



Rapport de projet de fin d'étude

ETUDE D'UNE BOUCLE DE REGULATION DE NIVEAU : - IMPLEMENTATION DU REGULATEUR ET REGLAGE DU PROCEDE



Réalisé Par :

-Soumya sekhsokh

-Kawtar oukili

Encadré Par :

Mohammed RABI

Année Universitaire 2010/2011

**ETUDE D'UNE BOUCLE DE
REGULATION DE NIVEAU :**

**- IMPLEMENTATION DU
REGULATEUR ET REGLAGE
DU PROCEDE**



Remerciements.....	6
Notations et symboles.....	7
Introduction.....	6
Partie I : Étude théorique.....	5
1-Objectif de la régulation automatique d'un procédé.....	6
2- Définition de la régulation automatique.....	6
3- Asservissement et régulation.....	7
4- Régulation en boucle ouverte.....	8
5- Régulation en boucle fermée.....	8
6- Régulateur industriel.....	9
7- Identification du procédé.....	10
7.1- Identification en boucle ouverte.....	
7.1.1- Méthodologie.....	
7.1.2- Méthode directe : confrontation de la réponse théorique et expérimentale.	
7.1.3- Méthode de Strejc.....	
7.1.4- Méthode de Broida.....	
7.1.5- Méthode rapide pour un procédé intégrateur.....	
7.2- Identification en boucle fermée.....	
7.2.1- Premier essai.....	
7.2.2- Deuxième essai.....	
8- Réglage de procédé.....	

8.1- Méthodes de réglage expérimentales	
8.1.1- Méthode de réglage en boucle ouverte de Ziegler-Nichols.....	
8.1.2- Méthode de réglage en boucle fermée de Ziegler-Nichols.....	
8.2- Méthodes de réglage fréquentielles.....	

Partie II : Étude pratique

1-Présentation du procédé	
2- Les éléments de la boucle de régulation	
2.1- Le capteur-transmetteur.....	
2.1.1- Caractéristiques techniques.....	
2.1.2-Etalonnage du capteur.....	
2.2- L'organe de correction.....	
2.2.1- Caractéristiques techniques.....	
2.2.2- Caractéristique débit-ouverture	
2.3- Le régulateur.....	
3-Câblage.....	
4- Identification	
5-Etude en simulation du réglage du procédé.....	
5.1- Gain critique du système.....	
5.2- Performances d'une régulation à retour unitaire.....	
5.3- Réglage Ziegler-Nichols.....	
5.4- Autosyntonisations ou 'autoréglage'	
5.5- Réglage dans le domaine fréquentielle	
5.6- Conclusion	
5.7- Robustesse-Sensibilité	
Conclusion générale..... ;.....	
Références.....	

Remerciements

Je tiens à remercier dans un premier temps, toute l'équipe pédagogique de l'école supérieure de technologie et les intervenants professionnels responsables de la formation génie des procédés.

Avant d'entamer ce rapport, nous profitons de l'occasion pour remercier tout d'abord notre professeur Monsieur Mohammed Rabi qui n'a pas cessé de nous encourager pendant la durée du projet, ainsi pour sa générosité en matière de formation et d'encadrement. Nous le remercions également pour l'aide et les conseils concernant les missions évoquées dans ce rapport, qu'il nous a apporté lors des différents suivis, et la confiance qu'il nous a témoigné.

Nous tenons à remercier nos professeurs de nous avoir incités à travailler en mettant à notre disposition leurs expériences et leurs compétences.

Notations et symboles

Symboles	Désignation
K_R	Gain proportionnel du régulateur
T_i	Action intégrale (s)
T_d	Action dérivé (s)
D	Dépassement (%)
y_c	Consigne (% ou mA)
y et Y(t)	Grandeur réglée et sa variation (% ou mA)
y_{c0}, y_0	Consigne et grandeur réglée en régime nominale (% ou mA)
p(t),P(t)	Perturbation et sa variation (mA ou %)
u(t),U(t)	Commande et sa variation (mA ou %)
u_0	Valeur centrale de la commande (mA ou en %)
e(t), E(t)	Erreur(consigne-mesure grandeur réglée)et sa variation (% ou mA)
ζ	Coefficient d'amortissement (sans)
$H_R(s), H(s)$	Fonction de transfert du régulateur et Fonction de transfert réglante
ω_π, ω_1	Pulsation du signal (rd/s) à laquelle la phase de la FTBO(j ω) est π , et pulsation à laquelle le module de la FTBO(j ω) est 1
$t_{5\%}$	Temps de réponse à 5%
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée
τ, T	Temps mort et constante du temps du procédé (s)
K,k	Gain statique (sans) et coefficient d'intégration (s^{-1}) du procédé
n	Ordre du procédé

t	Temps (s)
dB	Unité décibel
ε_p	Erreurs de position
M_φ, M_g	Marges de phase ($^\circ$) et de gain (dB)
$C_v, \Delta P$	Coefficient de débit de la vanne automatique et pertes de charges à travers cette vanne
$\delta(t)$	Impulsion de Dirac
J	Critère exprimant la somme des carrées des résidus entre modèle et valeurs mesurées

Introduction

Pour être compétitif, un procédé industriel doit être obligatoirement automatisé. En effet, la compétitivité exige de le maintenir le plus près possible de son optimum de fonctionnement prédéfini par un cahier des charges : conditions ou performances imposées telles que la qualité des produits fabriqués, la flexibilité de la production, la sécurité du personnel et des installations, l'économie de l'énergie et le respect de l'environnement. La régulation occupe généralement la grande partie de l'automatisation d'un procédé industriel.

Le travail de fin d'étude qui nous a été proposé est la mise à jour d'un banc de régulation de niveau qui faisait l'objet d'une manipulation effectuée par les étudiants de la deuxième année du département génie des procédés. Plus précisément on doit implémenter un nouveau régulateur à la place d'un ancien qui a tombé en panne pour sauver la manipulation.

Après avoir testé et configuré les entrées et sorties du régulateur en question, celui-ci a été implémenté dans la boucle de régulation de niveau tout en réalisant le câblage nécessaire coté commande (régulateur-vanne automatique) puis coté mesure (régulateur-capteur-transmetteur). Le câblage effectué permet aussi d'enregistrer la grandeur réglée.

Une fois le câblage réussi et la communication établie, nous avons procédé à l'étude de la régulation de niveau en commençant par la mise au point de la boucle de régulation. Ensuite, nous avons identifié le procédé pour pouvoir déterminer par la suite un réglage optimal de manière à répondre à un meilleur cahier des charges qui fixe les performances désirées du procédé en boucle fermée. Le choix du modèle identifié et adopté, parmi deux modèles, a été aussi justifié en discutant sa robustesse en boucle fermée.

Partiel:
Partiel:
Étude théorique
Étude théorique

1-Objectif de la régulation automatique

L'objectif d'une régulation ou d'un asservissement automatique d'un procédé est de le maintenir le plus près possible de son optimum de fonctionnement, prédéfini par un cahier des charges (conditions ou performances imposées). Les aspects de sécurité du personnel et des installations sont à prendre en compte comme ceux concernant l'énergie et le respect de l'environnement. Le cahier des charges définit des critères qualitatifs à imposer qui sont traduits le plus souvent par des critères quantitatifs, comme par exemple, de stabilité, de précision, de rapidité ou de lois d'évolution.

2- Définition de la régulation automatique

La régulation automatique regroupe l'ensemble des moyens matériels et techniques mis en œuvre pour maintenir automatiquement (pas d'intervention manuelle) une grandeur physico-chimique parmi les grandeurs de sortie du procédé (grandeur réglée), égale à une valeur désirée appelée consigne, quelles que soient les entrées du procédé non commandables ou perturbations.

Lorsque des perturbations ou un changement de consigne se produisent, la régulation automatique provoque une action correctrice sur une autre grandeur physique, parmi les grandeurs d'entrée du procédé (grandeur réglante), afin de ramener la grandeur réglée vers sa consigne initiale (cas de perturbations) ou vers sa nouvelle consigne (cas de changement de consigne c'est à dire changement de point de fonctionnement).

3-Asservissement et régulation

3.1- Régulation

Dans ce cas la consigne y_c , traduisant l'objectif désiré du procédé, est constante et les grandeurs perturbatrices influencent fortement la grandeur réglée ou à maîtriser, $y(t)$ (Figure 1.1).

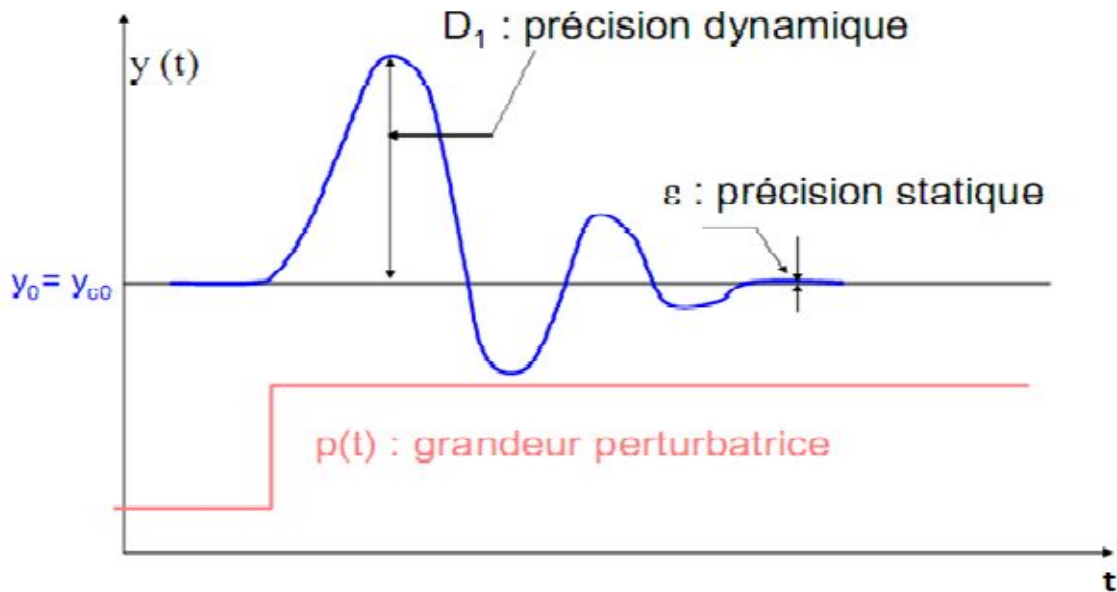


Figure 1.1 : Réponse d'un procédé **régulé** à un échelon de perturbation

3.2-Asservissement

En cas d'un asservissement ou poursuite, la consigne y_c , traduisant l'objectif désiré du procédé, n'est pas constante et les grandeurs perturbatrices n'existent pas ou sont très peu influentes sur la grandeur réglée ou à maîtriser, $y(t)$ (Figure 1.2).

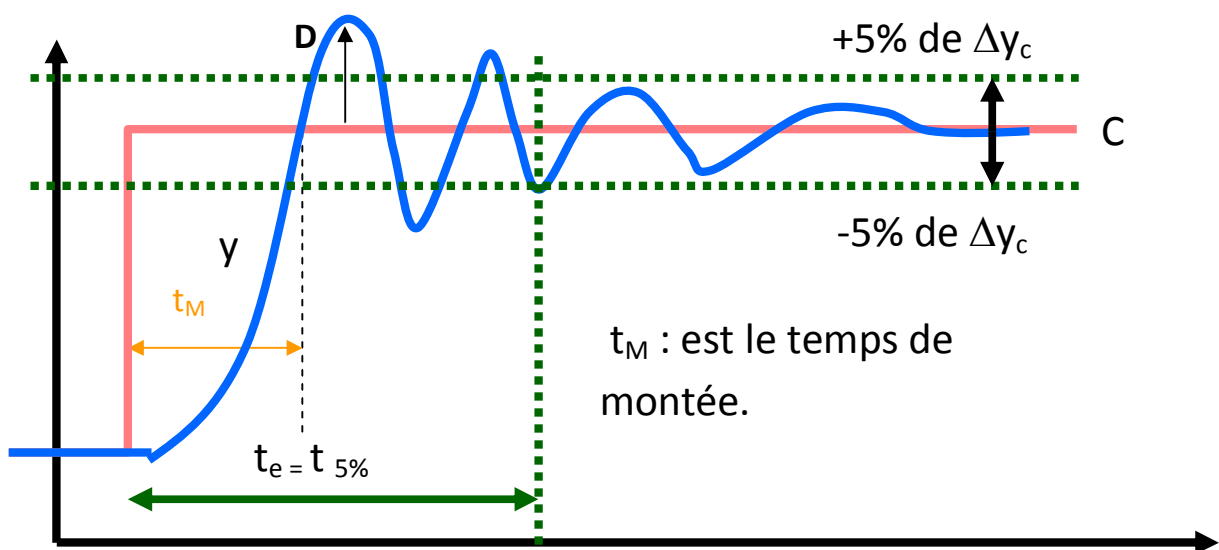


Figure 1.2 : Réponse d'un procédé **asservi** à un échelon de consigne

4- Régulation en boucle ouverte

Pour une variation manuelle d'amplitude finie de la commande u , on a une variation de la grandeur à maîtriser ou à réguler.

La régulation en boucle ouverte ne peut être mise en œuvre que si l'on connaît la loi régissant le fonctionnement du processus (autrement dit, il faut connaître la corrélation entre la valeur mesurée et la grandeur réglante).

5- Régulation en boucle fermée

La grandeur réglante exerce une influence sur la grandeur réglée, pour la maintenir dans des limites définies malgré les perturbations.

6- Régulateur industriel

Le régulateur industriel est un appareil qui a pour rôle essentiel de contrôler le procédé, c'est-à-dire de garantir les comportements dynamique et statique du procédé conformes au cahier des charges défini.

Ceci est réalisé par réglage et adaptation des paramètres de sa fonction de transfert au procédé à contrôler.



Figure 1.3 : Exemples de régulateurs

6.1- Schéma fonctionnel d'un régulateur

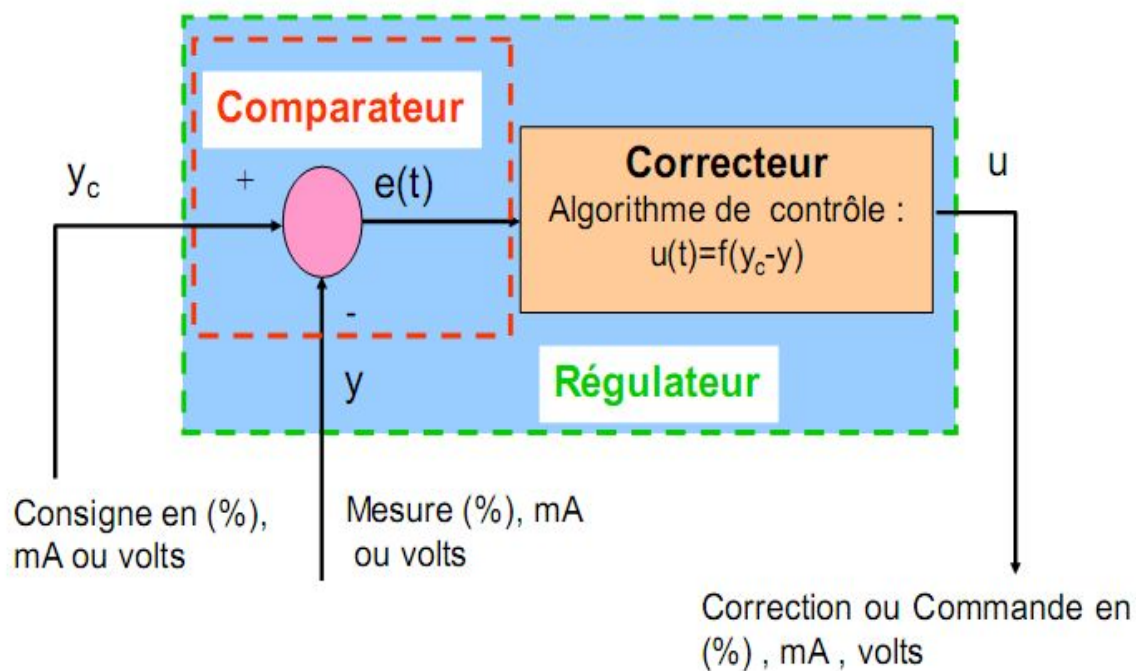


Figure 1.4 : présentation d'un schéma fonctionnel d'un régulateur.

6.2- Les caractéristiques du régulateur PID

Le régulateur standard le plus utilisé dans l'industrie est le régulateur PID (proportionnel intégral dérivé), car il permet de régler à l'aide de ses trois paramètres les performances (amortissement, temps de réponse, ...) d'un processus modélisé par un deuxième ordre. Nombreux sont les systèmes physiques qui, même en étant complexes, ont un comportement voisin de celui d'un deuxième ordre. Par conséquent, le régulateur PID est bien adapté à la plupart des processus de type industriel et est relativement robuste par rapport aux variations des paramètres du procédé.

Si la dynamique dominante du système est supérieure à un deuxième ordre, ou si le système contient un retard important ou plusieurs modes oscillants, le régulateur PID n'est plus adéquat et un régulateur plus complexe (avec plus de paramètres) doit être utilisé, au dépend de la sensibilité aux variations des paramètres du procédé.

Il existe trois types d'algorithme PID, le PID série, le PID parallèle et le PID mixte.

$P = K_R$: est l'action proportionnelle, sur la plupart des régulateurs, on règle la Bande Proportionnelle au lieu de régler le gain du régulateur :

$I = 1/T_i$ (min^{-1} en général) : est l'action intégrale

$D = T_d$ (s en général) : est l'action dérivée

PID parallèle

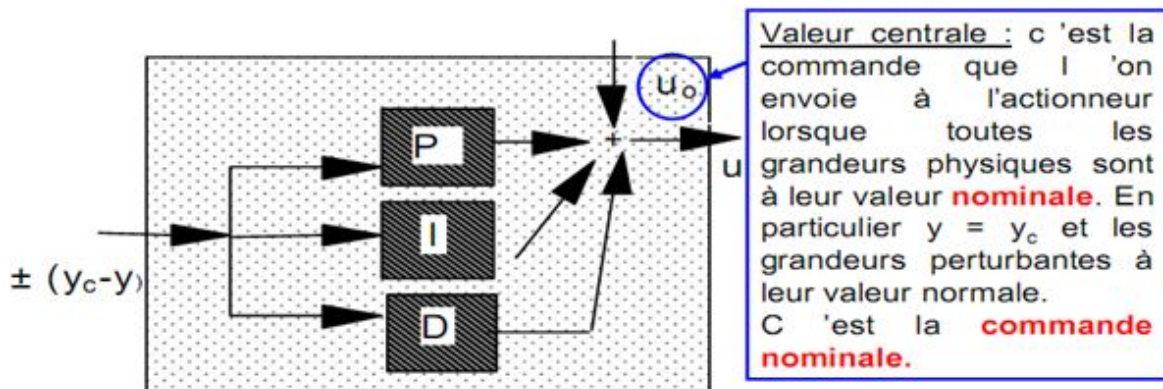


Figure 1.5 : schéma d'un régulateur PID parallèle

Loi de commande s'écrit :

$$u = u_0 \pm \left\{ K_R \cdot (y_c - y) + \left(\frac{1}{T_i} \right) \int (y_c - y) \cdot dt + T_d \frac{d(y_c - y)}{dt} \right\} \quad 1.1$$

$$e(t) = (y_c - y) \Rightarrow E(s) = Y_c(s) - Y(s)$$

$$U(s) = u - u_0$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_R + \frac{1}{T_i s} + T_d s$$

PID série

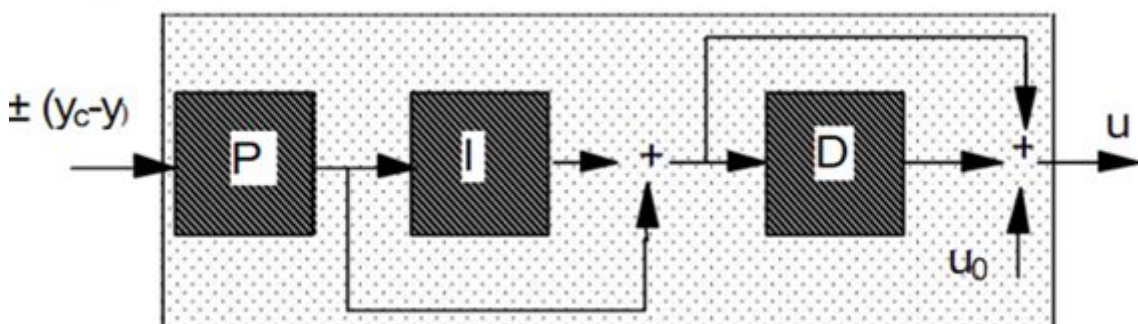


Figure 1.6 : schéma d'un régulateur PID série

Loi de commande s'écrit :

$$u = u_0 \pm \left\{ K_R \cdot \frac{(T_i + T_d)}{T_i} (y_c - y) + \frac{K_R}{T_i} \int (y_c - y) \cdot dt + K_R \cdot T_d \frac{d(y_c - y)}{dt} \right\}$$

$$e(t) = (y_c - y) \Rightarrow E(t) = Y_c(t) - Y(t)$$

$$U(t) = u - u_0$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s)$$
(1.2)

