise le schéma de simulation suivant :

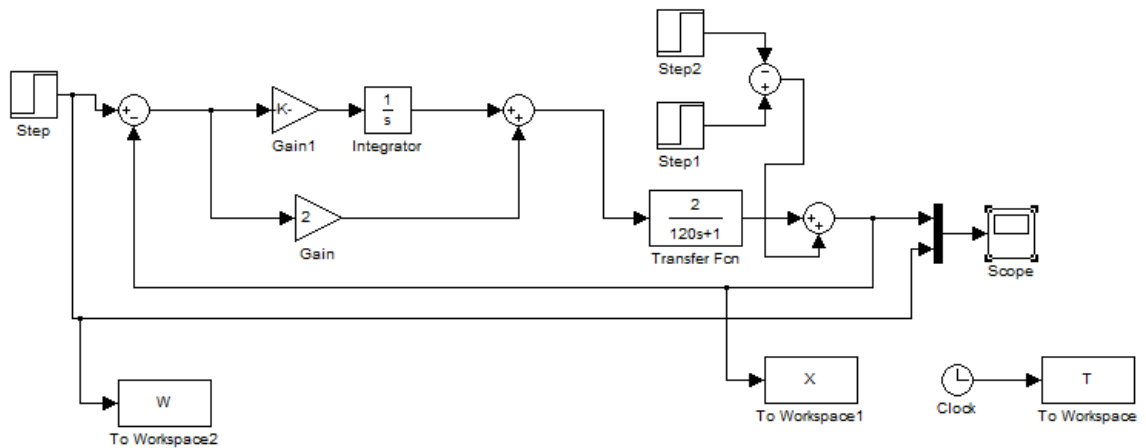


Figure 4.7: Schéma Simulink du régulateur PI en boucle fermée

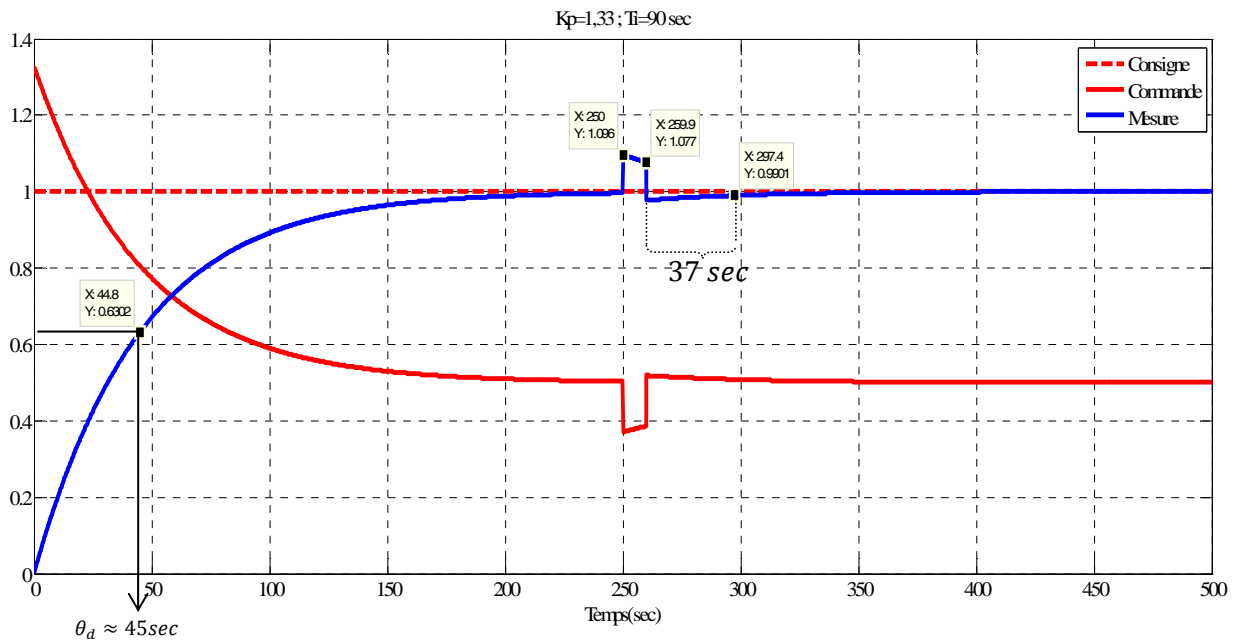


Figure 4.8: Réponse du système en boucle fermée

Nous avons appliquée une perturbation à l'instant $t = 250sec$ jusqu'à $t = 260sec$. On observe que le régulateur rejette cette perturbation après $37 sec$.

- **Poursuite**

On teste la boucle pour différentes consignes.

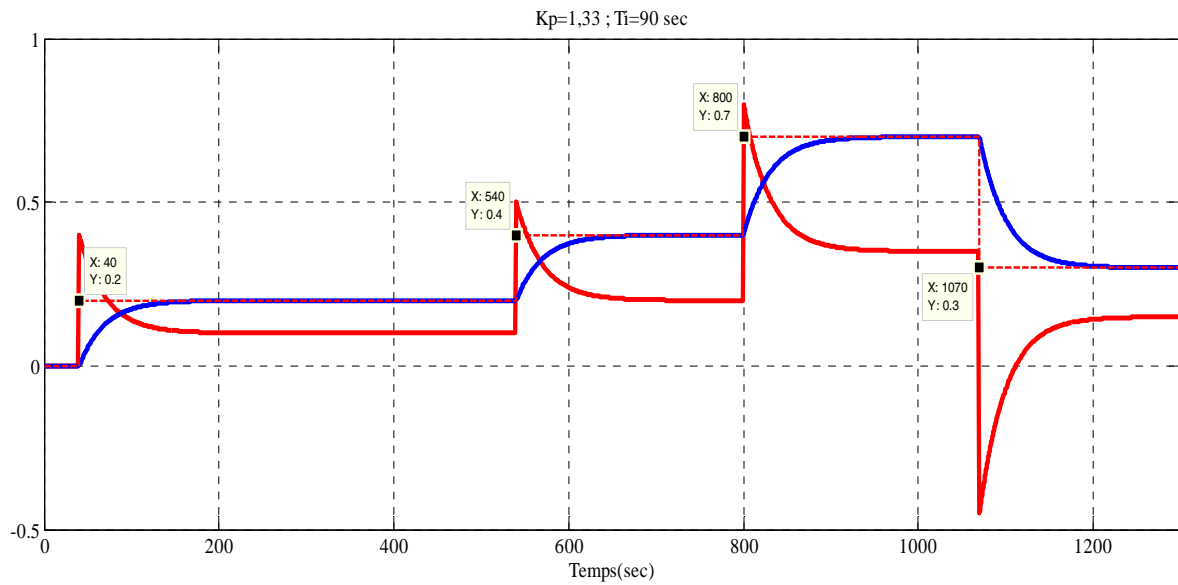


Figure 4.9: Réponse du système en boucle fermée (poursuite)

On observe que la mesure suit convenablement les différentes consignes.

4.8.2 Commande prédictive (PFC)

- **Schéma bloc**

Le schéma Simulink de la commande PFC est donné par la (figure 4.10).

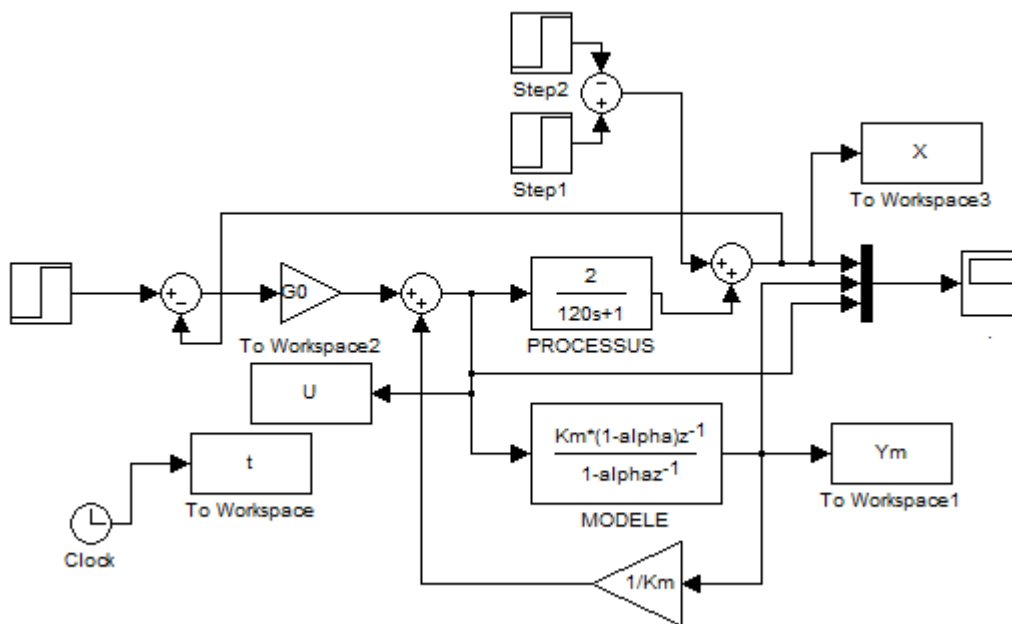


Figure 4.10: Schéma bloc de la commande (PFC)

$$\alpha = e^{-\frac{T_e}{\theta}}$$

$$G_0 = \frac{1 - H}{K_m \cdot (1 - \alpha^H)}$$

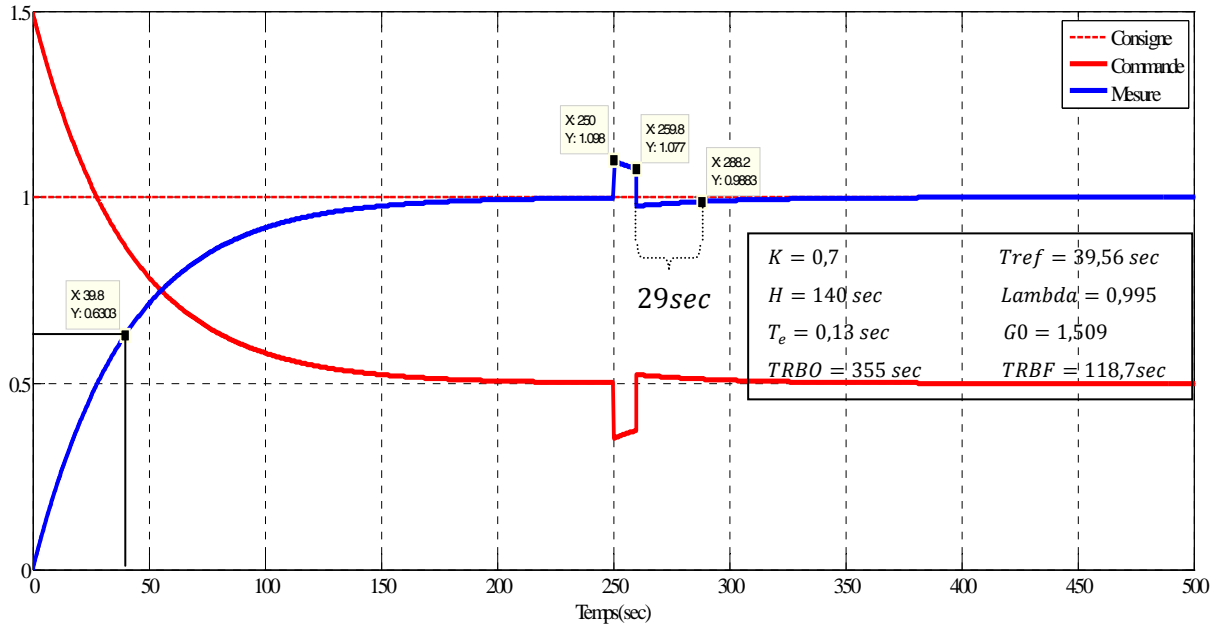


Figure 4.11: Réponse du système en BF avec perturbation

Nous avons appliquée une perturbation à l’instant $t = 250\text{sec}$ jusqu’à $t = 260\text{sec}$. On observe que le régulateur rejette cette perturbation après 29 sec .