PID mixte

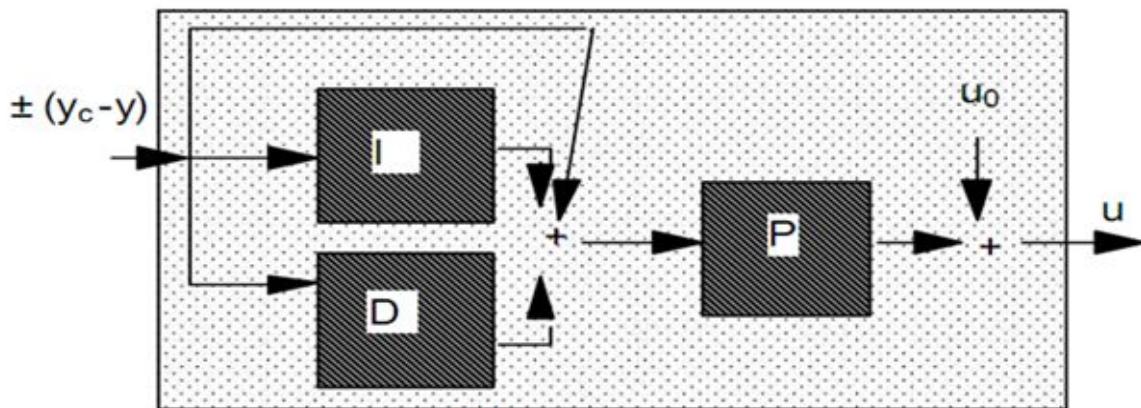


Figure 1.7 : schéma d'un régulateur PID mixte

Loi de commande s'écrit :

$$u = u_0 \pm \left\{ K_R (y_c - y) + \frac{K_R}{T_i} \int (y_c - y) \cdot dt + K_R \cdot T_d \frac{d(y_c - y)}{dt} \right\}$$

$$e(t) = (y_c - y) \Rightarrow E(t) = Y_c(t) - Y(t)$$

$$FT : \frac{U(s)}{E(s)} = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$
(1.3)

6.3- Les actions PID

Un régulateur PID est obtenu par l'association de ces trois actions et il remplit essentiellement les trois fonctions suivantes :

- Fonction proportionnelle donne un système plus précis, plus rapide
- Fonction intégrateur élimine l'erreur statique.
- Fonction dérivée accélère la correction

7- Identification du procédé

L'identification a pour objectif de rechercher la fonction de transfert du procédé à réguler, c'est-à-dire un modèle mathématique représentant le plus fidèlement possible le comportement du ce procédé autour de son régime nominale. La recherche des paramètres de la fonction de transfert du modèle s'effectue à partir de l'enregistrement du signal d'entrée u (échelon manuel) et du signal de sortie y (mesure de la réponse de la grandeur réglée).

La fonction de transfert réelle d'un processus industriel est pratiquement impossible à déterminer, car les processus industriels sont en général non linéaires sur toute leur plage de fonctionnement. C'est pourquoi on se limite à de faibles variations autour d'un point de fonctionnement ou régime nominale (et on considère que le processus est linéaire de type fonction de transfert).

7.1-Identification en boucle ouverte

7.1.1- Méthodologie

La procédure est simple. On applique une variation d'entrée U (impulsion, échelon ou rampe) et on observe l'évolution de la variation de la mesure $Y(t)$ (la grandeur réglée).

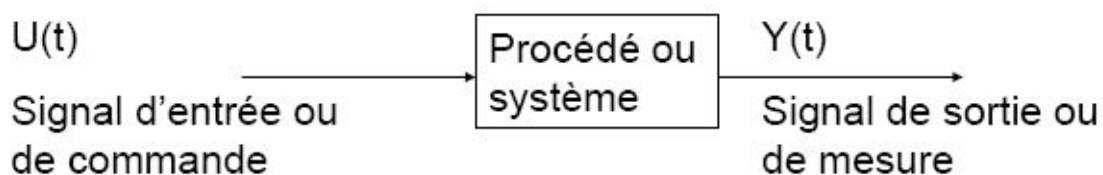


Figure 1.8 : schéma simplificatrice du procédé.

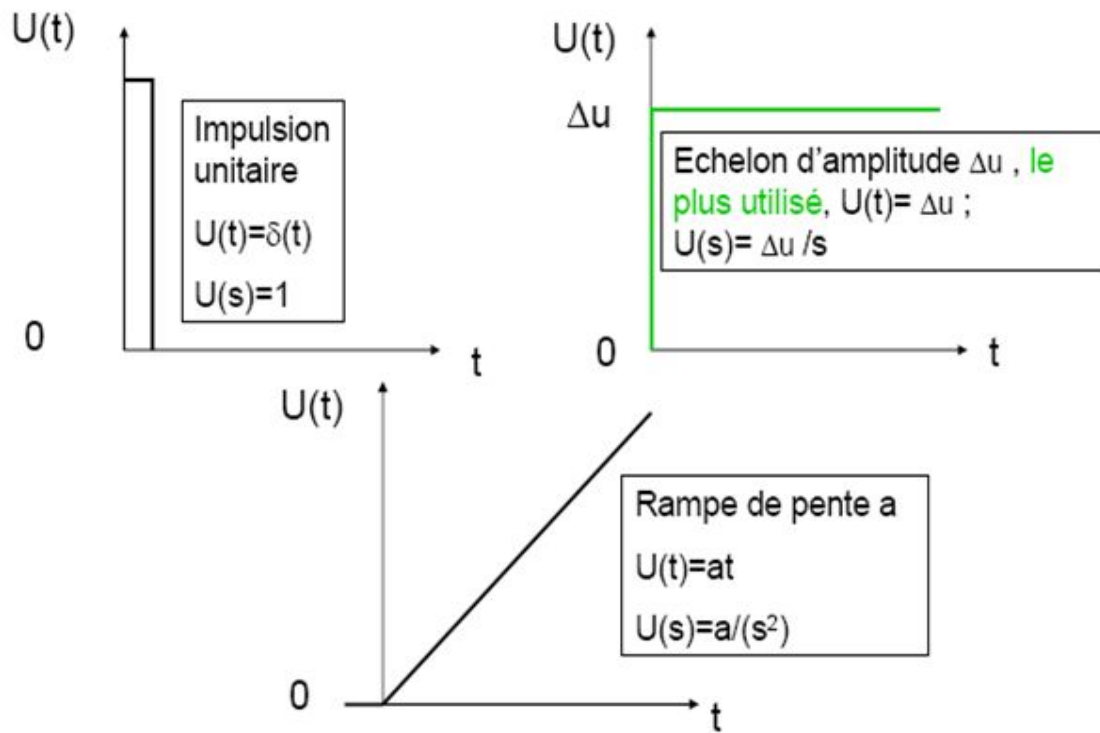


Figure 1.9 : signaux d'entrées $U(t)$ utilisés.

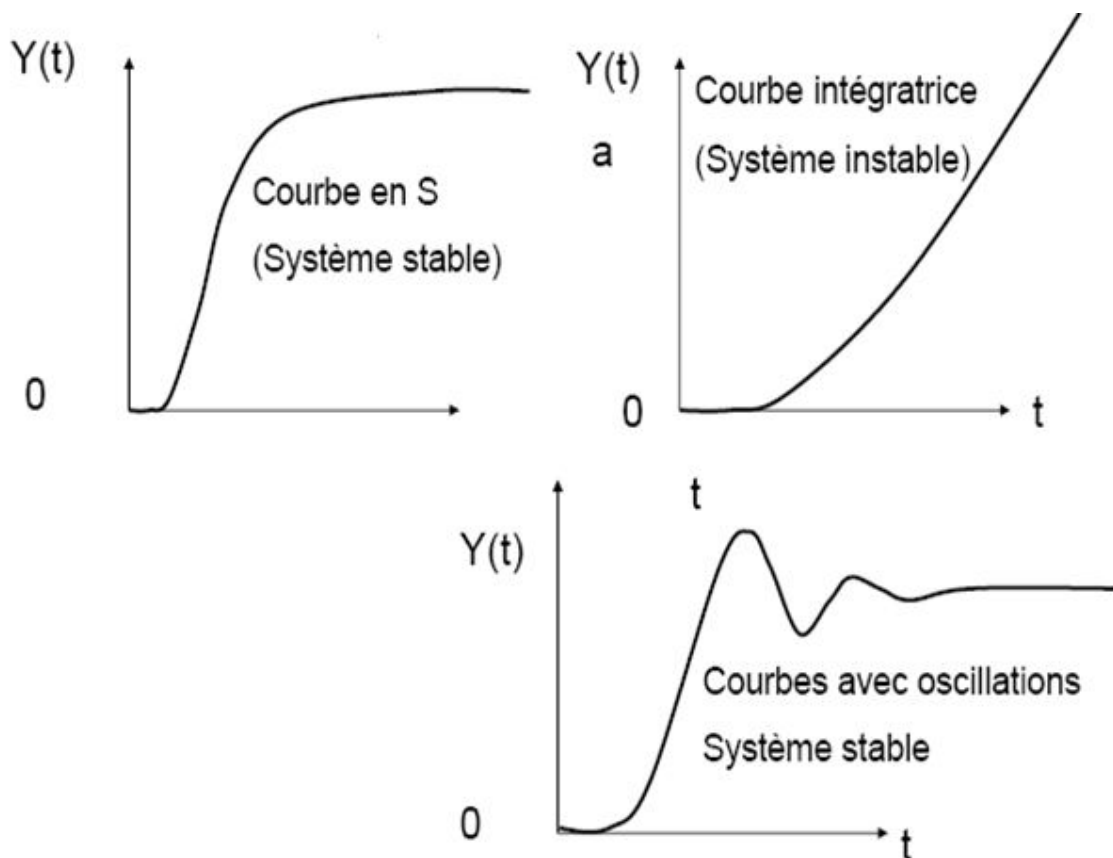


Figure 1.10 : Signaux usuelles observés de la grandeur réglée $Y(t)$

7.1.2 -Méthode directe : confrontation de la réponse théorique et expérimentale

Le modèle choisi ici est celui d'un système du premier ordre, avec constante de temps T et retard pur τ . L'identification consiste à chercher T et τ

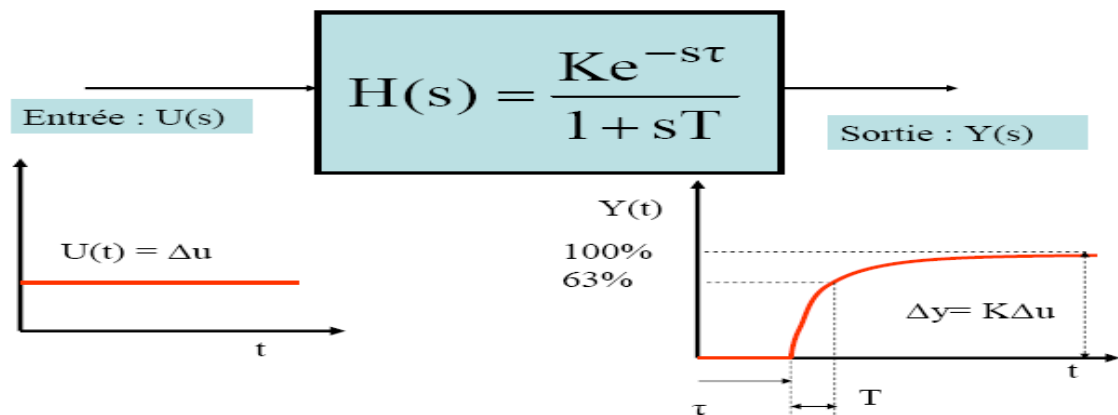


Figure 1.11 : signal d'entrée $U(t)$ et sortie $Y(t)$ d'un système du premier ordre.

Pour un système continu du deuxième ordre la fonction de transfert est :

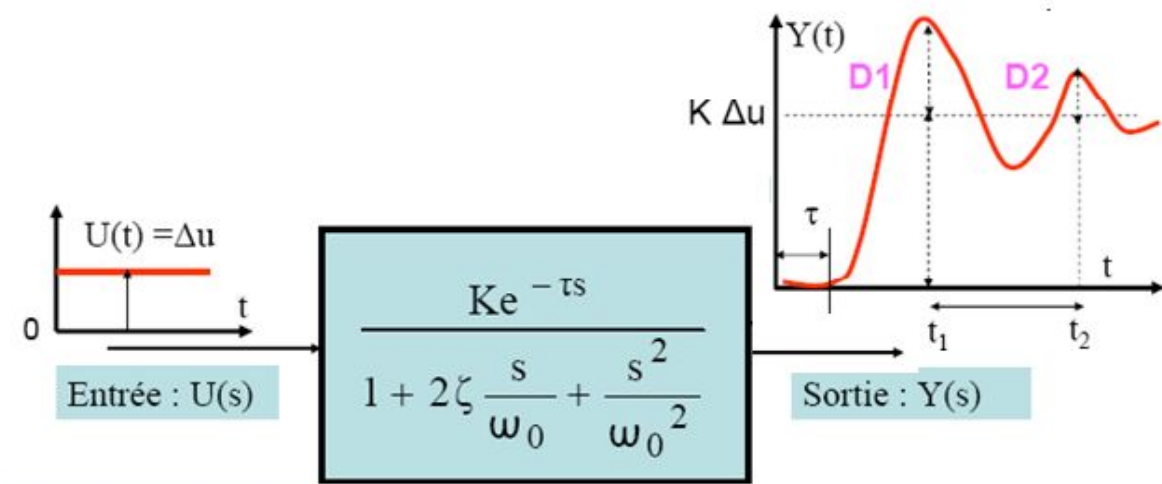


Figure 1.12 : signal d'entrée $U(t)$ et sortie $Y(t)$ d'un système du deuxième ordre.

Avec : $\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} = \frac{1}{2\pi} \ln \frac{D_1}{D_2}$, $D_1 = K \cdot \Delta u \cdot e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$, $\tau = t_1 - \frac{T_p}{2}$

$$t_2 - t_1 = T_p = \frac{2\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\xi^2}} \quad (1.4)$$

7.1.3- Méthode de Strejc

7.1.3.1- Système naturellement stable ou autorégulant

Strejc considère un processus stable et assimile la réponse indicielle du processus (suite à l'application d'une excitation échelon d'entrée $U(t)=\Delta u$) à celle d'un processus du $n^{\text{ième}}$ ordre (au sens mathématique du terme) avec un retard pur.

$$H(s) = K \cdot \frac{e^{-\tau s}}{(1 + Ts)^n} \quad (1.5)$$

Les paramètres à identifier sont donc : le gain statique K , le retard τ , la constante du temps T et l'ordre n .

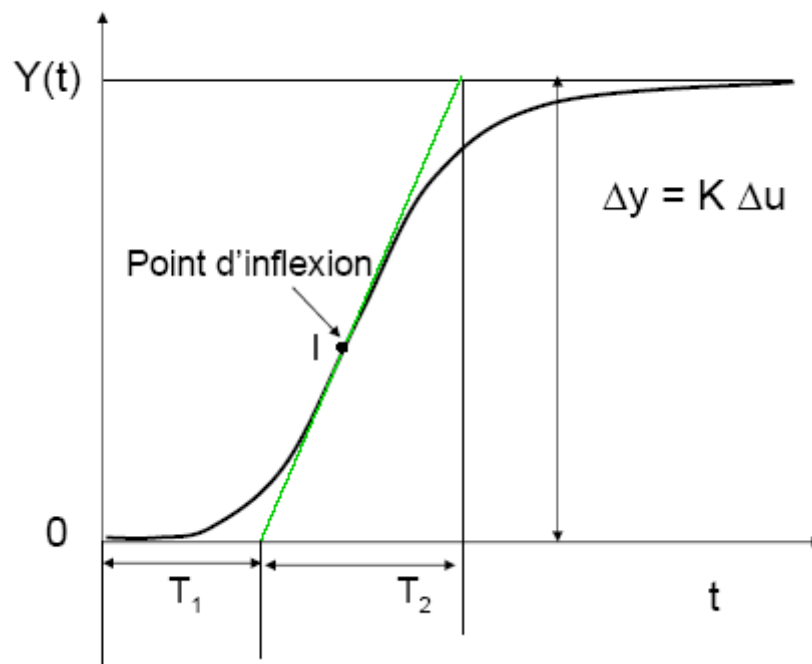


Figure 1.13 : la réponse $Y(t)$ (de modèle de Strejc) suite à un échelon d'entrée $U(t)=\Delta u$.

- Le gain statique est mesuré directement par

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta u}$$

- On trace la tangente au point d'inflexion I pour déterminer deux valeurs : T_1 et T_2 (voir figure 1.13).

- Relever T_1 et T_2 en déduire l'ordre n en utilisant le tableau ci joint. Entre deux lignes du tableau, on choisit la valeur de n la plus petite.
- Déterminer la constante du temps T à partir du tableau :
- Déterminer le retard τ quand il existe à partir de la différence entre la valeur de T_1 mesurée et celle donnée par la colonne du tableau.
- Déterminer la constante du temps T à partir du tableau :
- Déterminer le retard τ quand il existe à partir de la différence entre la valeur de T_1 mesurée et celle donnée par la colonne du tableau.

n	$\frac{T_1}{T}$	$\frac{T_2}{T}$	$\frac{T_1}{T_2}$
1	0	1	0
2	0.28	2.72	0.1
3	0.8	3.7	0.22
4	1.42	4.46	0.32
5	2.10	5.12	0.41
6	2.81	5.70	0.49

Table 1.1 : Tableau pour estimer l'ordre, la constante du temps et le retard du modèle de Strejc.

7.1.3.2- Système intégrateur : Méthode de Strejc-Davoust

$$H(s) = k \cdot \frac{e^{-\tau s}}{s(1 + Ts)^n} \quad (1.6)$$

Les paramètres à identifier sont donc : le coefficient d'intégration k , le retard τ , la constante du temps T et l'ordre n .

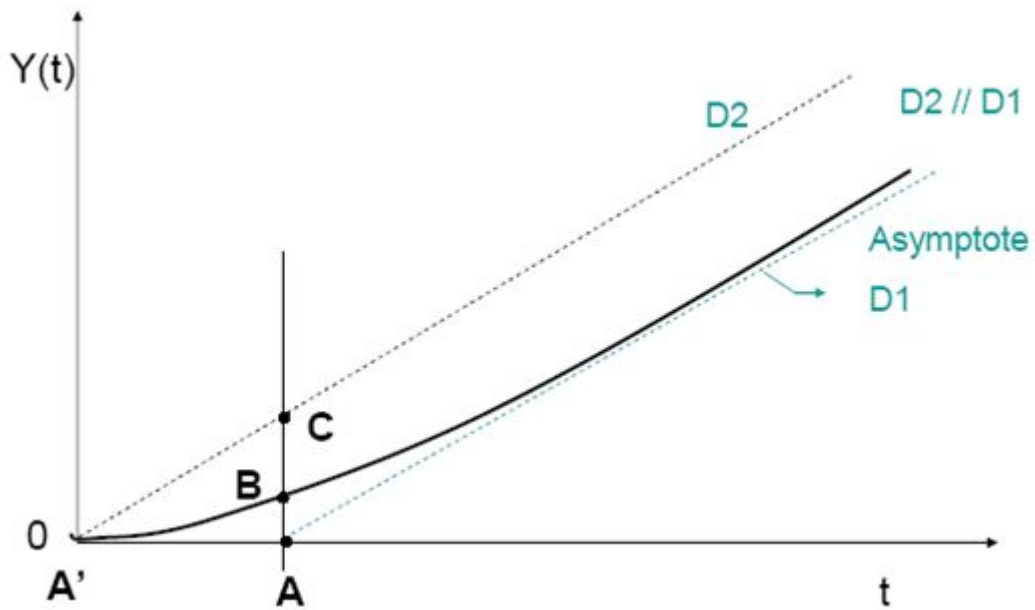


Figure 1.15 : Réponse $Y(t)$ du système intégrateur suite à un échelon Δu .

On mesure le rapport AB / AC qui permet de déterminer n (Figure 1.16).