4.9 Plateforme de commande (Matlab)



Figure 4.12: Interface de commande au repos

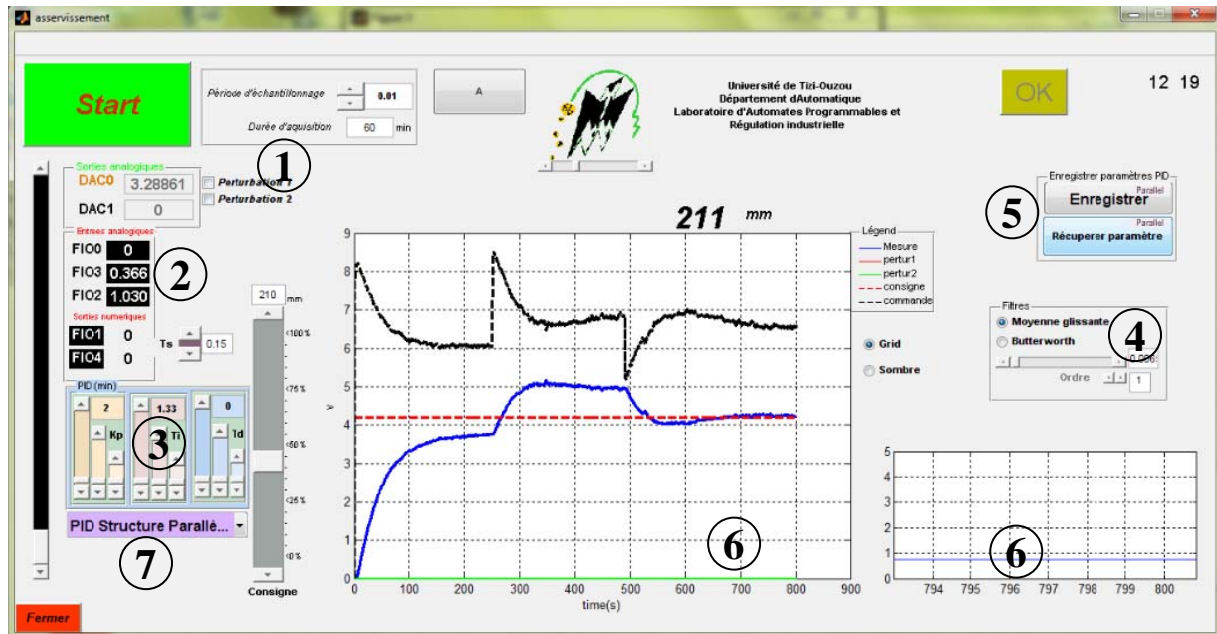


Figure 4.13: Interface de commande durant l'acquisition

La plateforme de commande que nous avons développée est conçue d'une façon à faire apparaître toutes les commandes et les mesures possibles.

- ① Choix de la période d'échantillonnage T_e et la durée d'acquisition.
- ② Dans cette partie, on offre la possibilité de visualiser les signaux E/S selon les entrées sorties de la carte d'acquisition.
- ③ Réglage des paramètres du régulateur choisi en ⑦ (PID série, parallèle, mixte, TOR et commande prédictive) ainsi la consigne et la période d'échantillonnage T_s du régulateur.
- ④ Choix de filtre.
- ⑤ Récupération des paramètres, et enregistrement de la base de données à la fin de l'acquisition.
- ⑥ Visualisation des graphes.
- ⑦ Différentes structures de régulateur.

4.9.1 Programmation de Labjack sous Matlab

Pour la programmation de la carte d'acquisition (Labjack) sous Matlab, il faut faire appel à des fonctions propres à cette carte.

4.10 Réponses acquises avec la plateforme de commande

a) Régulateur Tout Ou Rien (TOR)

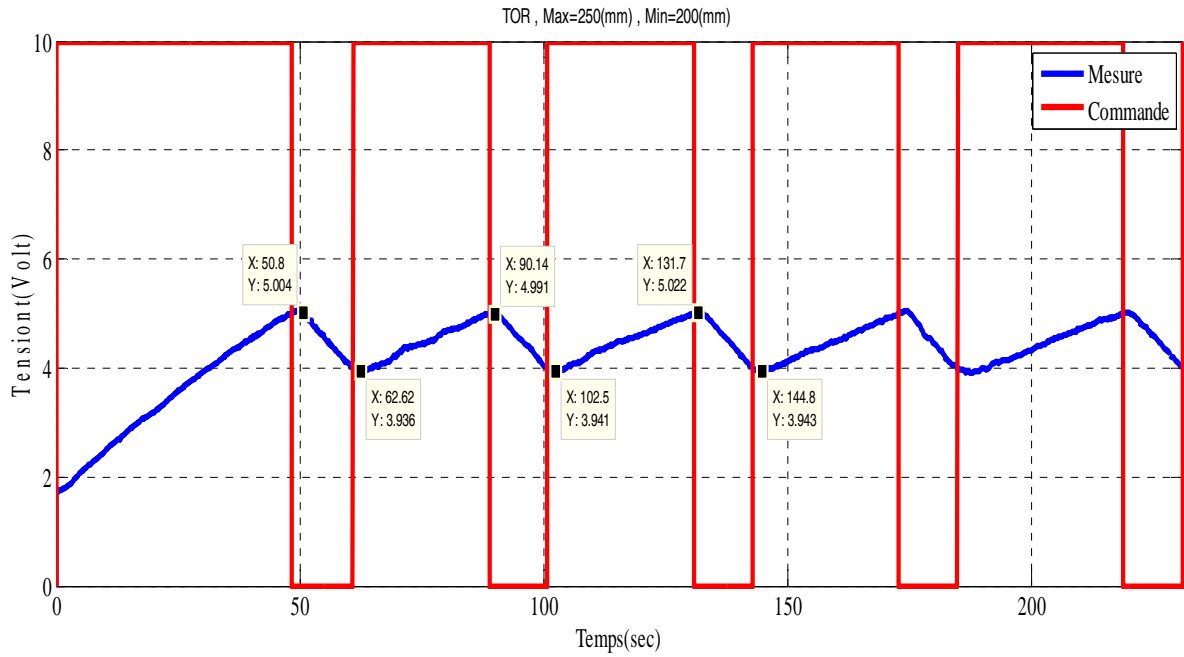


Figure 4.14: Commande Tout Ou Rien (TOR)

La régulation Tout Ou Rien obtenu avec le logiciel Matlab est appréciable, car le signal de mesure est sans oscillations et le temps d'enclenchement de la commande est uniforme.