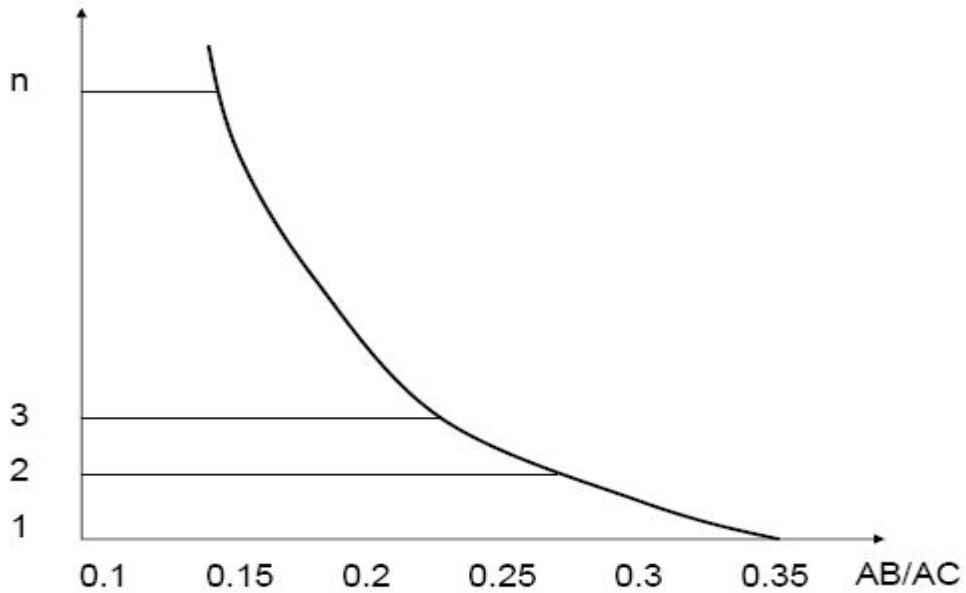


Figure 1.16 : l'ordre n en fonction du rapport AB / AC . Méthode de Strejc-Davoust.

-Si n est entier, calculer $T=A' A/n$ et le temps mort t est nul.

-Si n n'est pas entier, déterminer le nouveau rapport AB/AC

Correspondant à la partie entière de n . Pour cela déplacer $D2$ parallèlement à $D1$ vers $D1$ pour obtenir ce nouveau rapport.

Le temps mort t est égale à la translation effectuée par $D2$.

Calculer T à partir de $A'A = t + nT$

Calculer le coefficient d'intégration k :

$$k = \frac{\left(\frac{\Delta y}{\Delta t}\right)}{\Delta u} = \frac{\left(\frac{AC}{A'A}\right)}{\Delta u}$$

7.1.4- Méthode de Broïda

Comme Strejc, Broïda s'intéresse aux processus stables, et procède à une identification en boucle ouverte. Mais il simplifie en considérant que la forme de la réponse peut être assimilée à une fonction mathématique du premier ordre avec une constante de temps T , assortie d'un retard pur τ :

$$H(s) = K \frac{e^{-\tau s}}{1 + Ts} \quad (1.7)$$

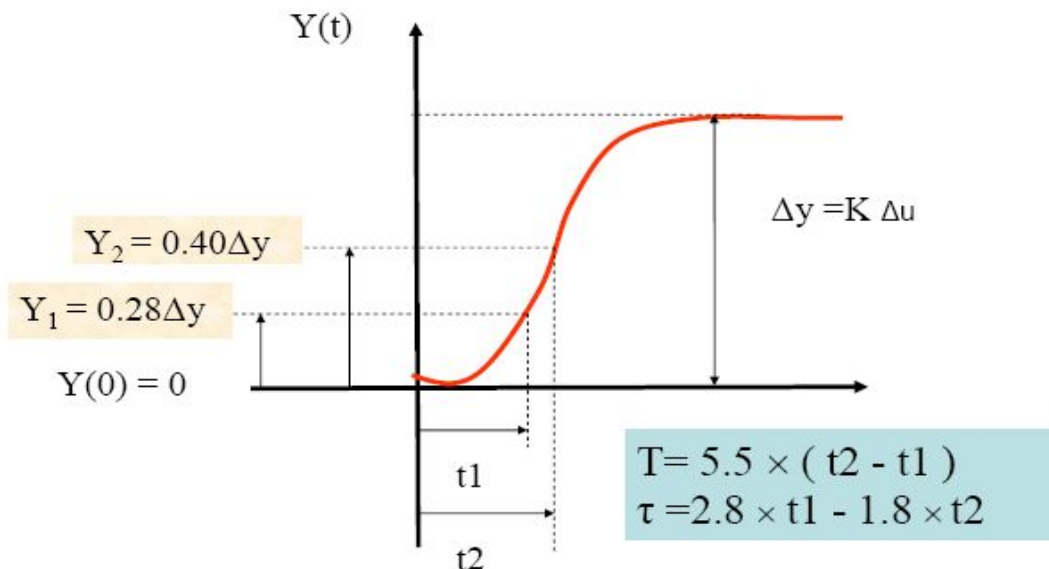


Figure 1.17 : la réponse $Y(t)$ (de modèle de Broïda) suite à un échelon d'entrée $U(t)=\Delta u$.

Le modèle de Broïda donne un modèle correct si $T > 4.t$

7.1.5 Méthode rapide pour un procédé intégrateur

Dans cette méthode la réponse à un échelon d'un procédé intégrateur est sous forme d'une rampe, en régime permanent, l'asymptote de cette réponse est une droite d'équation : $y(t)=a.(t-t_1)$ de pente a et qui coupe l'axe en t_1 .

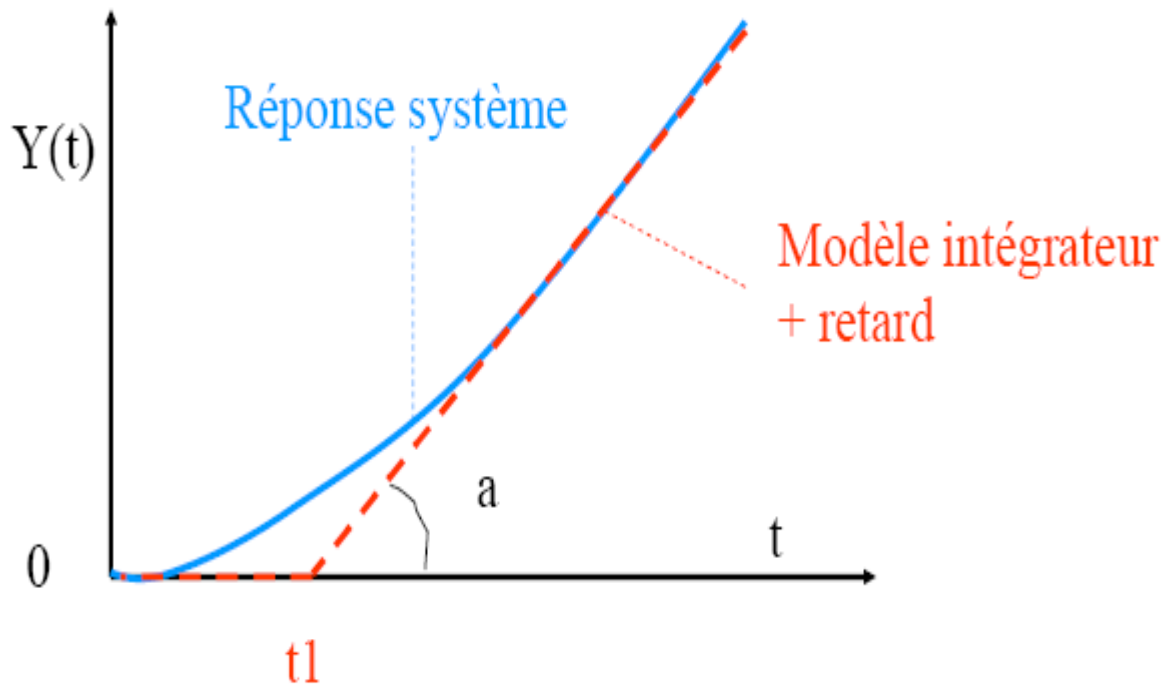


Figure 1.18 : La réponse a un échelon d'un procédé intégrateur

On identifie la réponse du système réel à la réponse d'un système intégrateur pur avec retard c'est-à-dire de fonction de transfert.

$$H(s) = \frac{k e^{-\tau s}}{s} \quad (1.8)$$

Les paramètres de ce système sont donnés par :

$$k = \frac{a}{\Delta u}, \quad \tau = t_1, \quad \Delta u \text{ est l'amplitude de l'échelon appliqué.}$$

7.2- Identification en boucle fermée

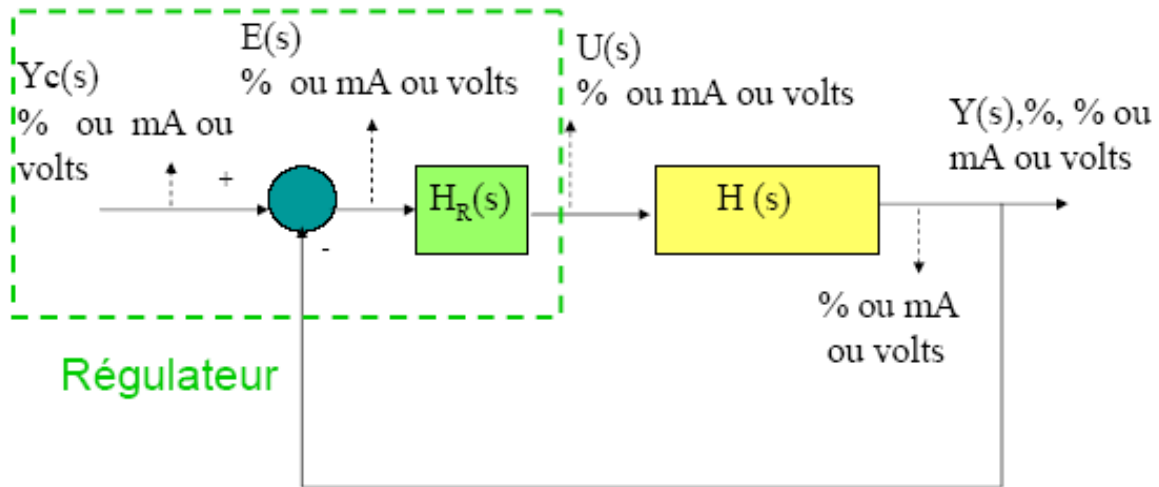


Figure 1.19 : Schéma fonctionnelle d'un système en boucle fermée

La méthode nécessite la mise en oscillations entretenues de la boucle de régulation.

7.2.1- Premier essai.

L'objectif du premier essai est de savoir si le procédé est naturellement stable ou s'il est intégrateur.

Dans un régime nominale et au départ quand la mesure = la consigne, on configure le régulateur pour être seulement proportionnel $H(s)=K_R$, pour cela on fixe un gain faible ($K_R= 1$ ou 0.5), ensuite on crée un échelon de consigne Δy_c .

Dans le cas où la mesure ne rejoint pas la consigne, il reste un écart statique ϵ_p , on parle d'un procédé qui est naturellement stable de gain statique K .

$$\epsilon_p = \frac{\Delta y_c}{K_R K + 1} \quad (1.9)$$

Dans l'autre cas où la mesure rejoint la consigne on parle d'un procédé qui est naturellement instable.

7.2.2- Deuxième essai

Dans le deuxième essai on augmente petit à petit le gain du régulateur et on crée à chaque fois une perturbation de consigne $+\Delta y_c$ qu'on maintient quelques secondes puis on remet la consigne à sa valeur initiale (on crée $-\Delta y_c$). On continue l'expérience jusqu'à mettre le procédé en oscillations, et on enregistre le signal de sortie $y(t)$.

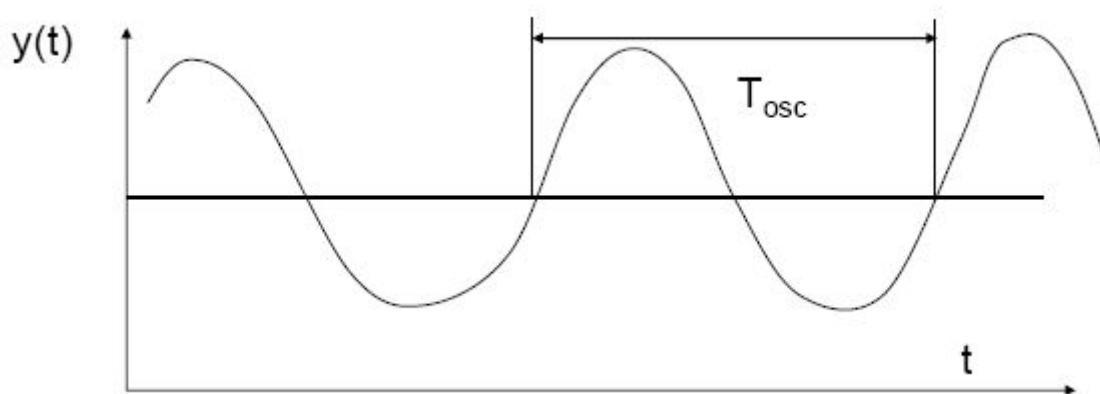


Figure 1.20 : Procédés en oscillations entretenues en boucle fermée

Lorsque le procédé asservi fonctionne en régime harmonique, le gain K_R est appelé gain critique du régulateur K_{RC} et la période d'oscillations est T_{osc} .

La condition d'amplitude :

$$FTBO(j\omega_{osc}) = K_{RC} \cdot H(j\omega_{osc}) = 1 \quad (1.10)$$

La condition de phase :

$$\text{Arg}(FTBO(j\omega_{osc})) = \text{Arg}(K_{RC} \cdot H(j\omega_{osc})) = -\pi \quad (1.11)$$

A partir de ces deux équations, on trouve les paramètres du modèle imposé.

8- Réglage du régulateur

8.1- Méthodes de réglage expérimentales

8.1.1- Méthode en boucle ouverte de *Ziegler-Nichols*

On dispose de la réponse $Y(t)$ (variation de la sortie) suite à un échelon d'entrée $U(t)=\Delta u$. Avec point d'inflexion.

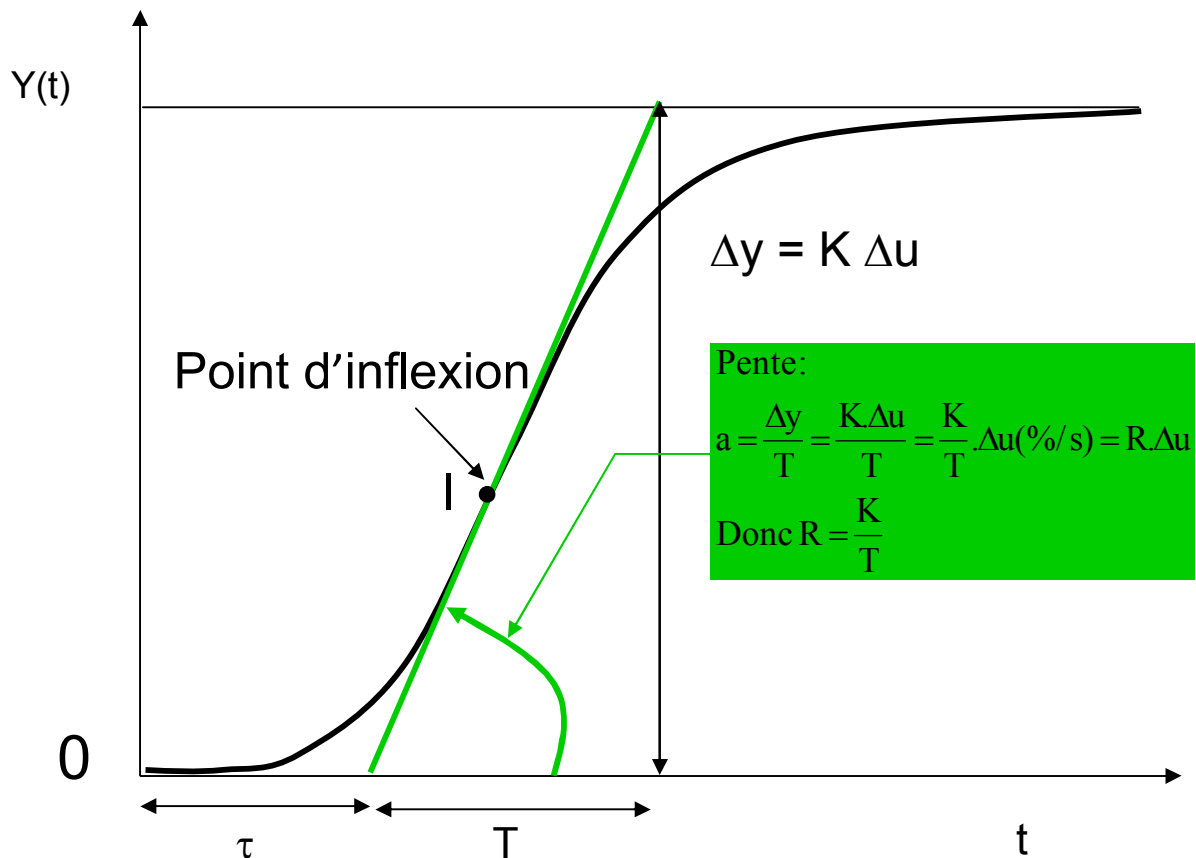


Figure 1.21 : Réponse en boucle ouverte du procédé à un échelon de commande Δu .

Les valeurs des paramètres PID à régler sont données sur le tableau ci-dessous (Table 1.2). Le PID proposé est un PID mixte.

Ce réglage permet d'obtenir une réponse en BF satisfaisante caractérisé par un rapport entre deux dépassements (positifs) et successifs de 0.25.

Type de régulateur	Gain K_R	T_i	T_d
Proportionnel P	$\frac{0.9}{R \cdot \tau}$		
PI	$\frac{1.27}{R \cdot \tau}$	3.3τ	
PID	$\frac{1.27}{R \cdot \tau}$	$2 \cdot \tau$	0.5τ

Table 1.2 : Tableau pour le calcul des paramètres PID. Réglage Ziegler-Nichols en boucle ouverte.

Cette approche est aussi valable pour un processus intégrateur. Le modèle recherché est de la forme :

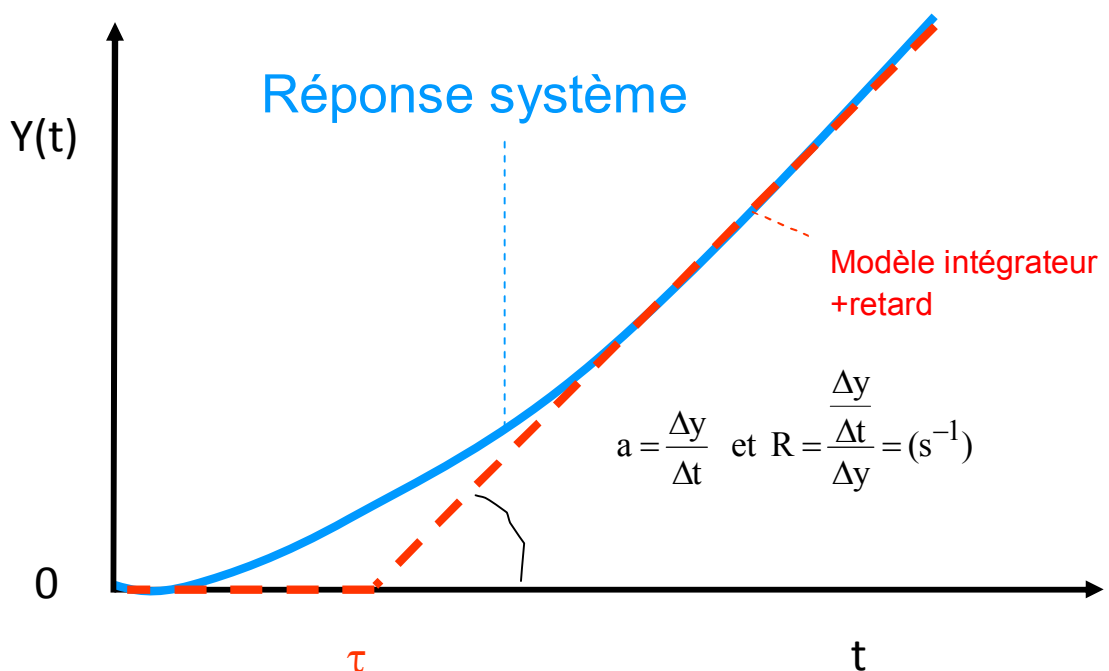


Figure 1.21 : Réponse en boucle ouverte du procédé à un échelon de commande Δu

8.1.2- Méthodes en boucle fermée de *Ziegler-Nichols*

On réalise un essai de pompage. Pour cela, on fait $T_i = \infty$; $T_d = 0$ et on augmente K_R jusqu'à sa valeur critique K_{RC} , qui a amené le système en limite de stabilité (Figure 1.20). On mesure la période des oscillations. Ziegler et Nichols proposent alors les valeurs de réglage du tableau suivant (Table 1.3) :

	P	PI	PI Parallèle	PID Série	PID Parallèle	PID mixte
K_R	$\frac{K_{RC}}{2}$	$\frac{K_{RC}}{2.2}$	$\frac{K_{RC}}{2.2}$	$\frac{K_{RC}}{3.3}$	$\frac{K_{RC}}{1.7}$	$\frac{K_{RC}}{1.7}$
T_i	T_i maxi ou annulée	$\frac{T_{osc}}{1.2}$	$\frac{2.T_{osc}}{K_{RC}}$	$\frac{T_{osc}}{4}$	$\frac{0.85T_{osc}}{K_{RC}}$	$\frac{T_{osc}}{2}$
T_d				$\frac{T_{osc}}{4}$	$\frac{K_{RC}T_{osc}}{133}$	$\frac{T_{osc}}{8}$

Table 1.3 : Tableau pour le calcul des paramètres PID. Réglage Ziegler-Nichols en boucle fermée.