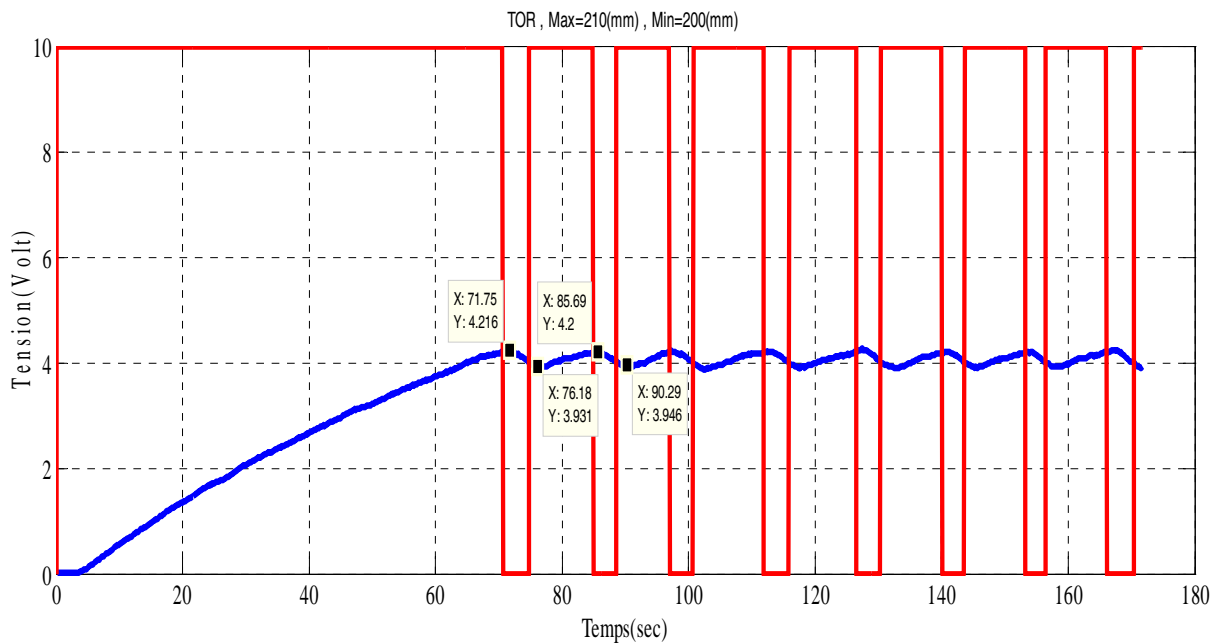


Figure 4.15: Commande Tout Ou Rien (TOR)

Il est préférable d'utiliser une plage largement grande, pour augmenter la durée de vie de la vanne c'est-à-dire pour ne pas solliciter à chaque fois l'actionneur.

Remarque : les paramètres que on a trouvé théoriquement ne donne pas résultats satisfaisantes a cause de non linéarité de la vanne proportionnelle alors on été obligé de modifier un peu les paramètres pour avoir un bon fonctionnement.