8.2- Méthodes de réglage fréquentielles

L'idée de base est de régler les paramètres du régulateur qui vont assurer une stabilité suffisante au système asservi ou régulé. En imposant, dans le domaine fréquentiel, une marge de gain ou une marge de phase du système asservi, l'allure de la réponse temporelle se trouve également définie.

Pour cela il faut disposer de la FT réglante $H(s)$ puis fixer l'expression de celle du correcteur ou régulateur $H_R(s)$. Donc dispose en fin de la $FTBO(s)=H_R(s).H(s)$. Le calcul des paramètres du régulateur (de $H_R(s)$) peut alors se faire soit par calcul soit graphiquement.

On définit une marge de gain ou une marge de phase, et par conséquent un coefficient d'amortissement ζ pour la chaîne fermée si on l'assimile à celle d'un second ordre (Pôles dominants). Si on fixe une marge de gain Mg , on écrit deux équations :

$$|FTBO(j\omega\pi)|_{dB} = -Mg \text{ ou } |FTBO(j\omega\pi)| = 10^{(-Mg/20)}$$

$$\text{et } \text{Arg}(FTBO(j\omega\pi)) = -180^\circ$$

Si on fixe une marge de phase $M\phi$, on écrit deux équations :

$$|FTBO(j\omega_1)|_{dB} = 0 \text{ ou } |FTBO(j\omega_1)| = 1$$

$$\text{et } \text{Arg}(FTBO(j\omega_1)) = M\phi - 180^\circ.$$

Exemple : Le critère fixe une marge de gain $Mg = 6\text{dB}$ soit $|FTBO(j\omega\pi)| = 10^{(-6/20)} = 0.5$. Le régulateur PID employé est de structure série :

$$H_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) (1 + T_d s) \quad (1.12)$$

On suppose $T_d = 0$ donc le régulateur devient PI de fonction de transfert :

$$H_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)$$

La FT réglante est : $H(s) = K \frac{e^{-\tau s}}{1 + Ts}$

D'où la FTBO est : $FTBO(s) = K \frac{e^{-\tau s}}{1 + Ts} K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)$

Soit : $FTBO(s) = K K_R \frac{(1 + T_i s)}{T_i s} \frac{e^{-\tau s}}{1 + Ts}$, et donc :

$$|FTBO(j\omega = \omega_\pi)| = K K_R \frac{\sqrt{(1 + T_i^2 \omega_\pi^2)}}{T_i \omega_\pi} \frac{1}{\sqrt{(1 + T^2 \omega_\pi^2)}} = 0.5 \quad (1.13)$$

$\text{Arg}(FTBO(j\omega = \omega_\pi)) = -\frac{\pi}{2} + \arctan(T_i \omega_\pi) - \arctan(T \omega_\pi) - \tau \omega_\pi = -\pi$ lations, on choisit de régler $T_i = T$ afin de compenser le pôle de la fonction de transfert réglante et bien sûr de supprimer une inconnue. Les équations deviennent :

$$|\text{FTBO}(j\omega = \omega_\pi)| = \frac{KK_R}{T\omega_\pi} = 0.5$$

$$\text{Arg}(\text{FTBO}(j\omega = \omega_\pi)) = -\frac{\pi}{2} - \tau\omega_\pi = -\pi$$

On obtient : $K_R = \frac{\pi}{4} \frac{1}{K} \frac{T}{\tau}$

$$\omega_\pi = \frac{\pi}{2\tau}$$

Le réglage PI de Broïda est donc : $K_R = \frac{0.78}{K} \frac{T}{\tau}$ (1.14)

$$T_i = T$$

Pour le réglage du PID série, mixte ou parallèle, la méthode choisit de régler $T_i = T$ afin de compenser le pôle de la fonction de transfert réglante puis elle préconise que l'action dérivée entraîne une avance de phase de $\pi/4$ pour la pulsation ω_π , soit $\text{Arctan}(T_d \omega_\pi) = \pi/4 \Rightarrow T_d \omega_\pi = 1$. Selon que la fonction de transfert réglante est de type :

$$H(s) = K \frac{e^{-\tau s}}{1 + Ts} \quad : \text{procédé stable}$$

$$H(s) = k \frac{e^{-\tau s}}{s} \quad : \text{procédé instable}$$

On aboutit aux réglages suivants (Tables 1.4 et 1.5):

	P	PI		PID		
	Série, Mixte, Parallèle	Série Mixte	Parallèle	Série	Parallèle	Mixte
K_R	$\frac{0.78.T}{K.\tau}$	$\frac{0.78T}{K.\tau}$	$\frac{0.78.T}{K.\tau}$	$\frac{0.83.T}{K.\tau}$	$\frac{0.4 + \frac{T}{\tau}}{1.2.K}$	$\frac{0.4 + \frac{T}{\tau}}{1.2.K}$
T_i		T	$\frac{K.\tau}{0.78}$	T	$\frac{K.\tau}{0.75}$	$T + 0,4.\tau$
T_d				$0,4.\tau$	$\frac{0,35.T}{K}$	$\frac{T.\tau}{2,5T + \tau}$

Table 1.4 : Tableau pour le calcul des paramètres PID. Réglage fréquentielle. Procédé stable.

	P	PI		PID		
	Série, Mixte, Parallèle	Série Mixte	Parallèle	Série	Parallèle	Mixte
K_R	$\frac{0,8}{k.\tau}$	$\frac{0,8}{k.T}$	$\frac{0,8}{k.\tau}$	$\frac{0,85}{k.\tau}$	$\frac{0,9}{k.\tau}$	$\frac{0,9}{k.\tau}$
T_i		$5.\tau$	$\frac{k.\tau^2}{0,15}$	$4,8.\tau$	$\frac{k.\tau^2}{0,15}$	$5,2.\tau$
T_d				$\frac{0,8}{k.\tau}$	$\frac{0,35}{k}$	$0,4\tau$

Table 1.5 : Tableau pour le calcul des paramètres PID. Réglage fréquentielle. Procédé instable.

Partie 2 : Étude pratique

1-Présentation du procédé

Le procédé étudié est un procédé de niveau (Figure 2.1). Le fluide (eau) circule en circuit fermé grâce à une pompe centrifuge, son débit est lu sur un débitmètre. Le niveau dans la cuve est régulé par action sur la vanne automatique (V1). Le niveau (cm) est mesuré par capteur de pression différentielle. Le capteur et la vanne automatique de régulation sont câblés au régulateur.

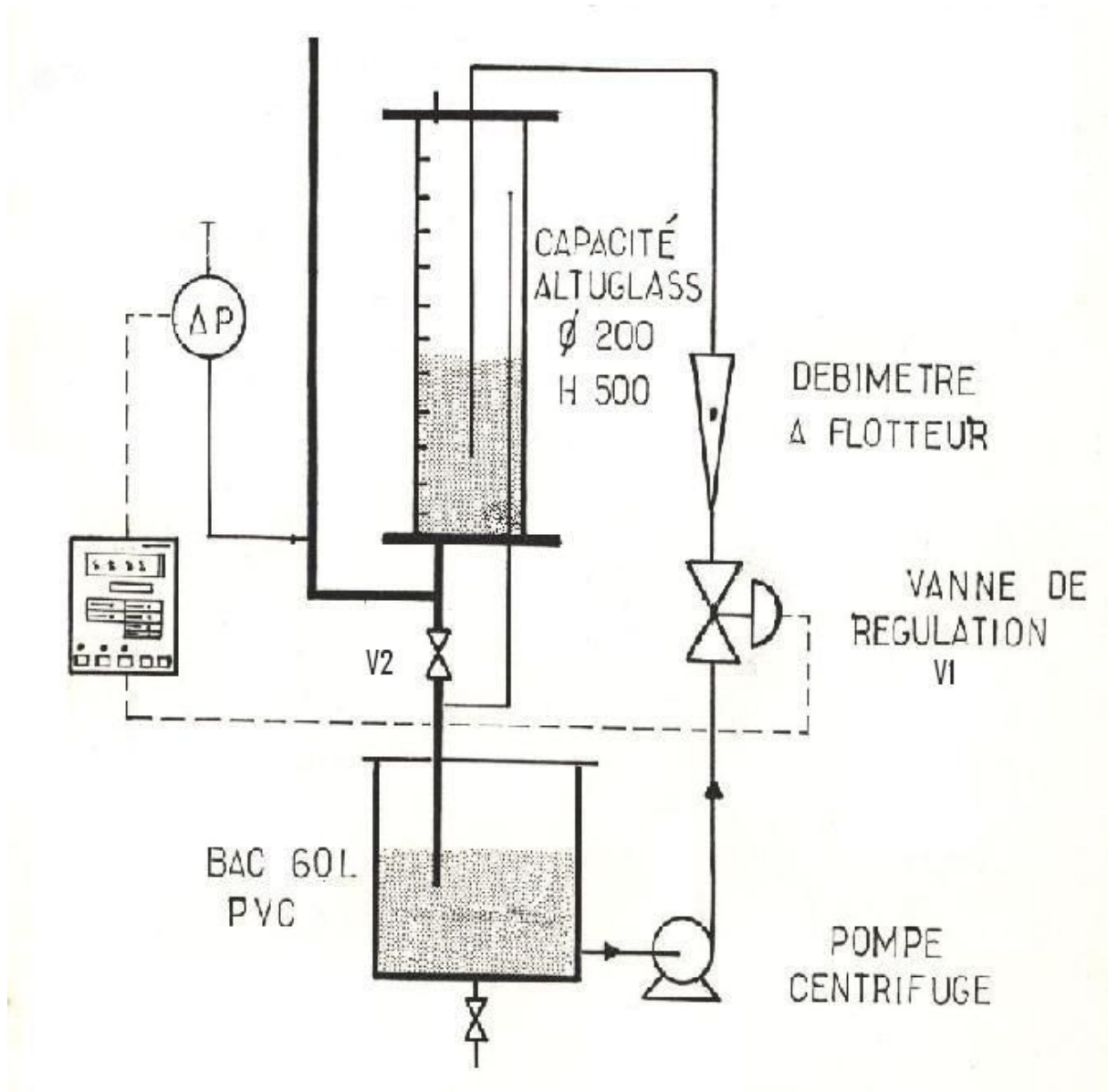


Figure 2.1 : schéma du procédé



Figure 2.2 : Photo de l'installation réelle de régulation de niveau.

2- Les éléments de la boucle de régulation

2.1- Le capteur-transmetteur

Les bornes du signal de sortie sont situées dans un compartiment séparé du boîtier; les bornes du haut sont des bornes du signal et les bornes du bas sont des bornes de test où on trouve le même signal (4-20 mA). L'alimentation du transmetteur est fournie par le raccordement électrique du signal.

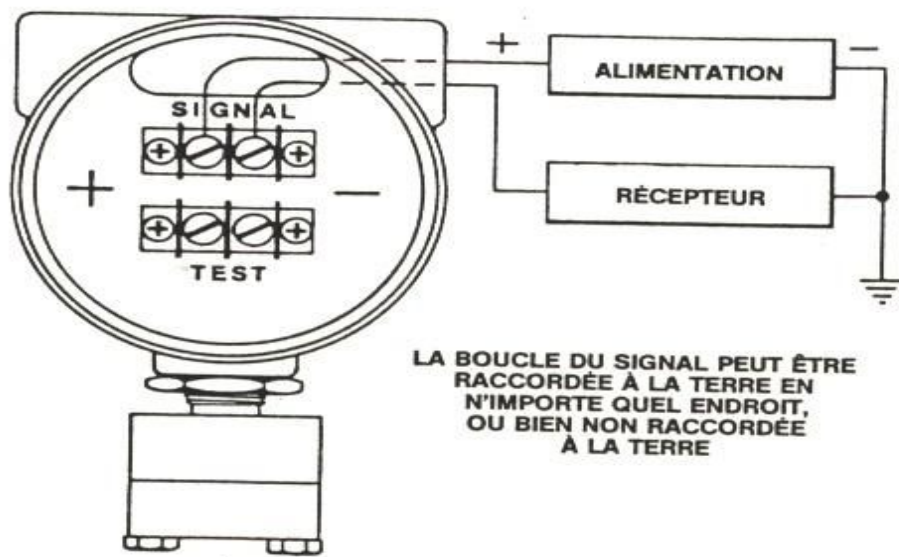


Figure 2.3 : Alimentation du capteur-transmetteur (passif) (35 VDC)



Figure 2.4 : photo du capteur-transmetteur de niveau

2.1.1-Caractéristiques techniques

Services : liquide, gaz ou vapeur.

Serial NO 88 15 51 5

Calibre 0-50 mbar

Entrée - Sortie 0-20 mA (courant continu)

L'alimentation extérieure nécessaire 35 VDC

2.1.2-Etalonnage du capteur

Le capteur-transmetteur mesure une différence de pression entre deux points dans un liquide. Cette différence de pression est proportionnelle au niveau du liquide entre ces deux points (**Figure 2.5**).

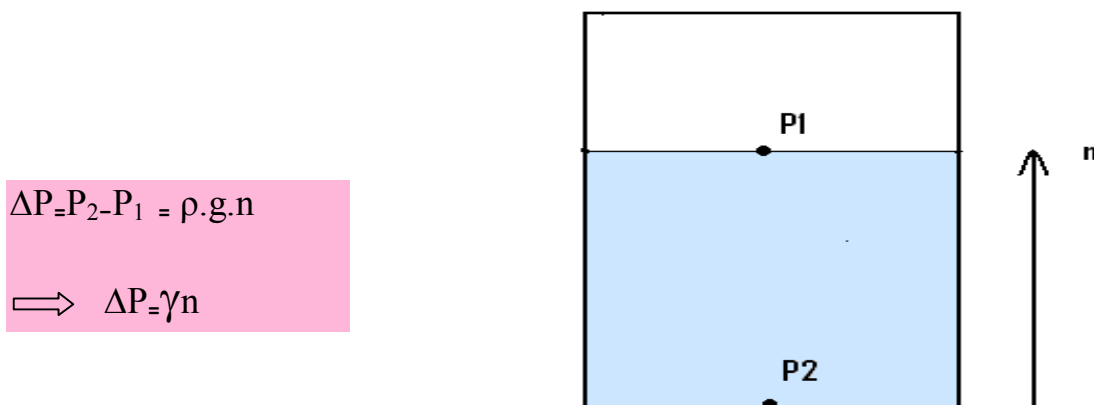


Figure 2.5 : Différence de pression en deux points d'un liquide.

Le capteur-transmetteur utilisé a été étalonné sur l'intervalle [0-50 cm] et le signal de mesure ainsi délivré est une intensité dans l'intervalle [4-20mA]. Nous avons vérifié cet étalonnage et nous avons obtenu la courbe suivante de la

figure 2.6. On observe que la caractéristique est bien linéaire et que le gain du capteur est $K_T = 16/50 = 0.32 \text{ mA/cm}$.

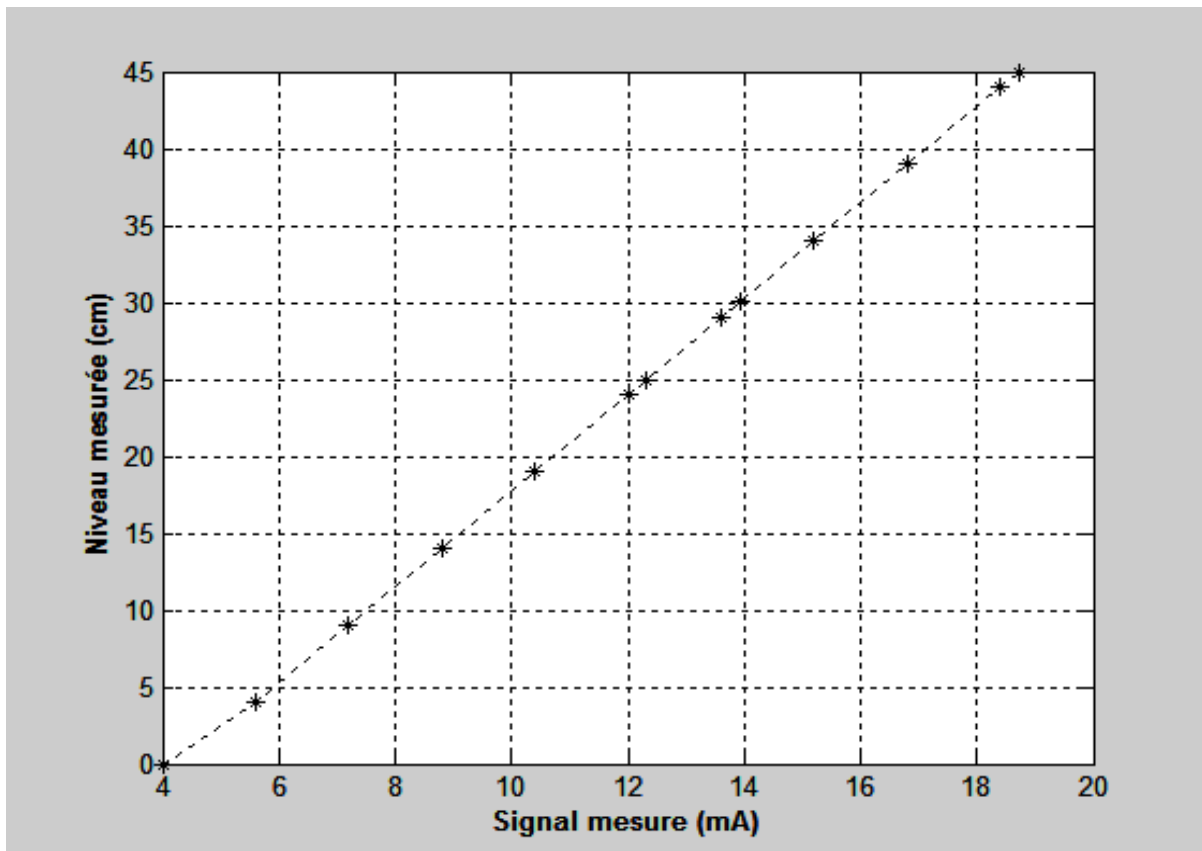


Figure 2.6 : Courbe d'étalonnage du capteur-transmetteur

2.2- L'organe de correction

La vanne automatique utilisée est électrique de la famille Krammer. Les servomoteurs électriques de ces vannes sont des organes de commande de haute précision qui permettent à l'utilisateur les services de régulation les plus efficaces.

Tous les composants de servomoteur se trouvent dans un boîtier solide bien protégés

Le servomoteur est équipé d'un dispositif qui permet, en cas de manque de courant, une opération manuelle.



Figure 2.7 : Photo vanne automatique de régulation krammer

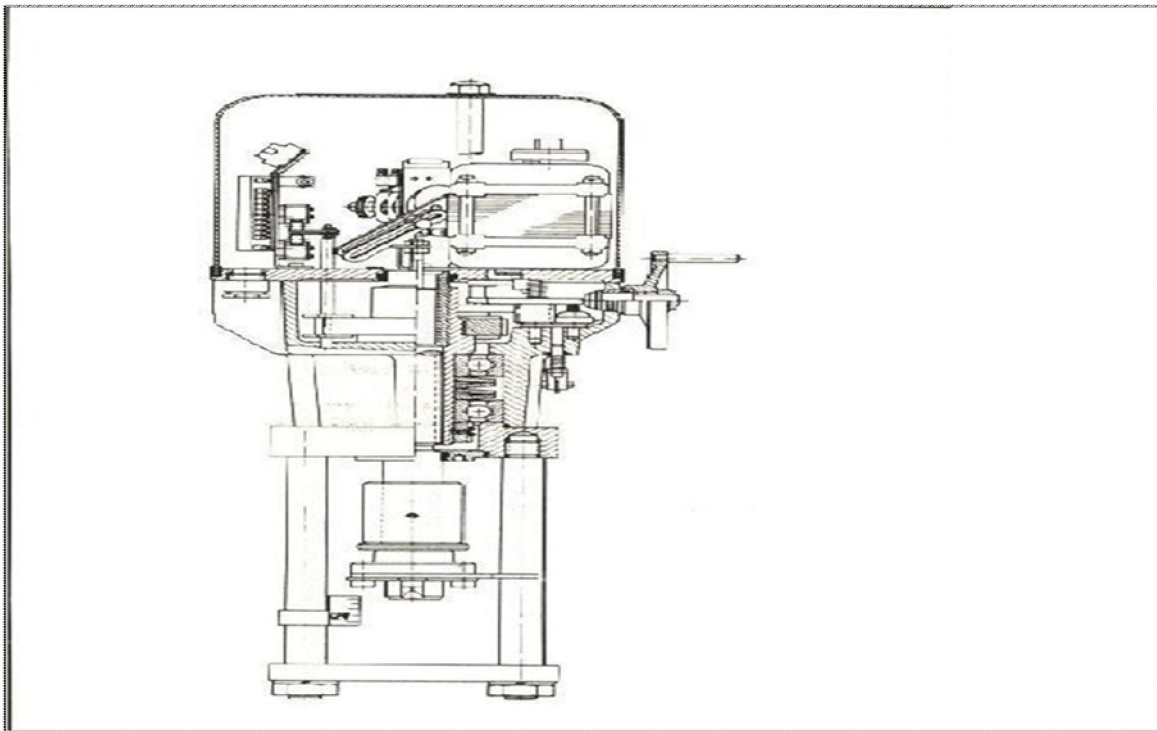


Figure 2.8 : Schéma de détail de la vanne automatique de régulation

2.2.1- Caractéristiques techniques

<i>NO de série</i>	422391
<i>Courses</i>	0 à 40 mm
<i>Temps d'action (à 0 Hz)</i>	7.5 s/mm
<i>Vitesse de réglage</i>	0.83 à 0.13 mm/s
<i>Moteur électrique</i>	<i>Moteur monophasé, réversible, résistant aux courts-circuits et autobloquant par manque de courant</i>
<i>Tension d'alimentation</i>	220 V ,50 Hz, en option 24 ou 110 v, 50/60 Hz
<i>Puissance absorbée</i>	Sur demande
<i>Température service</i>	-20 à + 60 C
<i>Signal d'entrée</i>	4-20mA, à option 0-20 mA et échelles fractionnées
<i>Tension d'alimentation</i>	220 V, 50Hz, à option 24 V ou 110 V ,50/60 Hz
<i>CV caractéristique</i>	2.5

2.2-2 Caractéristique débit-ouverture

Une vanne automatique de régulation peut être schématisée selon la figure 2.9:

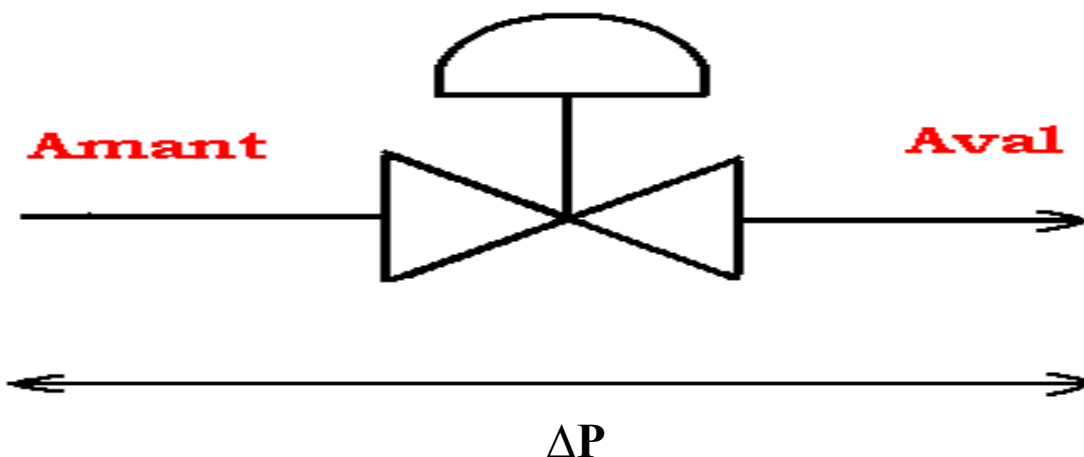


Figure 2.9 : schéma de principe d'une vanne automatique de régulation.

Le débit qui traverse la vanne est donné par [3]:

$$Q = C_v(x) \sqrt{\frac{\Delta P}{G_0}} \quad (2.1)$$

Q : le débit en %

ΔP : pertes de charges à travers la vanne.

G_0 : densité du liquide.

x : ouverture de la vanne.

$C_v(x) = C_v \theta \cdot f(x)$

$C_v \theta = C_v$ quand $x = 1$ (la vanne est totalement ouverte).

$f(x) = \begin{cases} x & \text{Vanne linéaire.} \\ \sqrt{x} & \text{Vanne à ouverture rapide.} \\ \alpha^{x-1} & \text{Vanne exponentielle.} \end{cases}$

Il existe généralement trois types de vannes : linéaire, exponentielle et racine carré ou à ouverture rapide (Figure 2.10).

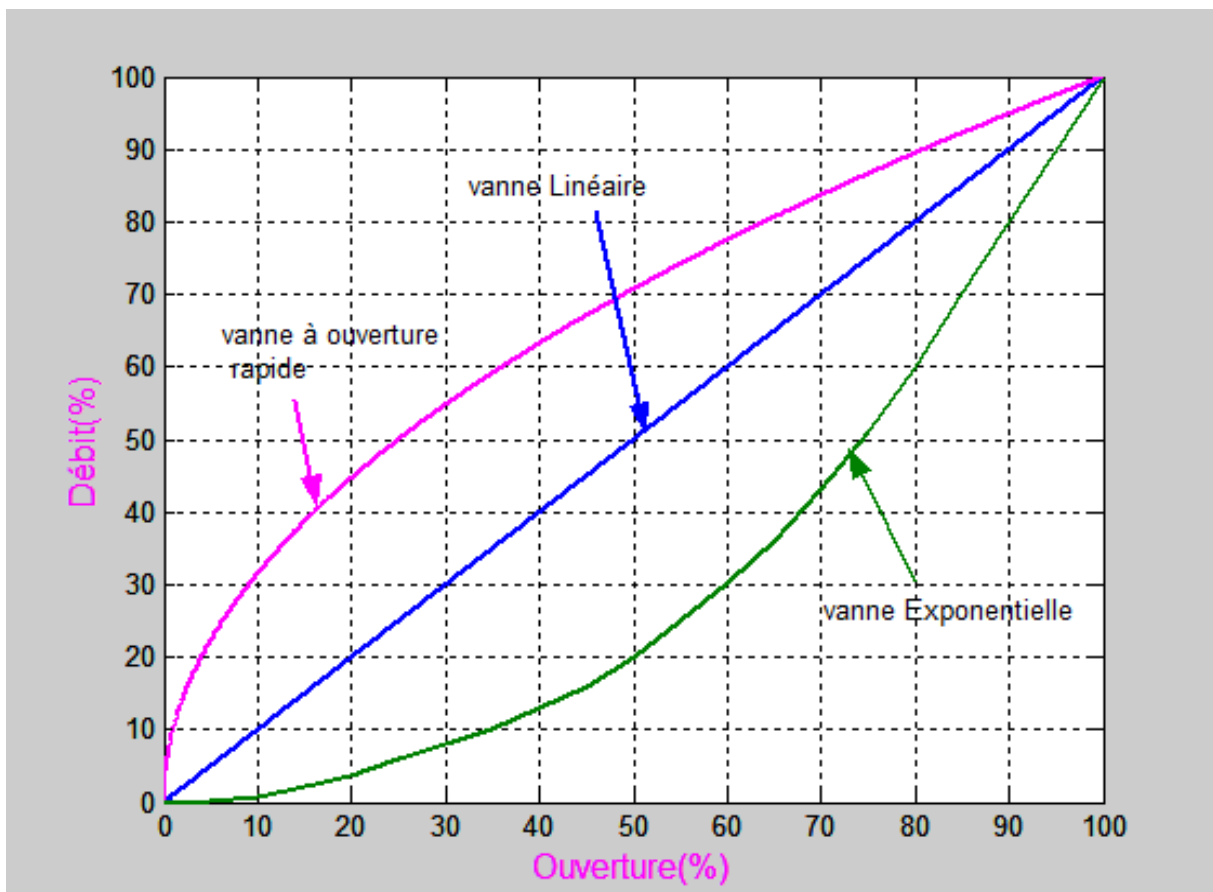


Figure 2.10 : Caractéristique d'une vanne automatique de régulation.

Quand la vanne est en service, en fait ΔP n'est pas constante, la caractéristique d'une vanne exponentielle pour un liquide est de la forme (Figure 2.11) [3]. Sur cette figure, nous avons reporté la caractéristique de la vanne Krammer V1.

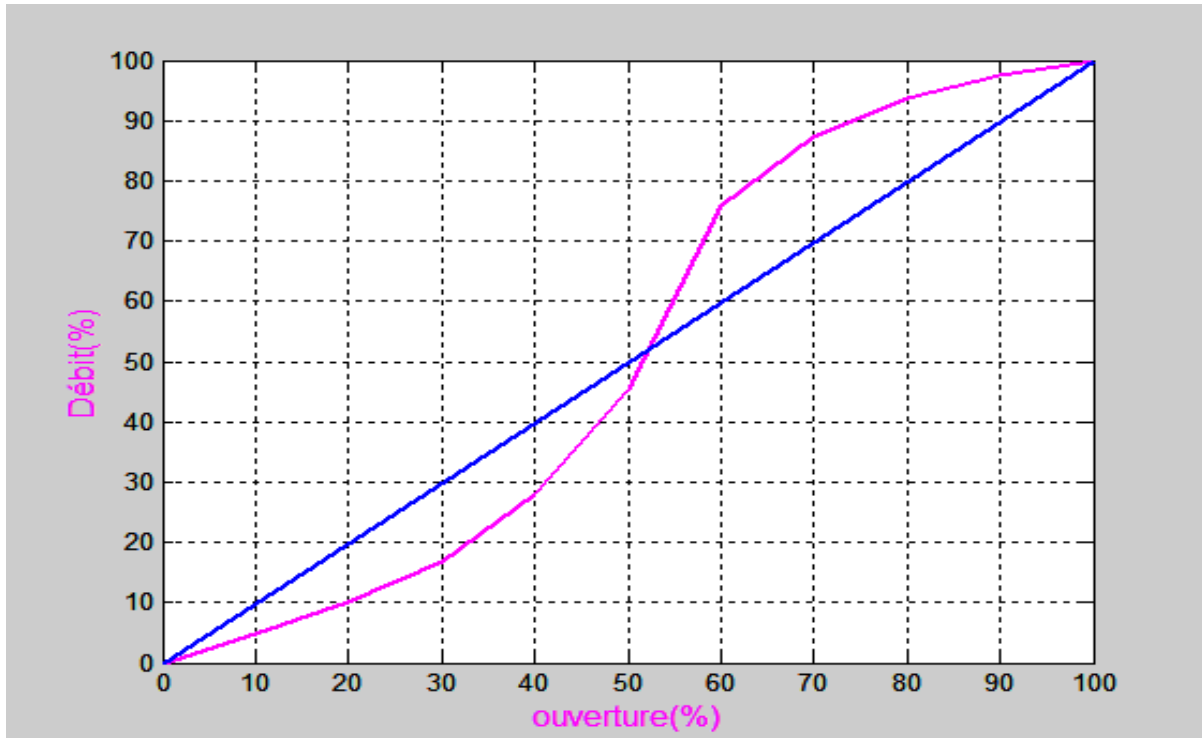


Figure 2.11 : Caractéristique de la vanne de régulation V1.

2.3 Le régulateur

Le régulateur que nous avons utilisé est un AK96 , acheté par l'école à un prix d'environ 4800 DH (figure 2.12).

2.3.1-Les caractéristiques techniques

Signaux d'entrée : 4-20 mA , 0-5 Vcc ,0-10 Vcc , 0-20 mA

Signaux de sortie : 4-20 mA, 0-20 mA, 0-5 V,0-10 V

Signal de Sortie Auxiliaire : 0-20 mA, 4-20 mA, 0-5 Vcc, 0-10 Vcc

Alimentation : 220 V

Notons bien qu'il faut configurer les entrées et sorties du régulateur avant son utilisation.



Figure 2.12 : régulateur industriel AK 96



Figure 2.13 : signification de chaque bouton du régulateur AK96

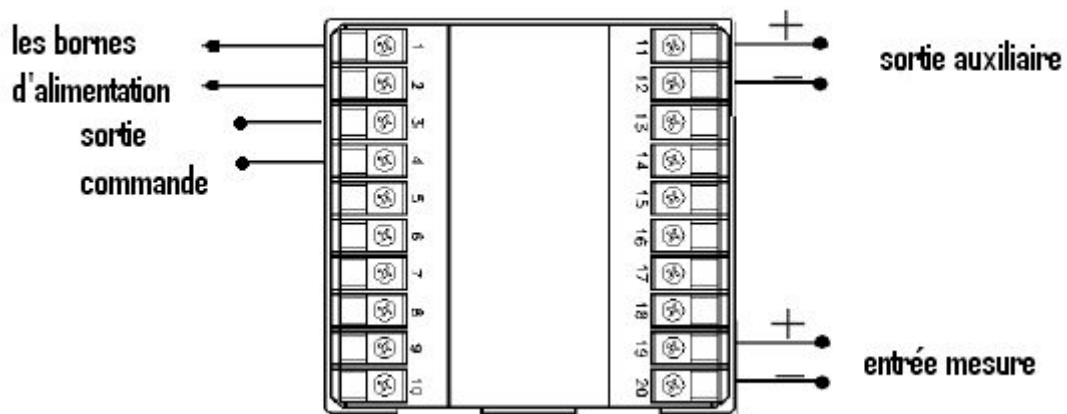


Figure 2.14 : schéma indiquant les bornes de régulateur AK96

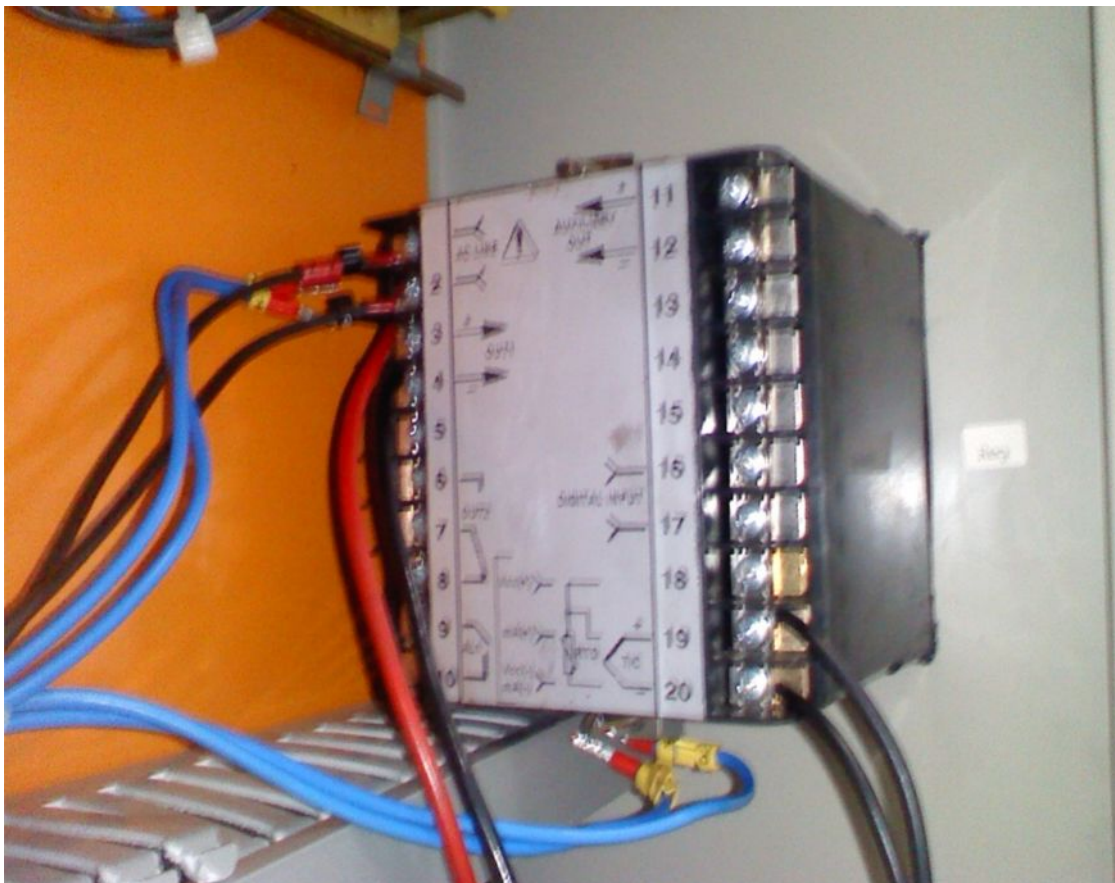


Figure 2.15 : Photo montrant les bornes de régulateur AK96

2.3.2-Détermination de la structure

Pour déterminer la structure de régulateur, on crée un écart constant ε entre la mesure de la grandeur réglée et la consigne, on obtient alors pour les trois structures les équations donnant la commande u (sortie régulateur) :

$$\begin{aligned}
 \text{PID mixte} & : u = u_0 \pm \left\{ K_R \cdot \varepsilon + \left(\frac{K_R}{T_i} \varepsilon \right) \cdot t + K_R T_d \delta(t) \right\} \\
 \text{PID série} & : u = u_0 \pm \left\{ K_R \left(\frac{(T_i + T_d)}{T_i} \varepsilon \right) + \left(\frac{K_R}{T_i} \varepsilon \right) \cdot t + K_R T_d \delta(t) \right\} \quad (2.2) \\
 \text{PID parallèle} & : u = u_0 \pm \left\{ K_R \cdot \varepsilon + \left(\frac{1}{T_i} \varepsilon \right) \cdot t + T_d \delta(t) \right\}
 \end{aligned}$$

Donc le signal de commande évoluera selon des droites de mêmes pentes pour les structures mixtes et série et de pente différente pour la structure parallèle (figure 2.16).

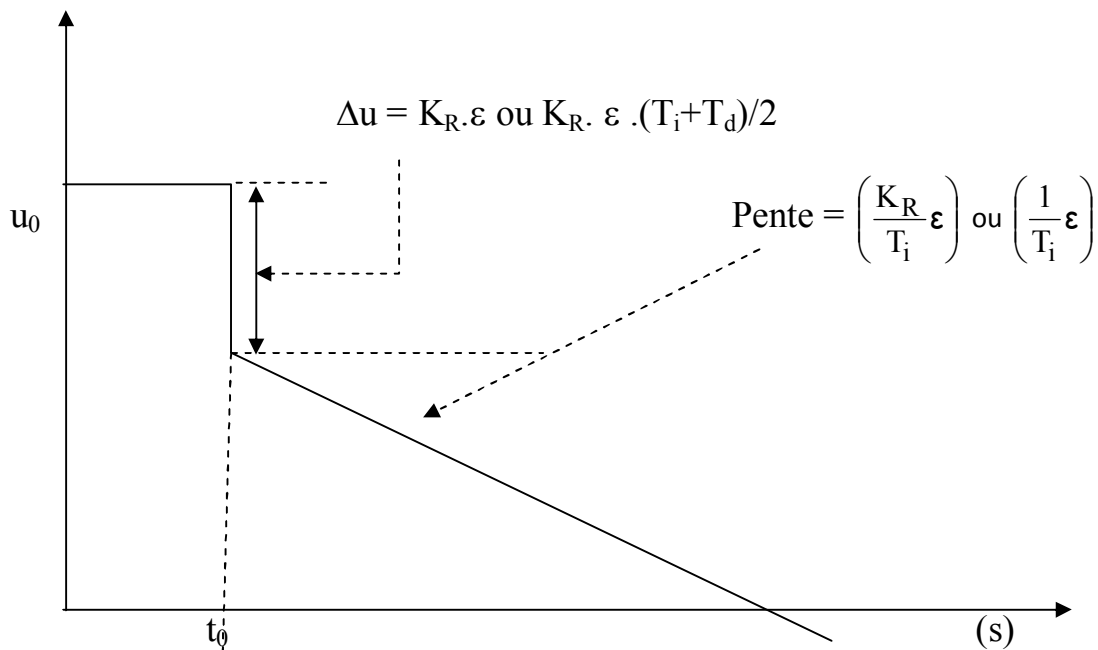


Figure 2.16 : Sortie régulateur selon la structure

Pour deux gains K_R différents ($K_R = 1$, $K_R = 2$) du régulateur, on effectue les essais suivants :

On fixe une valeur de l'action intégrale $T_i = 50s$ et une valeur de l'action dérivé $T_d = 1s$. On fixe une consigne égale à 25% et manuellement, à l'aide d'un

générateur de courant 4-20mA, on fixe une mesure égale à 25% soit 8mA (à l'entrée du régulateur). On lance le régulateur en automatique et on crée à l'instant t_0 un écart constant $\varepsilon = y - y_c = 10\%$ entre la mesure et la consigne.