b) Régulateur PI

- **Régulation**

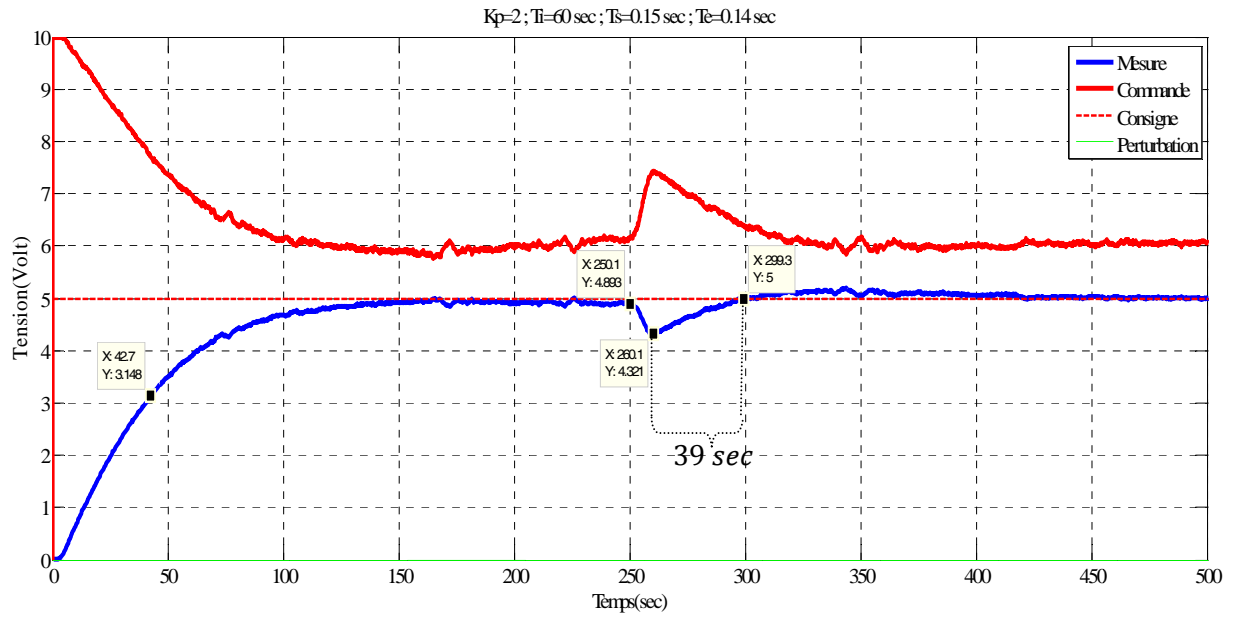


Figure 4.16: Réponse à un échelon avec perturbation

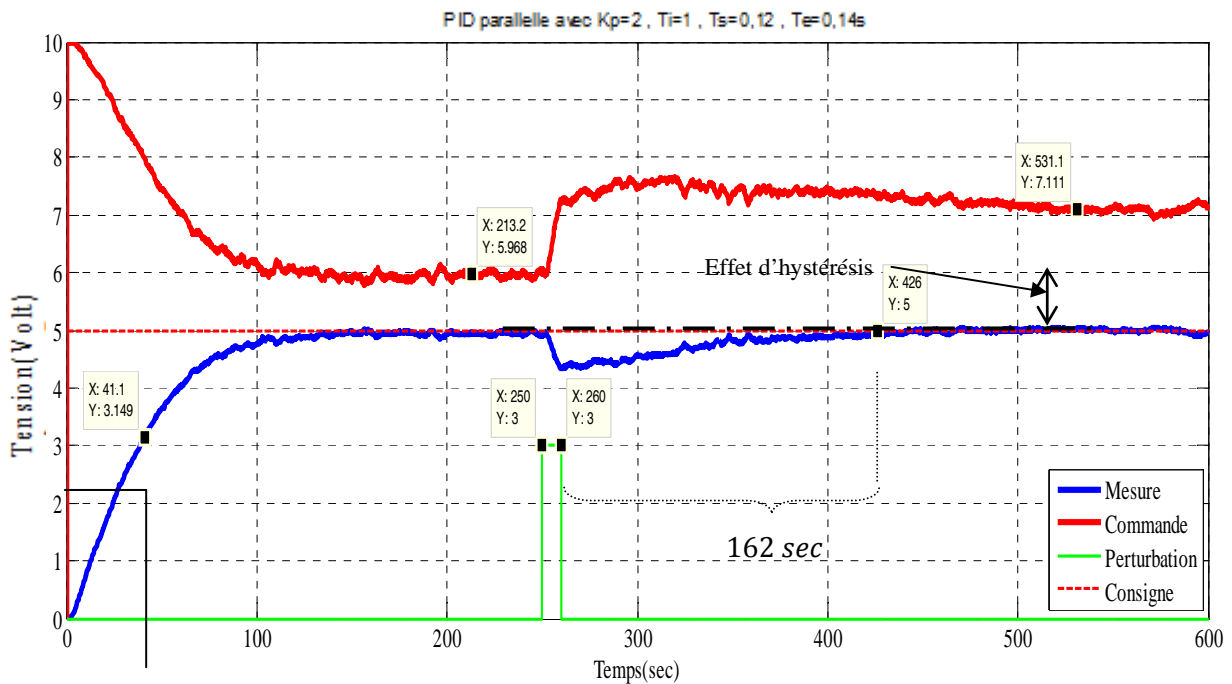


Figure 4.17: Réponse à un échelon avec perturbation

La (figure 4.17) montre que le régulateur PI a compensé la perturbation appliquée à l'instant 250 sec pendant 10 sec, on remarque qu'il a rejeté après 162sec malgré l'hystérésis de la vanne.

Mais sur la (figure 4.16) on voit pas l'apparition de l'hystérésis, on applique la même perturbation on remarque qu'il a rejeté après 39sec.

La cause de cette différence est due à l'effet de l'hystérésis, on peut minimiser cette différence en utilisant une vanne plus performante.

La commande varie d'une manière douce.

- **Poursuite**

On remarque que la commande change en même temps une fois la consigne change. La commande ramène la mesure à la variable manipulée pour chaque valeur de consigne (figure 4.17).

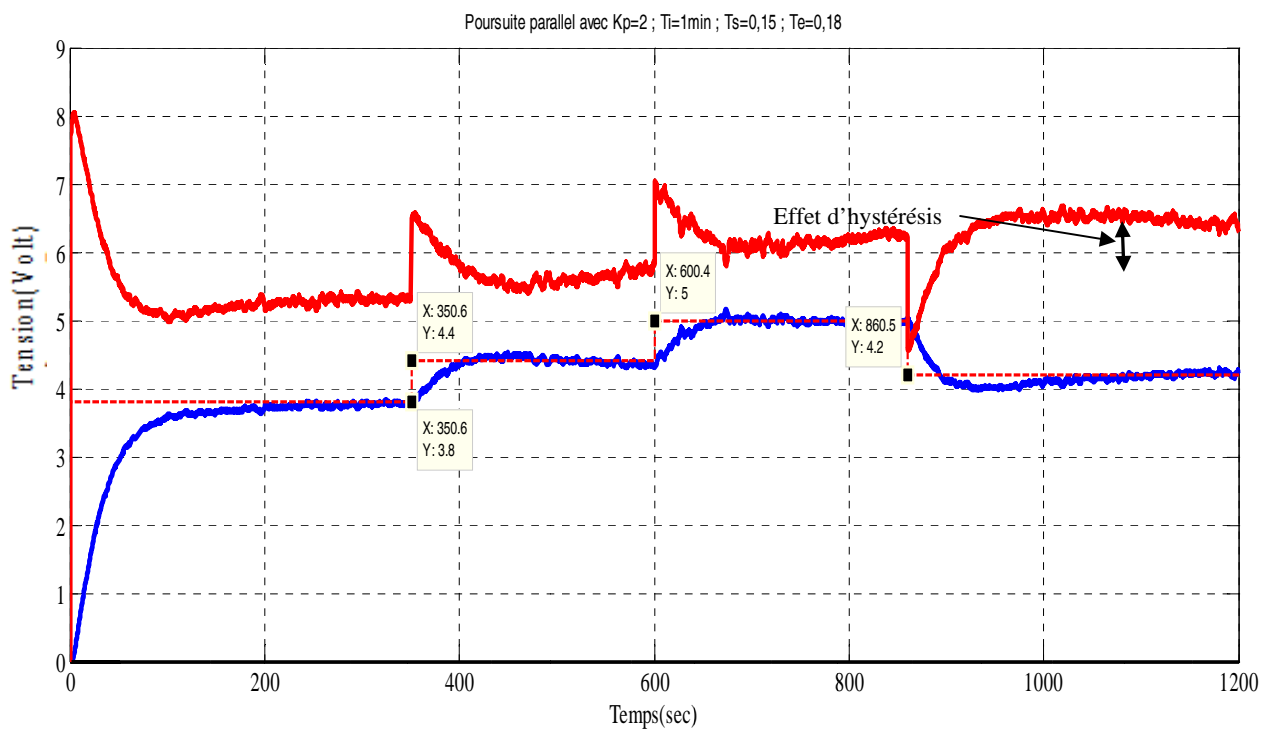


Figure 4.18: Poursuite

On conclue que le régulateur PI agit convenablement, c'est-à-dire il ramène la mesure à se stabiliser à chaque changement de consigne.

c) Commande prédictive

- **Régulation**

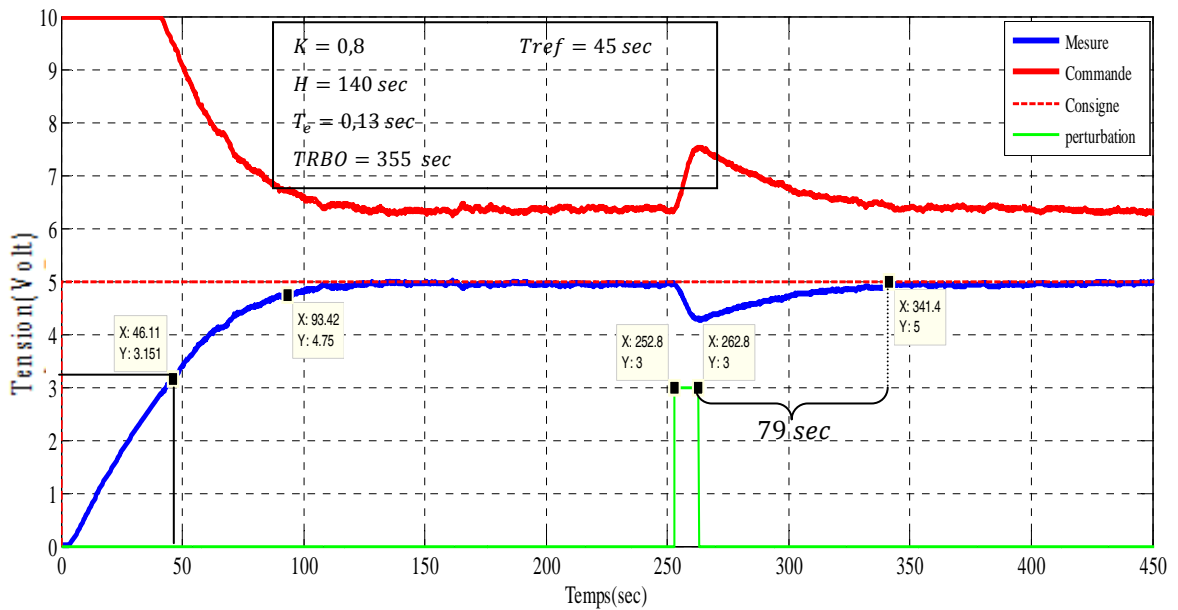


Figure 4.19: Réponse à un échelon avec perturbation

La (figure 4.19), (figure 4.20) montrent que la commande prédictive a compensé la perturbation (l'ouverture de la vanne TOR) appliquée à l'instant $t = 252,8 \text{ sec}$ jusque à $t = 262,8 \text{ sec}$, on remarque qu'il a rejeté après 79 sec sachant que la simulation théorique avec Matlab la rejette après 29 sec.

La commande varie d'une manière douce pour atteindre la consigne (5 V).

La commande prédictive a compensé la perturbation (l'ouverture de la vanne TOR).

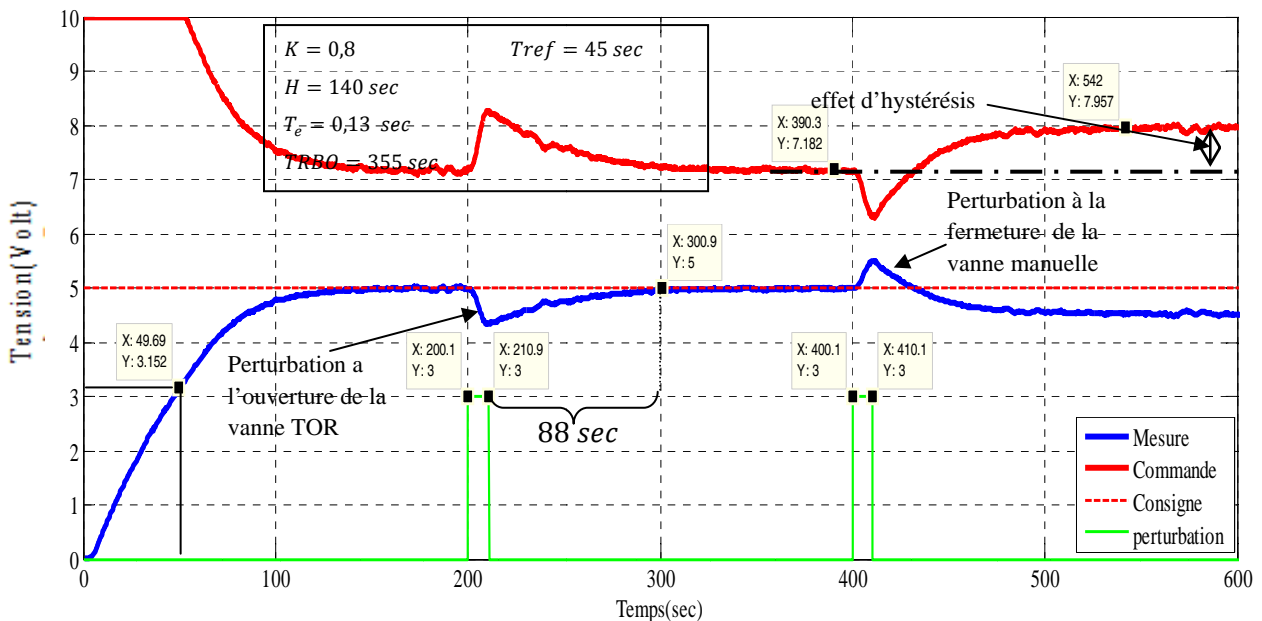


Figure 4.20: Réponse à un échelon avec perturbation

Mais on remarque que la commande prédictive ne compense pas l'effet hystérésis.