On observe alors que :

- Le signal de commande u diminue, il varie en sens inverse avec la mesure donc le régulateur est de sens inverse.
- Pour les deux gains, les pentes sont différentes, donc il ne s'agit pas d'un PID parallèle, il est soit mixte ou série.

Pour discriminer entre la structure série et mixte. On fixe un gain du régulateur à 1 et on réalise la même expérience mais pour des valeurs différentes de l'action intégrale et on compare les différentes valeurs de Δu à $t = t_0$. A ce niveau, nous n'avons pas pu enregistrer les réponses du régulateur car la table traçante est tombée en panne.

On conclut alors que le régulateur est de sens inverse et il a une structure soit mixte soit série. On supposera dans la suite que c'est un régulateur mixte cas de majorité de régulateurs industriels.

3-Câblage

Coté mesure, le capteur est passif et le régulateur est incapable d'alimenter la boucle de mesure. Donc, on utilise un générateur 24 DCV. L'enregistreur dont on dispose est un enregistreur de tension, donc on met un shunt de $R = 50 \Omega$ à son entrée.

Coté commande c'est le régulateur qui génère le courant. Le schéma complet du câblage est donné sur la figure 2.17.

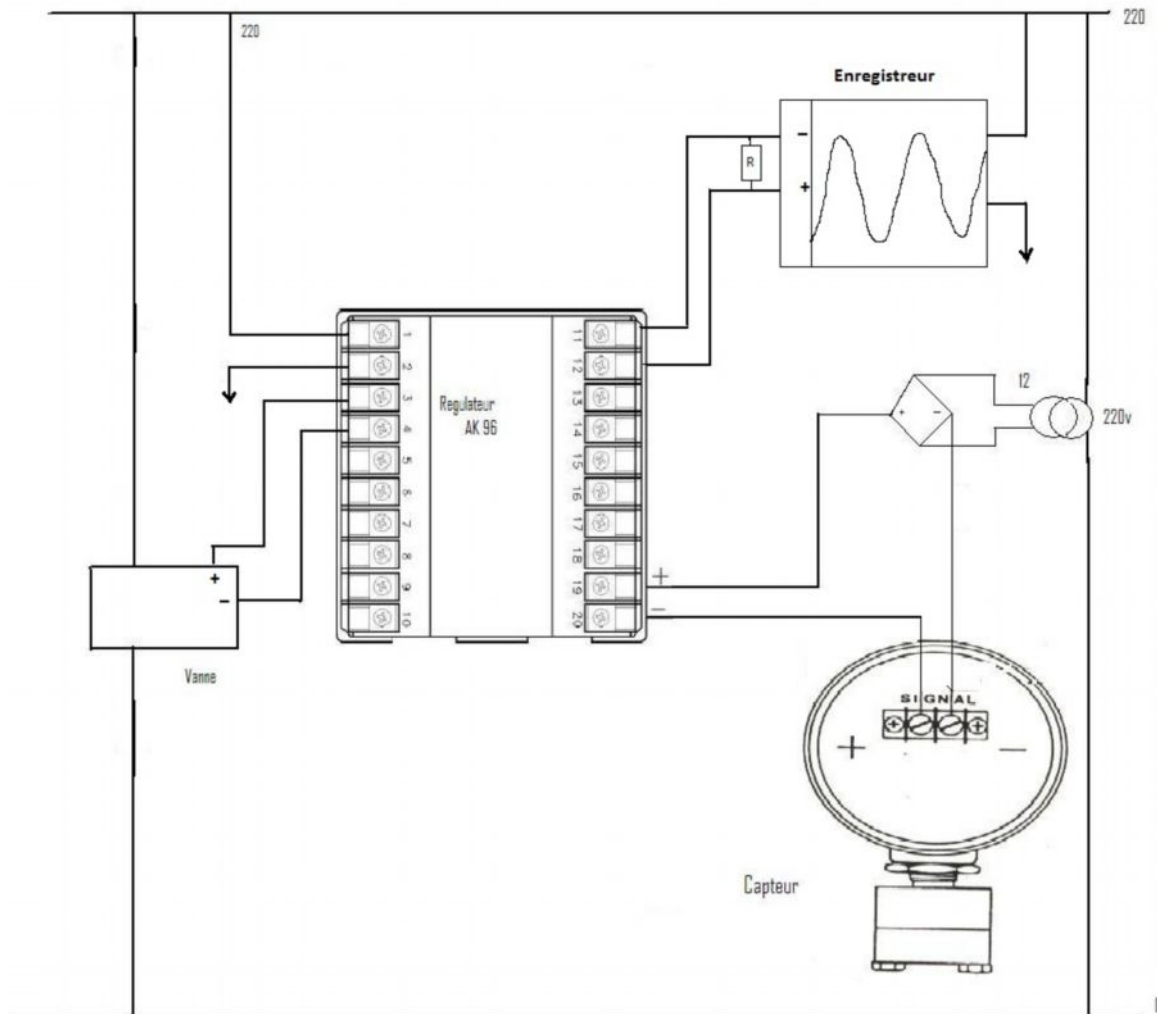


Figure 2.17 : Raccordement des organes de la boucle de régulation

4- Identification

Pour une ouverture de 50% de la vanne automatique fixée manuellement, on opère la vanne V_2 (Figure 2.1) pour être proche d'un niveau de 25 cm (consigne désirée). Puis on lance la régulation automatique. Une fois la mesure est égale à la consigne 25 cm, on isole le régulateur puis on crée un échelon de commande de 10% (ouverture de la vanne) et en même temps on déclenche l'enregistrement de la mesure du niveau. La réponse obtenue (Figure 2.18) montre que le procédé en question est naturellement instable.

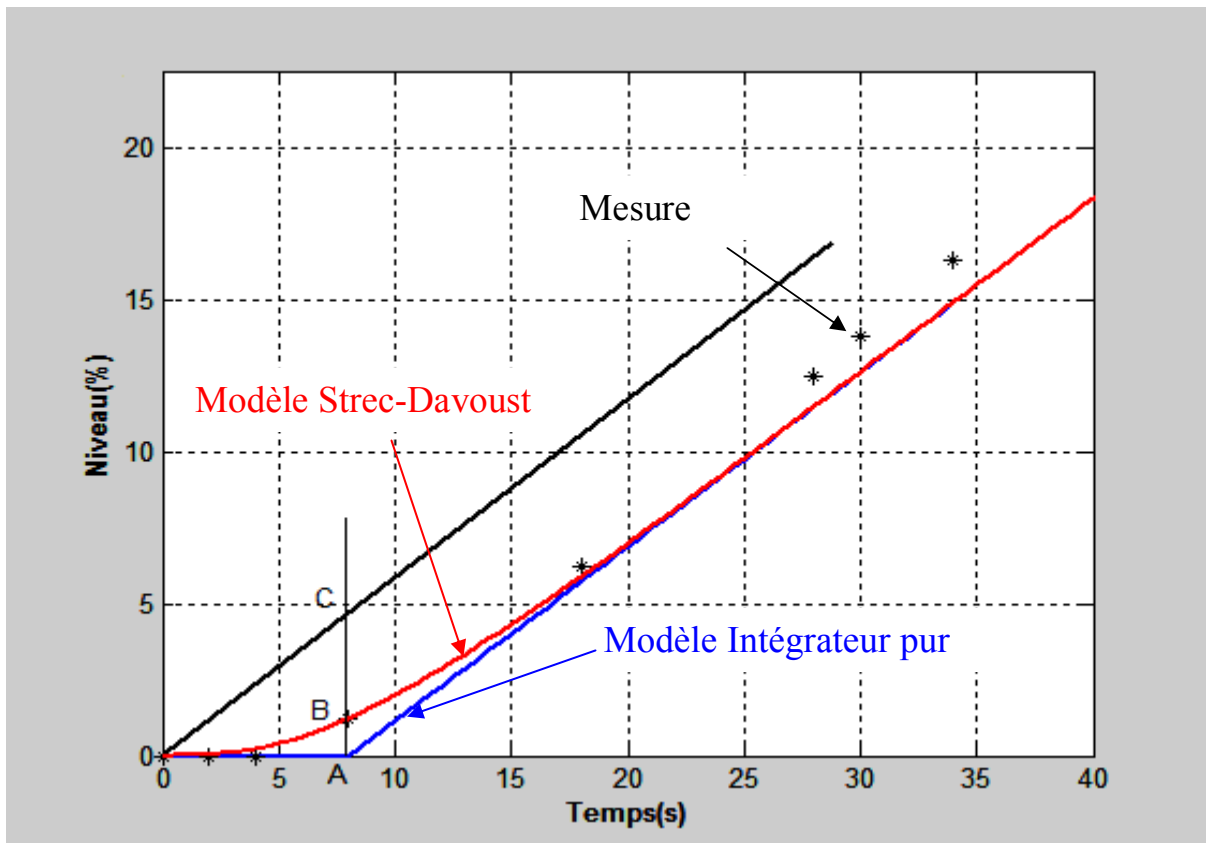


Figure 2.18 : Calcul des paramètres des deux modèles : intégrateur pur et Strejc-Davoust. La courbe a été zoomée pour pouvoir lire le rapport AB/AC et la distance OA.

On trouve comme valeurs $AB/AC \approx 0.27$ et $OA = 8s$. Donc d'après la méthode d'identification de Strejc-Davoust on obtient $n = 2$ et $T = OA/n = 4s$. Ainsi les deux fonctions de transfert possibles sont :

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k \cdot \text{Exp}(-\tau s)}{s} \quad : \text{Modèle intégrateur pur ou modèle rapide}$$

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k}{s(1 + Ts)^2} \quad : \text{Modèle Strejc-Davoust}$$

Avec $k = 5.729 \cdot 10^2 \text{ s}^{-1}$, $T = 4s$, $\tau = 8s$

Notons bien que la fonction de transfert identifiée $H(s)$ est la fonction de transfert réglante. C'est-à-dire du procédé vu entre la sortie régulateur et sortie capteur. Donc les signaux $Y(s)$ et $U(s)$ sont des courants dans l'intervalle $[4,20mA]$ et $H(s)$ n'a pas d'unité. $Y(s)$ est le signal mesure de niveau. Pour en

déduire la mesure en cm, il suffit de diviser $Y(s)$ ou $Y(t)$ par $K_T=0.32 \text{ mA/cm}$: gain du capteur.

A titre de comparaison, nous avons reporté, sur une même figure 2.19, les mesures observées et calculées par les deux modèles. Après examen des résultats, on constate que le modèle Strejc-Davoust approche mieux le comportement du procédé de niveau. En effet, la somme des carrés des résidus entre le niveau mesuré et calculé par chaque modèle sont :

$$\text{Intégrateur pur} : J = \sum_1^{12} (n\%(mesurée) - n\%(calculé))^2 = 45.6301$$

$$\text{Strejc - Davoust} : J = \sum_1^{12} (n\%(mesurée) - n\%(calculé))^2 = 5.8526$$

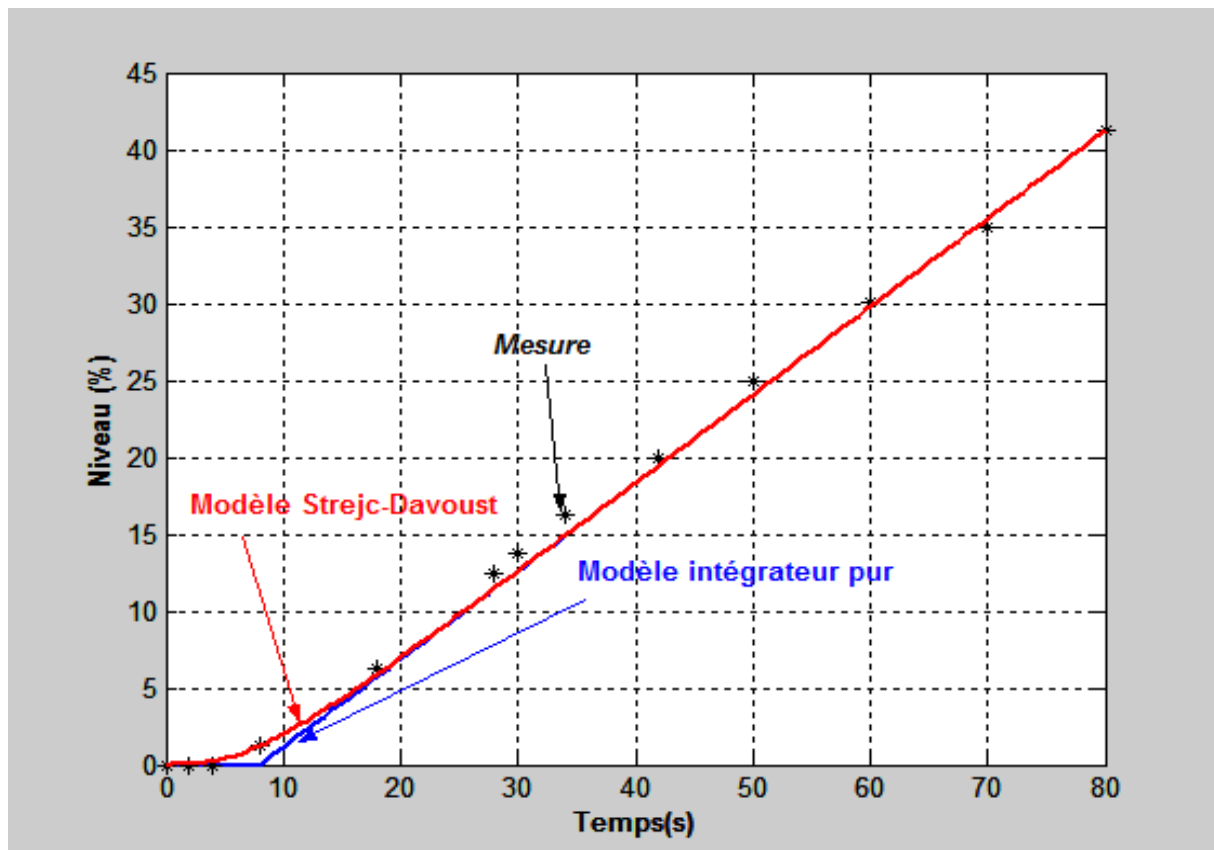


Figure 2.19 : Comparaison entre valeurs mesurées et calculées par les deux modèles : Rapide et Strejc-Davoust

IL est possible de corriger la constante du temps T pour améliorer le modèle Strejc-Davoust. En minimisant le critère J . Dans ce cas on trouve

$J=2.735$ pour $T=3.4s$ au lieu de $T=4s$ et on reporte de nouveau les comparaisons sur la figure 2.20.

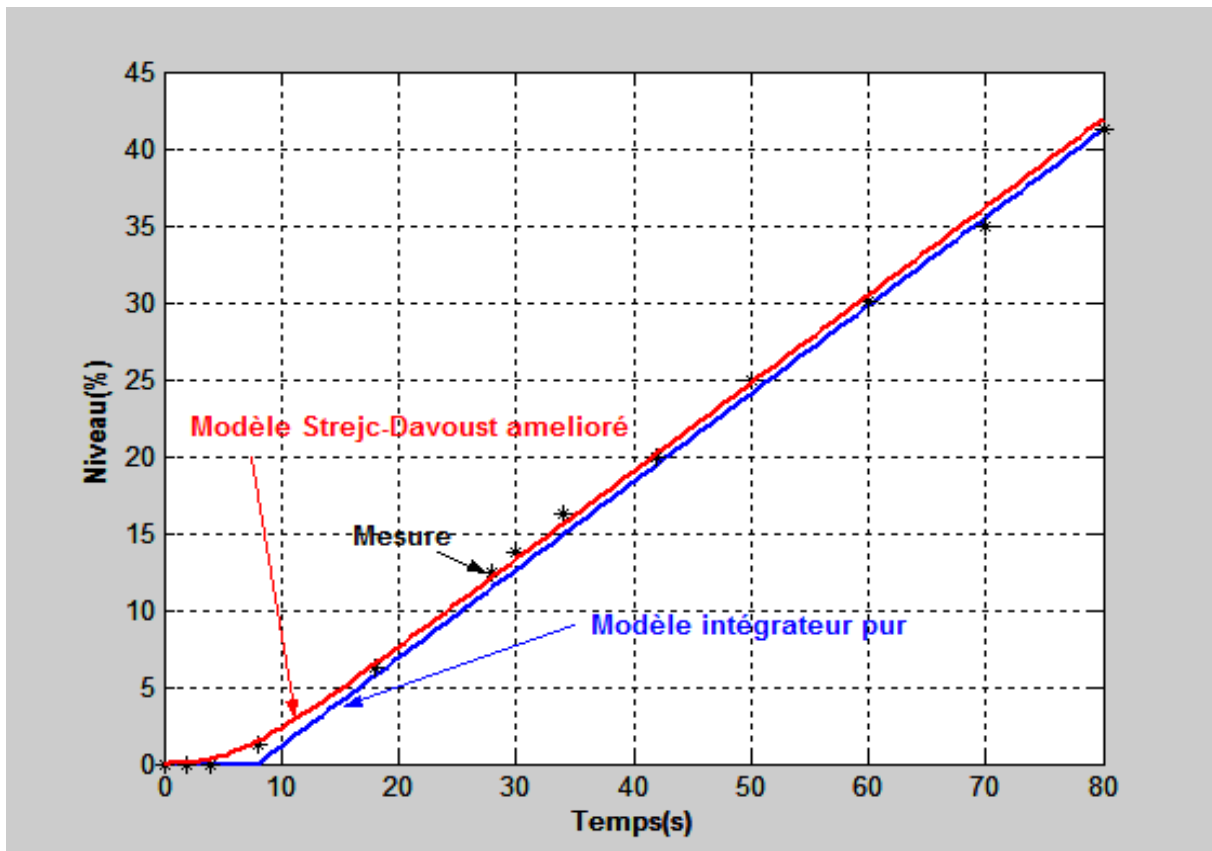


Figure 2.20 : Comparaison entre valeurs mesurées et calculées par les deux modèles : Rapide et Strejc-Davoust amélioré.

Suite à ces résultats, nous retiendrons le modèle de Strejc-Davoust amélioré du procédé en question pour étudier, par simulation, le réglage permettant de réaliser le meilleur cahier des charges portant sur les trois critères de performances d'une régulation industrielle à savoir la stabilité, la précision et la rapidité. Ces simulations seront effectuées grâce au Logiciel Matlab. Simulink [2].

5-Etude en simulation du réglage du procédé

5.1 Gain critique du système

Pour déterminer le gain critique du procédé en boucle fermée, on réalise sous Simulink le schéma de simulation de la figure 2.21. On augmente progressivement le gain du régulateur jusqu'à l'obtention des oscillations entretenues de la mesure (figure 2.22). Le gain critique ainsi obtenu est de 10.2 et la période des oscillations est de $21s$.

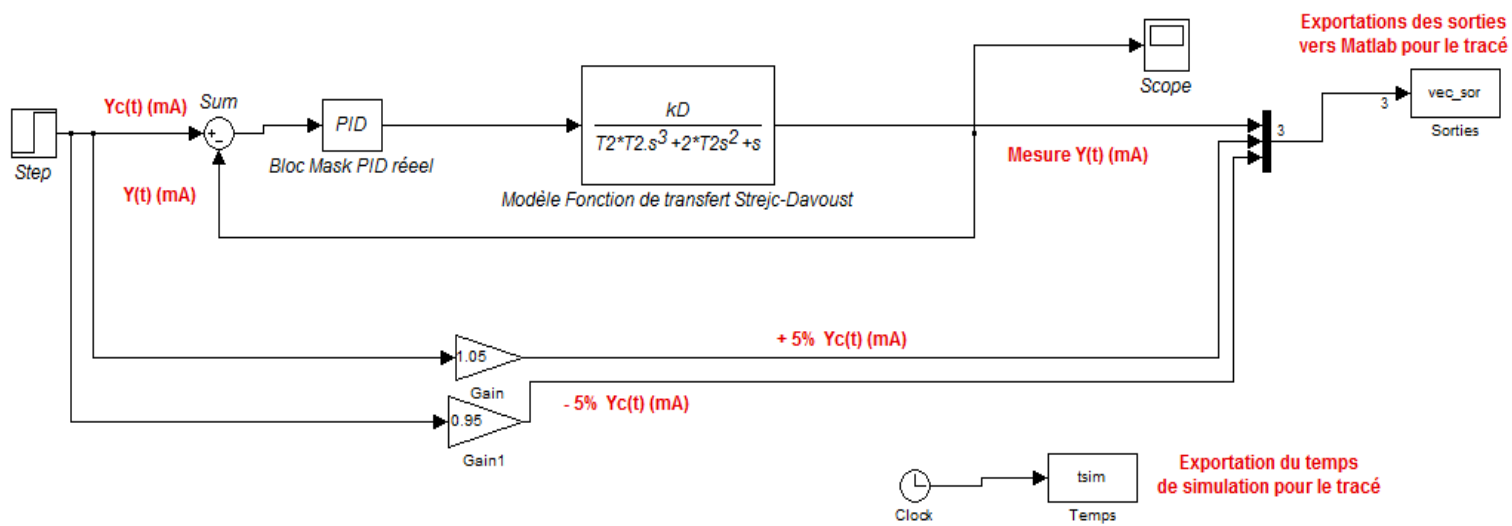


Figure 2.21 : Schéma Simulink de simulation de la boucle de régulation de niveau

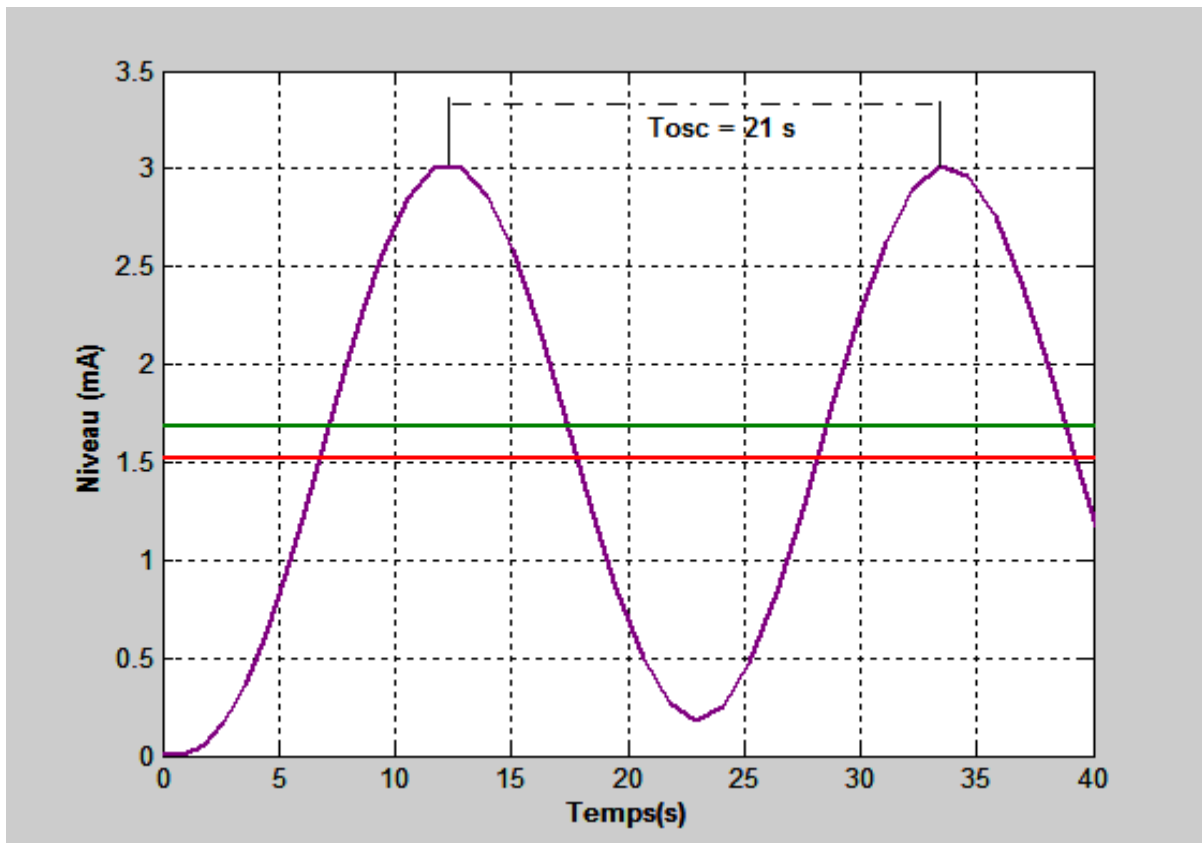


Figure 2.22 : Essai de pompage et détermination du gain critique du procédé de niveau. $K_{RC}=10.2$ et $T_{osc} = 21s$.

5.2- Performances d'une régulation à retour unitaire.

Sur le schéma de simulation de la **figure 2.21**, on fixe un gain du régulateur $K_R = 1$ tout en annulant l'action intégrale et dérivée, on crée un échelon de consigne de **5 cm (1.6 mA)** et on lance la simulation. Les résultats obtenus sont reportés sur les **figures 2.23, 2.24 et 2.25**. Ils montrent que ce réglage permet d'obtenir des performances très satisfaisantes. En effet, les valeurs des critères qui définissent généralement un cahier des charges sont dans ce cas :

Performances temporelles :

Réponse stable $D\% = 0.6\%$, $t_{5\%} = 36.9s$; erreur de position $\varepsilon_p = 0mA$.

Performances fréquentielles :

$M\phi=68.698^\circ$, $Mg = 20.232$ dB,

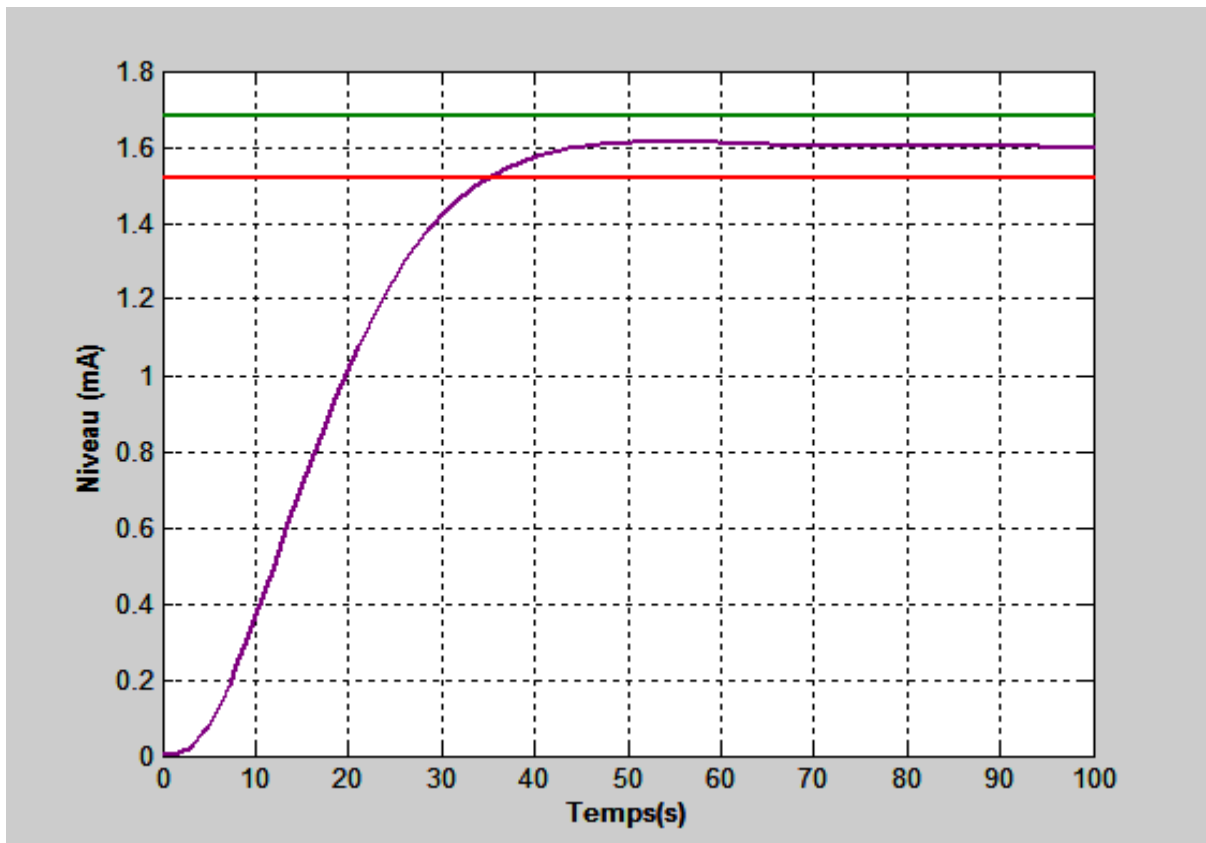


Figure 2.23: Réponse en boucle fermée du procédé à un échelon de consigne de 5cm ou 1.6mA. Retour unitaire.

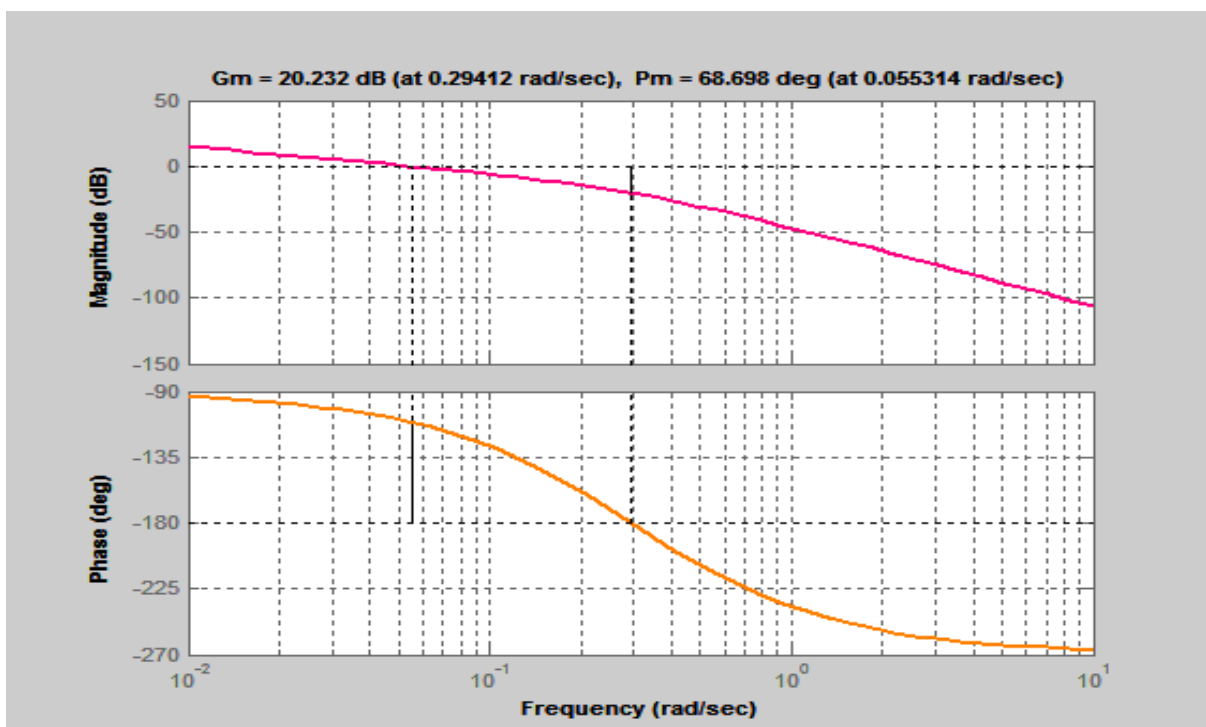


Figure 2.24 : Diagramme de Bode de la FTBO non corrigée ($K_R = 1$).

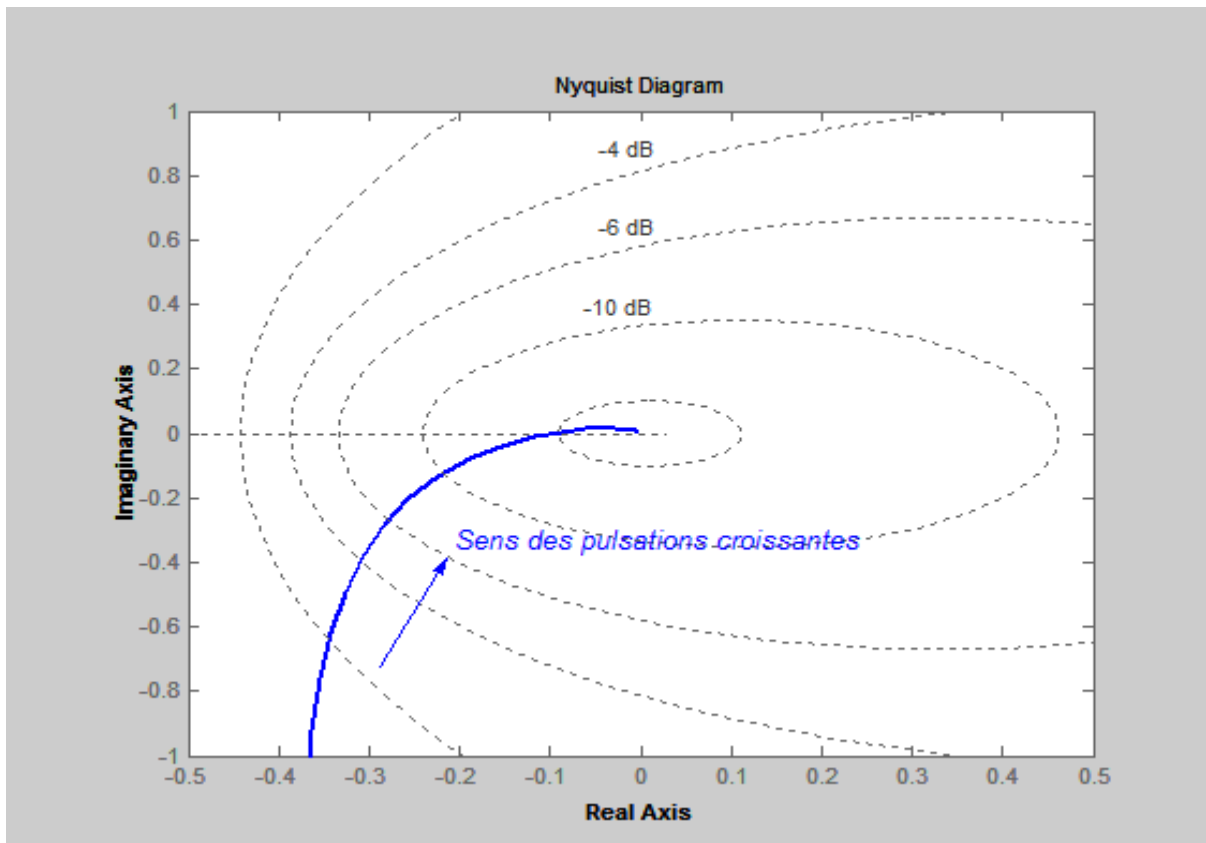


Figure 2.25 : Diagramme de Nyquist de la FTBO non corrigée ($K_R = 1$).

Ces résultats nous permettent de conclure qu'une régulation proportionnelle avec un gain unitaire est largement suffisante pour ce procédé. On n'a pas besoin d'une action intégrale pour plus de précision. Ceci s'explique par le fait que le procédé est naturellement instable et donc contient au moins un intégrateur dans la FTBO.

5.3- Réglage Ziegler-Nichols

Sachant que le régulateur est de structure mixte, le réglage PID selon la méthode Ziegler-Nichols exposé dans la partie théorique de ce rapport est :

$$K_R = \frac{10.2}{1.7} = \frac{10.2}{1.7} = 6 ;$$

$$T_i = \frac{T_{osc}}{2} = \frac{21}{2} = 10.50 \text{ s}$$

$$T_d = \frac{T_{osc}}{8} = \frac{21}{8} = 2.625 \text{ s}$$

Avec ce réglage et suite à un échelon de consigne de 5 cm (1.6 mA), on obtient, par simulation, les performances en boucle fermée suivantes (Figures 2.26, 2.27, et 2.28) :

Performances temporelles :

Réponse stable ; $D\% = 73.75\%$, $t_{5\%} = 95 \text{ s}$; erreur de position $\varepsilon_p = 0 \text{ mA}$.

Performances fréquentielles :

$M_\varphi = 15.506^\circ$, $M_g = \text{infini}$.

Par comparaison avec les performances obtenues par le réglage unitaire précédent, on constate que le dépassement est assez important et que le temps de réponse est 2.6 fois plus grand que celui du réglage à retour unitaire. Ceci s'explique par la marge de phase qui a diminué donc il fallait s'attendre à moins de stabilité et donc une augmentation du dépassement et du temps de réponse.

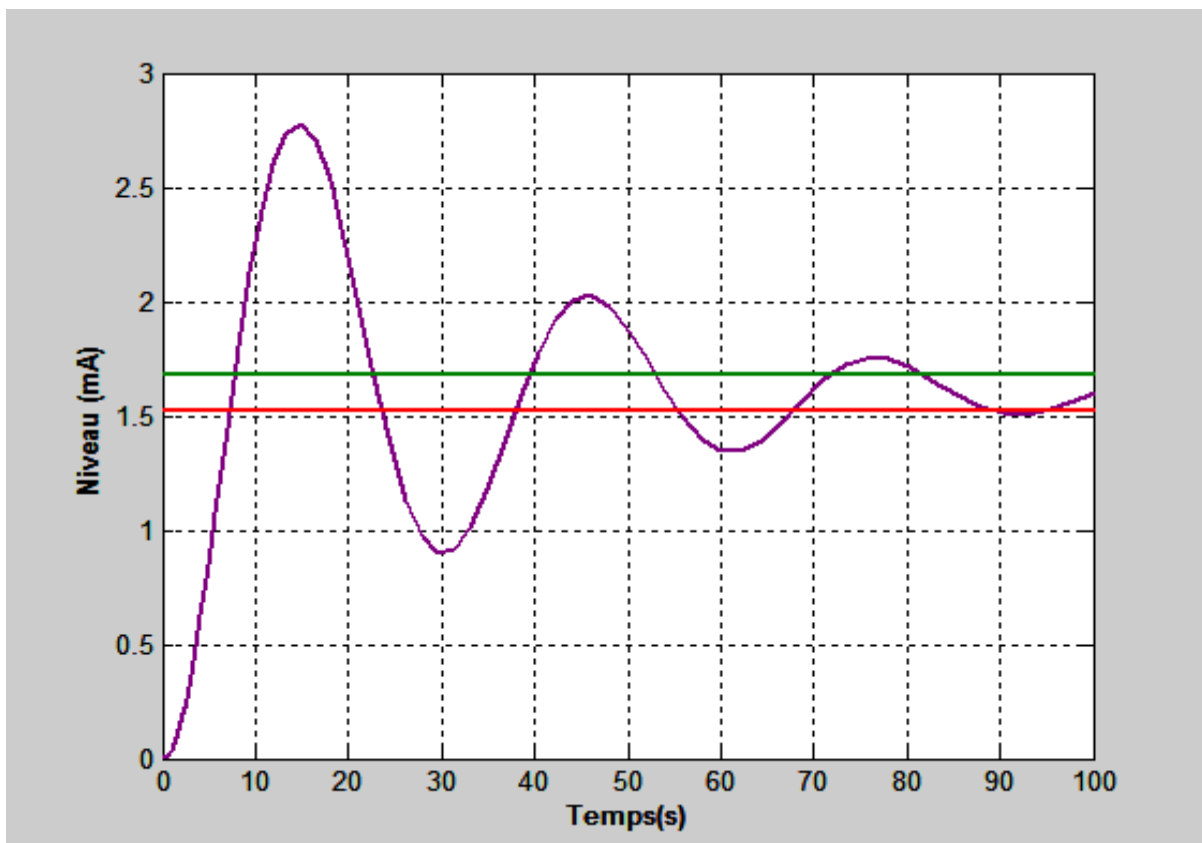


Figure 2.26 : Réponse en boucle fermée du procédé à un échelon de consigne de 5 cm ou 1.6 mA . Réglage Ziegler-Nichols par méthode de gain critique.