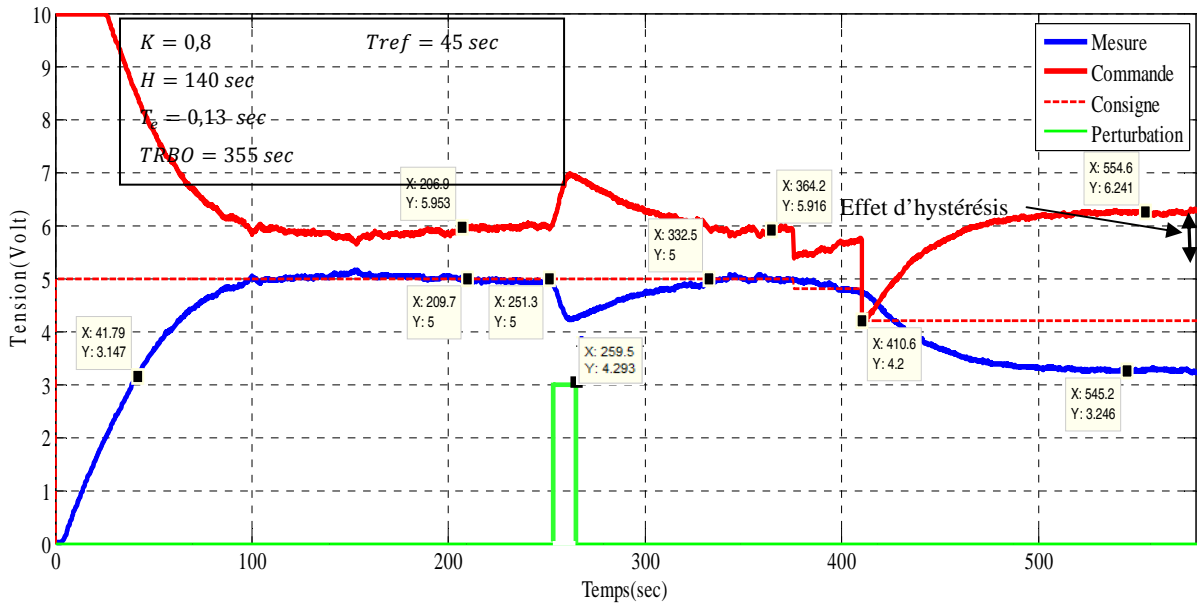


Figure 4.21 : Pursuite avec perturbation

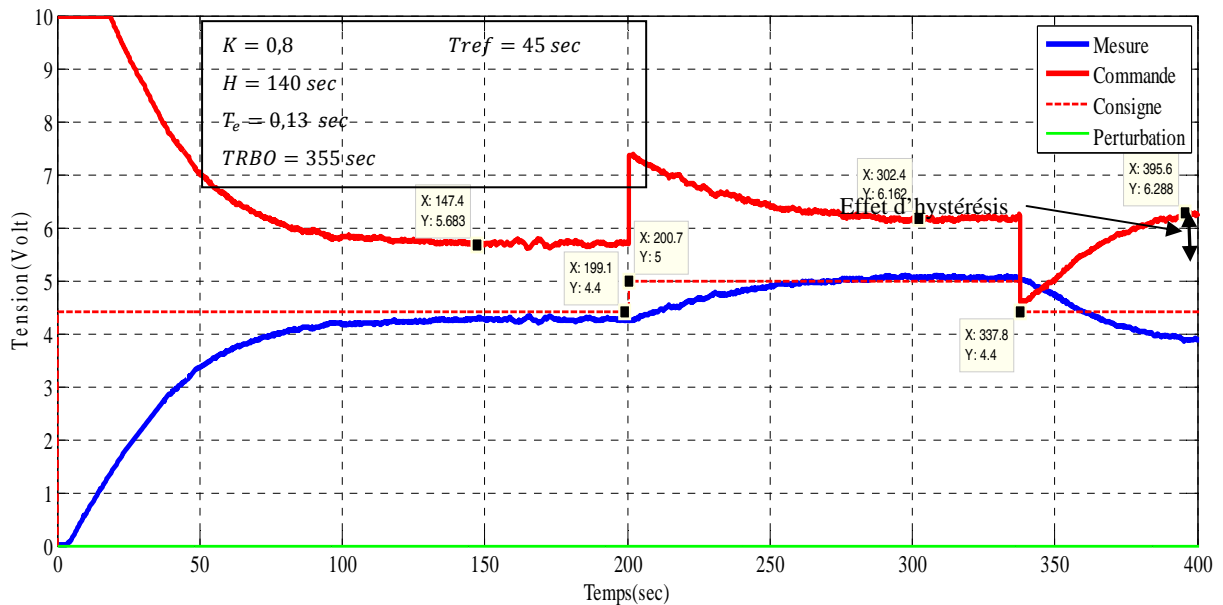


Figure 4.22 : Pursuite1

Selon les figures (21, 22, 23), on remarque que les paramètres de PFC choisis pour une consigne égale à 5V, la réponse ne présente pas d'écart statique. Alors que pour une consigne inférieure, on observe un léger écart statique (figure 4.22), par contre pour une consigne supérieure, on voit l'apparition d'un léger dépassement (figure 4.23).

Le plus important c'est l'apparition de l'influence du phénomène d'hystérésis lors de changement de consigne vers une valeur inférieure ou supérieure.

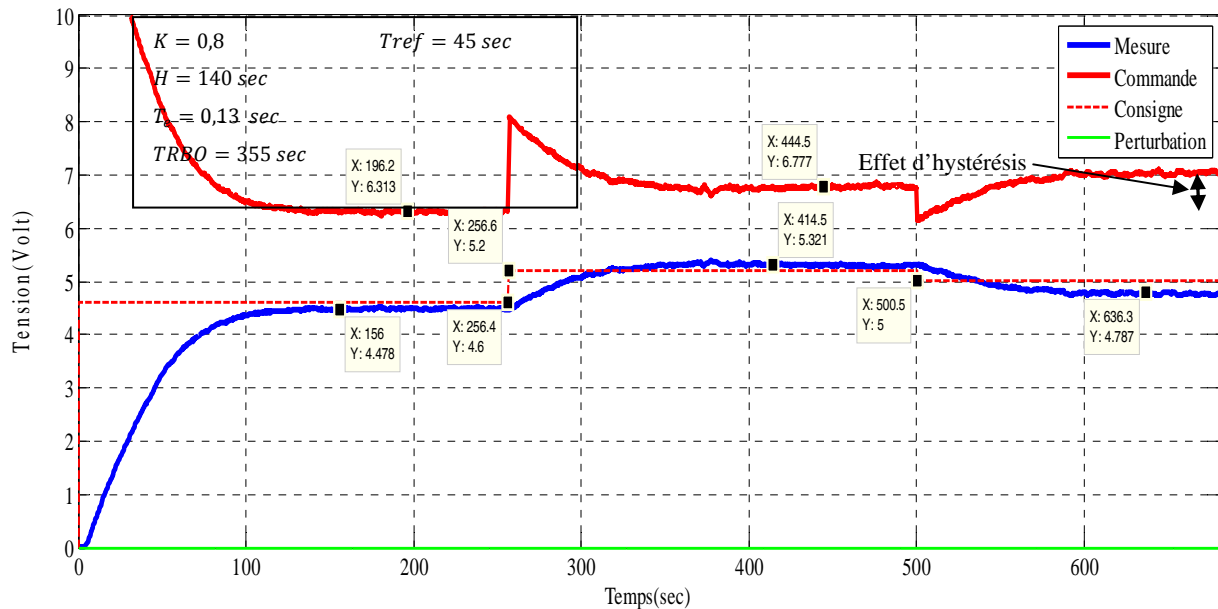


Figure 4.23 : Poursuite2

4.11 Conclusion

La régulation de niveau reste un problème difficile à réaliser de point de vue précision et robustesse vis-à-vis des perturbations.

Nous avons présenté les différentes simulations, ainsi les différents résultats expérimentaux obtenus à travers une carte d'acquisition LabJack sous environnement Matlab, en utilisant deux techniques de commande l'une est PI classique et l'autre la commande prédictive.

Selon les résultats obtenus théoriquement, nous avons remarqué l'intérêt de la commande PFC concernant la rapidité de rejection de perturbation.

Mais d'après les résultats obtenus le régulateur classique donne des résultats plus satisfaisants que celles de la commande (PFC), pour observer vraiment la commande PFC il nous faut des composants plus fiables que celles qu'on a utilisées.

Selon le phénomène d'hystérésis observé et son influence remarquable lors de changement de consigne vers des valeurs inférieures ou supérieures, nous pouvons juger qu'on peut éliminer l'influence de ce phénomène en introduisant des conditions sur le fonctionnement de cette vanne.

Notre conclusion peut être encore plus intéressante si nous avons à notre disposition une vanne proportionnelle de haute qualité.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Le travail que nous avons présenté vise d'une part à évaluer l'intérêt de l'application des différentes techniques de la régulation industrielle telles que la régulation TOR, PID numérique et la commande prédictive (PFC), pour le contrôle d'un système de premier ordre sans retard, après avoir développé des programmes sources sous environnement Guide Matlab pour la station de niveau PUL-2 d'ElectronicaVeneta.

La station de niveau PUL-2/EV est soumise à des contraintes physiques et technologiques telles que, la précision du capteur de niveau (très sensible aux bruits), la saturation et surtout le paramètre le plus important l'hystérésis de l'actionneur (vanne proportionnelle). Qui sont à l'origine des difficultés rencontrées pour :

- Identification des paramètres du modèle.
- Bon étalonnage des capteurs.
- Imprécision de la vanne.

Malgré les contraintes citées, les méthodes graphiques d'identification (Broïda) nous ont permis d'avoir un modèle qui s'approche au comportement du système réel en boucle ouverte. Les méthodes de réglage des paramètres du régulateur PID (modèle de référence) donnent des résultats acceptables, dans notre cas les réponses obtenues montrent l'intérêt de la méthode de modèle de référence pour le réglage des paramètres du PID.

L'étude de la commande prédictive fonctionnelle (PFC) nous a permis de découvrir une autre technique de commande avancée et de voir réellement l'intérêt de cette technique dans l'industrie, c'est-à-dire le plus que va apporter aux performances de la boucle de la régulation par rapport à la régulation PID.

Enfin, nous avons proposé une plate forme ouverte pour une éventuelle implantation de nouvelles techniques de commande en vue de piloter d'autres systèmes à base de logiciel Matlab. On mentionne la possibilité d'implémenter d'autres lois de commandes telles que : logique floue, neuro-floue, réseaux de neurones...etc.

Ce travail a été bénéfique pour nous, car on a pu mettre en pratique les connaissances théoriques acquises pendant notre cursus, 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.

Acquisition par le logiciel Matlab présente des inconvénients concernant la rapidité de traitement des algorithmes surtout pour la commande PFC, pour remédier à ce problème nous proposons de le remplacer par un automate programmable industrielle ou bien un microcontrôleur.

Enfin, on espère que nos efforts puissent servir à quelque chose et que ce mémoire soit un bon guide pour les promotions futures et que notre travail va contribuer pour enrichir notre équipements et la qualité des travaux pratiques au sein du laboratoire d'automates programmables et de la régulation industrielle.

Bibliographie

Références bibliographiques

- [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] **C. Vasseur**, «*Réalisation numérique des correcteurs* ».Techniques de l'Ingénieur [R 7 417].
- [7] **D. Jaume**, «*Le calculateur numérique pour la commande des processus* ». Techniques de l'Ingénieur [R 7110].
- [8] **A.Besançon-Voda**, «*Régulateurs pid analogiques et numériques* ». Techniques de l'Ingénieur [R 7 416].
- [9]. **M.Etique**, «*Régulation numérique* ».Yverdon-les-Bains. novembre 2008
- [10] **J-Marie Flous**, «*la régulation industrielle* ».
- [11] **D. jaume, M.Vergé**, «*le calculateur numérique pour la commande des processus* », Techniques de l'Ingénieur [R 7110].
- [12] **R. Ammar**, «*Commande prédictive des systèmes dynamiques : étude comparative avec les régulateurs classiques* ». Mémoire de Magister.2013.
- [13] **J. Richalet**, «*Commande prédictive* ». Techniques de l'Ingénieur [R 7 423].
- [14] «*Manuel professeur /étudiant* ».copyright ElettronicaVeneta & INEL SPA.
- [15] Data sheet Labjack
- [16] **C.Chauvaseau**, «*Amplificateur Opérationnel- Cours et Problèmes* », version du 11 février 2013.
- [17] **Documents, le logiciel Matlab.**

Logiciel utilisé

Matlab 2009.