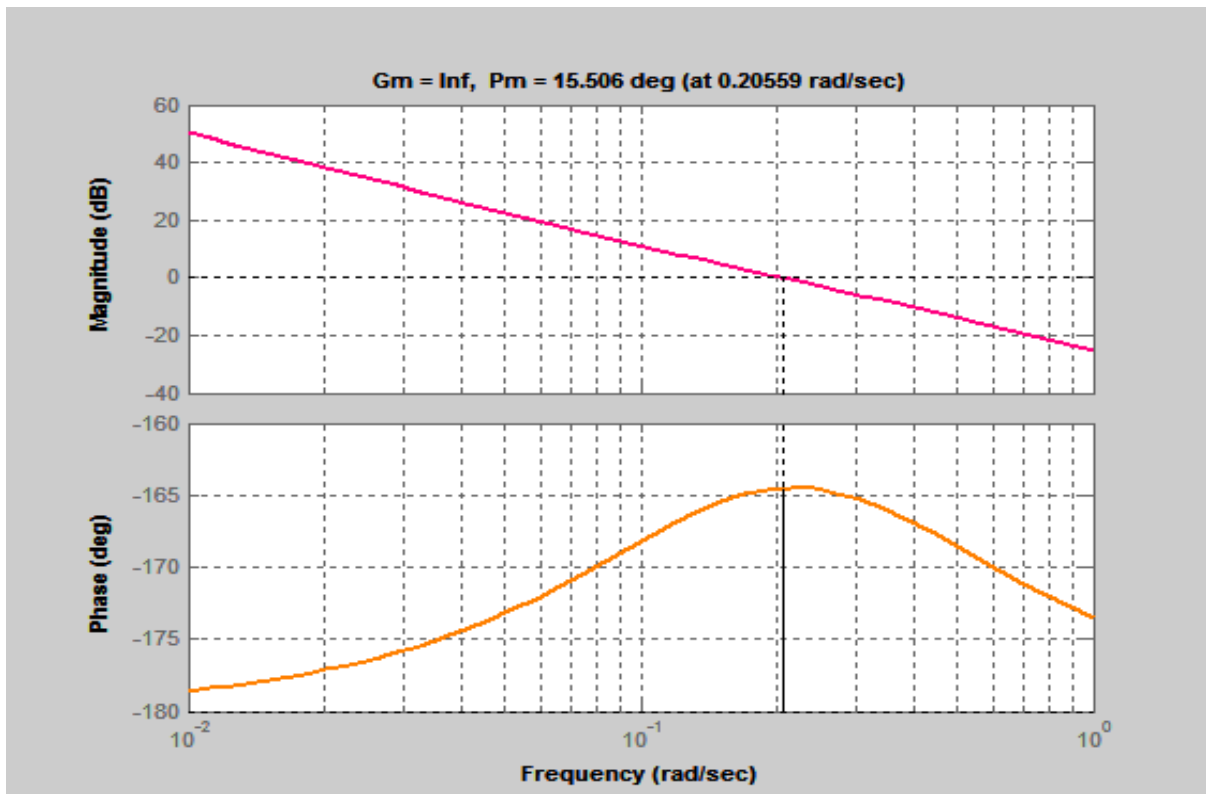


Figure 2.27 : Diagramme de Bode de la FTBO corrigée. Réglage Ziegler-Nichols

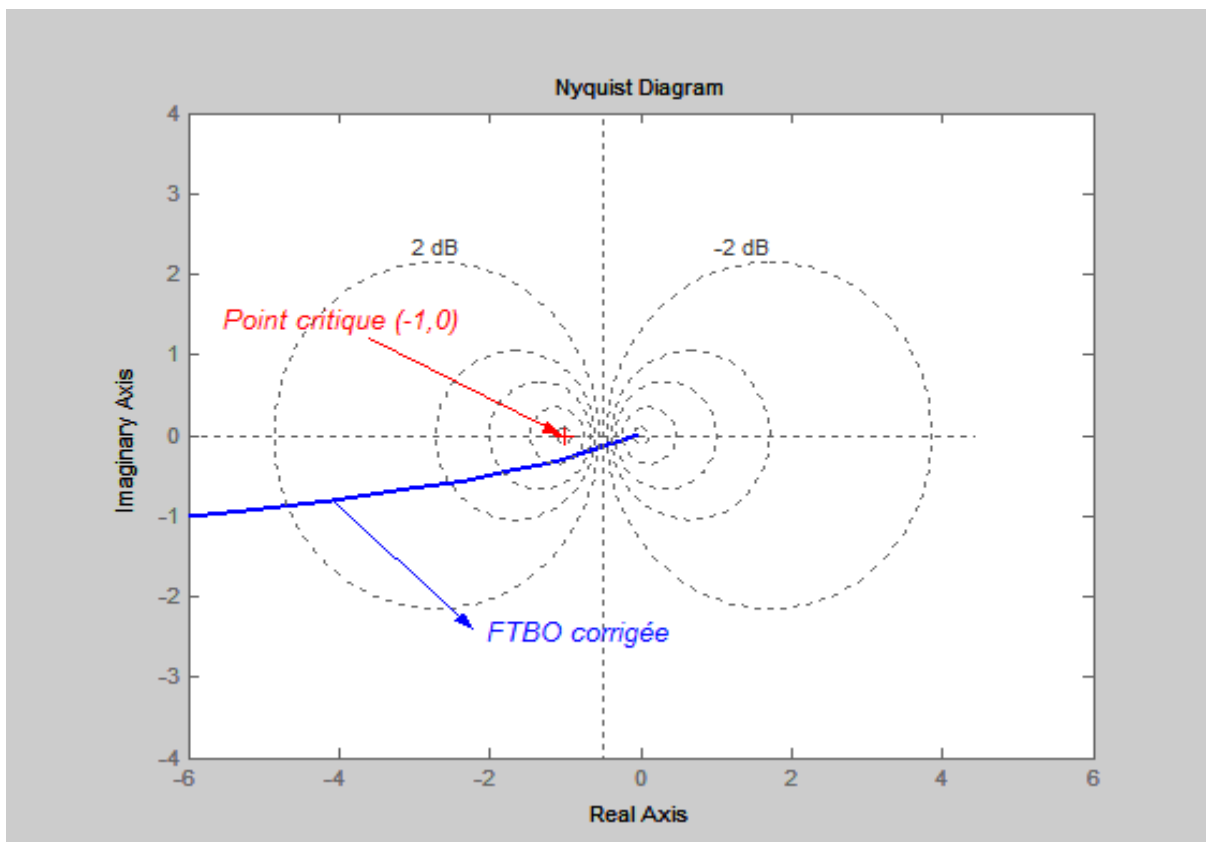


Figure 2.28 : Diagramme de Nyquist de la FTBO corrigée. Réglage Ziegler-Nichols

5-4 Autosyntonsisations ou ‘autoréglage’

L’autosyntonsisation ou l’autoréglage réalisé par la majorité des régulateurs est une fonction très utile pour pouvoir déterminer quelles valeurs de P, I et D vont donner une plus grande stabilité au procédé.

Le régulateur AK96 qu’on vient d’implémenter possède deux fonctions d’autoréglage :

- Une fonction d’autosyntonsisation de réponse à échelon qui se fait au-dessous du point de consigne et elle ne peut être activée que si la variable du procédé est inférieure à 50% de la valeur de la consigne(Figure 2.29).

Ce procédé consiste à fournir 100% de puissance et désactiver la sortie lors que le procédé se trouve autour de 80% de la consigne. A ce moment-là, le contrôleur mesure l’inertie du procédé et déduit les valeurs des paramètres PID pour ce procédé.



Figure 2.29: l’autosyntonsisation du régulateur AK96.

-Une fonction d'autosintonisation de cycle limite ou "Relay Feedback" qui à l'avantage d'avoir lieu sur le point de consigne et peut être activée à n'importe quel moment. Mais elle a l'inconvénient que pour faire la syntonisation, le procédé doit surpasser plusieurs fois la consigne et il peut y avoir des cas ou cela ne soit pas à conseiller à cause des dommages pouvant être provoqués dans le procédé.

A titre d'évaluation des performances d'un autoréglage, nous avons testé la fonction d'autosintonisation de réponse à échelon. On lance l'opération et après un certain temps, le régulateur AK96 a stabilisé la mesure à la consigne et nous a fournit les paramètres suivants

$$\begin{aligned} K_R &= 2 ; \\ T_i &= 104 \text{ s} ; \\ T_d &= 26 \text{ s} . \end{aligned}$$

Pour évaluer les performances de tel réglage, on introduit ces paramètres dans le Blok régulateur PID de la figure 2.21, on crée un échelon de consigne de 5 cm (1.6 mA) et on lance la simulation. Comme précédemment on détermine alors les performances à partir des courbes suivantes (Figures 2.30 2.31, et 2.32) et sont dans ce cas :

Performances temporelles :

Réponse stable ; $D\% = 4.4\%$, $t_{5\%} = 35.2 \text{ s}$; erreur de position $\epsilon_p = 0 \text{ mA}$.

Performances fréquentielles :

$M_\varphi = 65.43^\circ$, $M_g = \text{infini}$.

Les critères de performances obtenus sont très proches de celles obtenus pour un réglage à retour unitaire avec une stabilité légèrement moins bonne expliquée par une marge de phase de $65.43^\circ < 68.24^\circ$ (obtenu par le réglage unitaire).

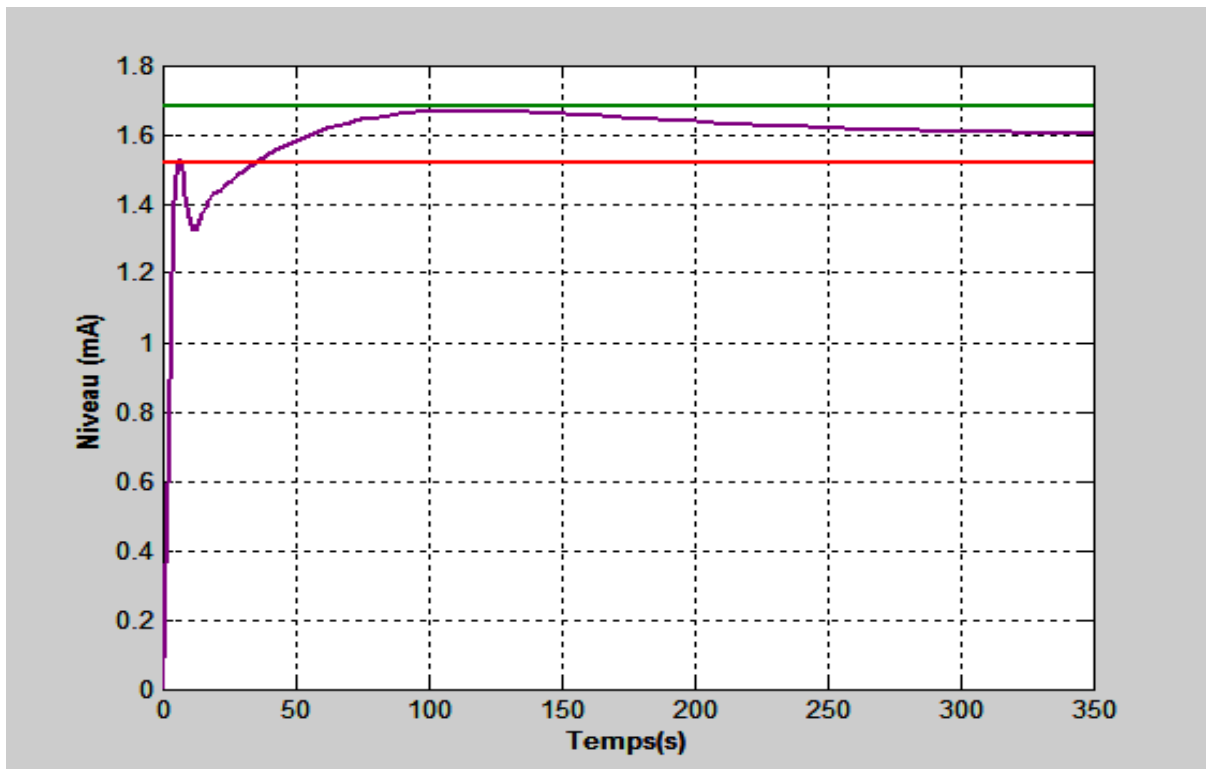


Figure 2.30: Réponse en boucle fermée du procédé à un échelon de consigne de 5cm ou 1.6mA. Autosyntonisation de réponse à échelon.

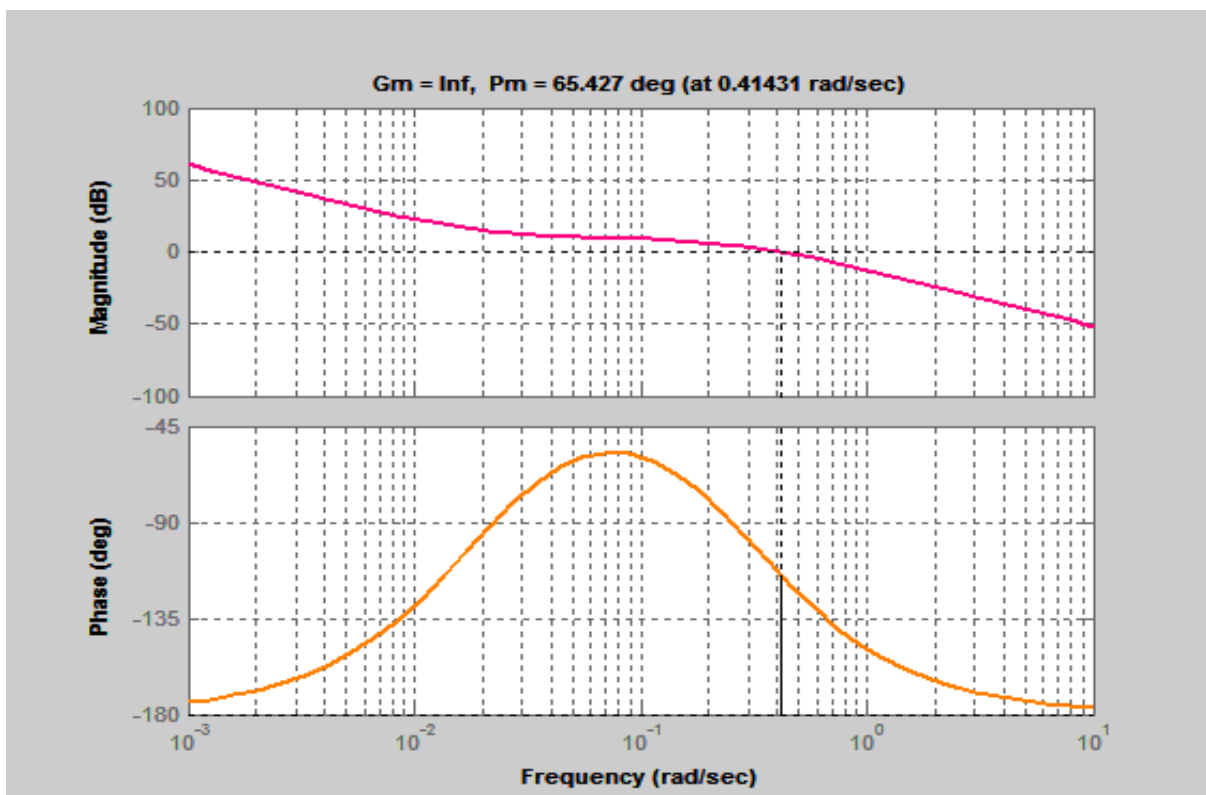


Figure 2.31 : Diagramme de Bode de la FTBO corrigée. Autosyntonisation de réponse à échelon.

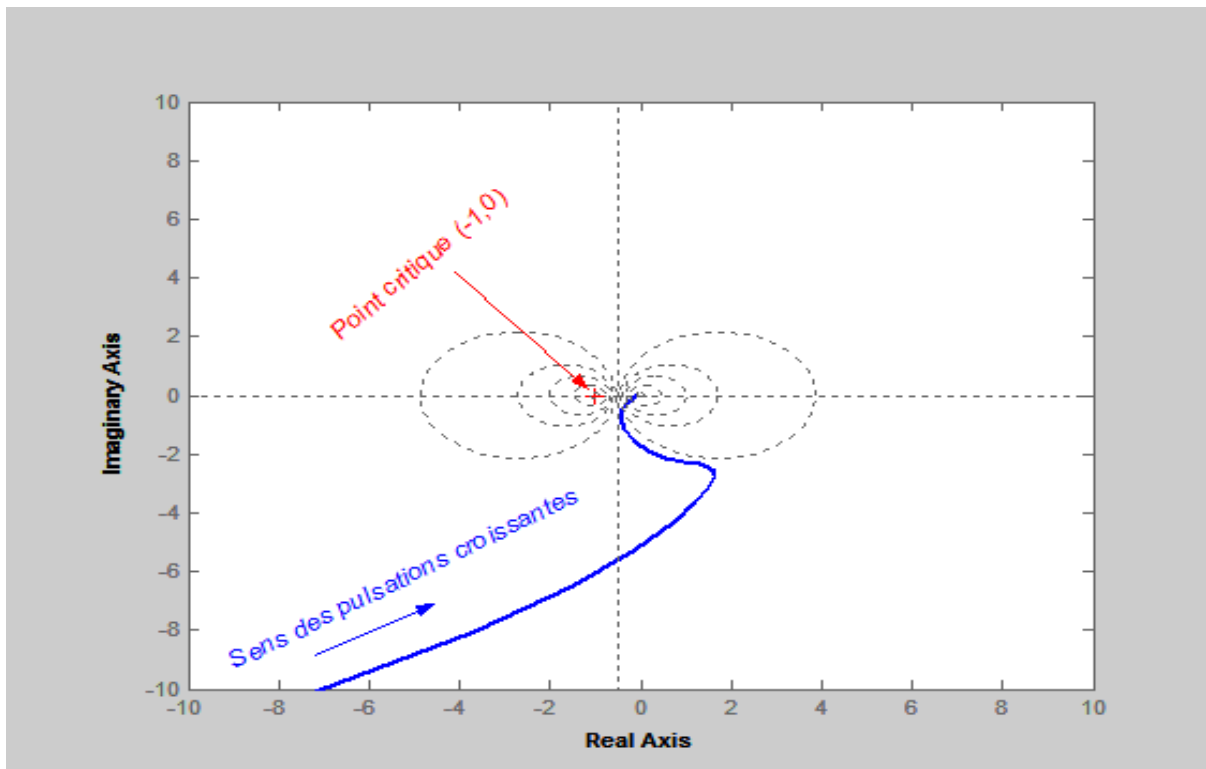


Figure 2.32 : Diagramme de Nyquist de la FTBO corrigée. Autosyntonisation de réponse à échelon.

5-5 Réglage dans le domaine fréquentielle

Les performances obtenues avec le réglage unitaire (proportionnelle seul avec un gain de 1) et le réglage d'autosyntonisation de réponse à échelon sont satisfaisantes. Ils prévoient le même temps de réponse à $t_{5\%}$ soit $35.2s$. La question qui se pose maintenant est peut-on améliorer ce paramètre ? C'est-à-dire peut-on rendre la régulation de niveau plus rapide ?

Com me on n'a pas besoin de l'action intégrale car le système est intégrateur, la loi de commande qu'on va chercher est de type PD et la fonction de transfert du régulateur sera donc de la forme :

$$H_R(s) = K_R(1 + T_d \cdot s)$$

Le gain fréquentielle de ce régulateur est exprimée par :

$$\underline{|H_R|_{dB} = 20\log K_R + 20\log\sqrt{1 + (T_d\omega)^2}}$$

Et la phase est :

$$\varphi(\omega) = \text{Arc tan}(T_d \omega) \geq 0$$

Le diagramme de Bode correspondant sera alors de la forme (**Figure 2.33**) :

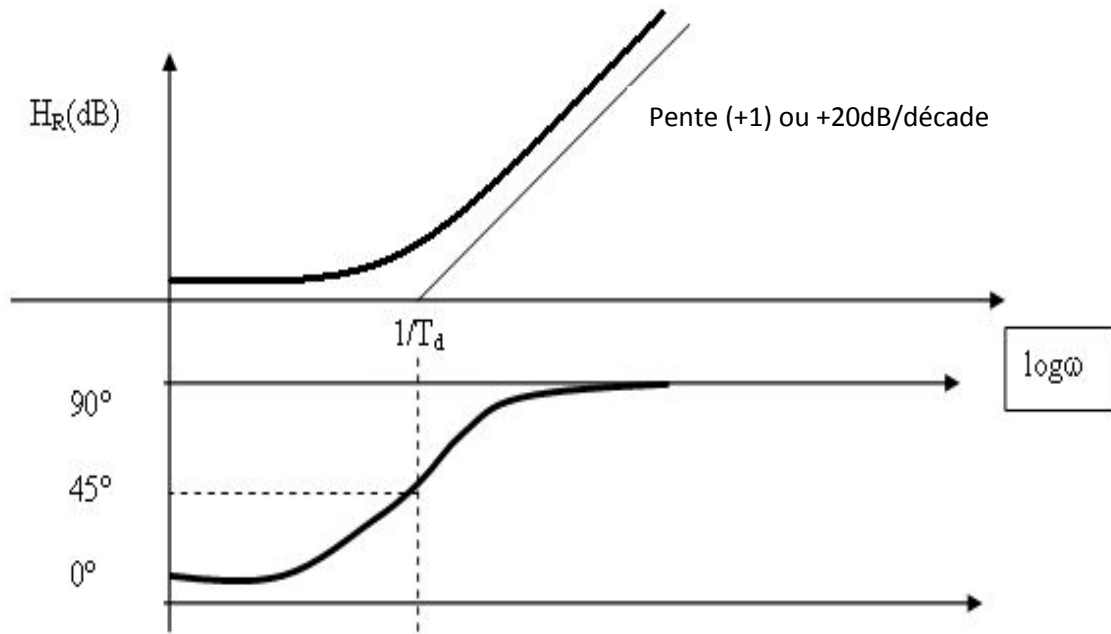


Figure 2.33 : Diagramme de Bode d'un régulateur PD.

Or d'après le cours de régulation industrielle on sait que plus que la pulsation de coupure à 0dB de la FTBO est élevée et plus que le système en boucle fermée sera rapide. En plus si on examine le digramme de Bode de la FTBO non corrigée (Figure 2.34), la pulsation de coupure à 0dB est de 0.055314 rd/s.

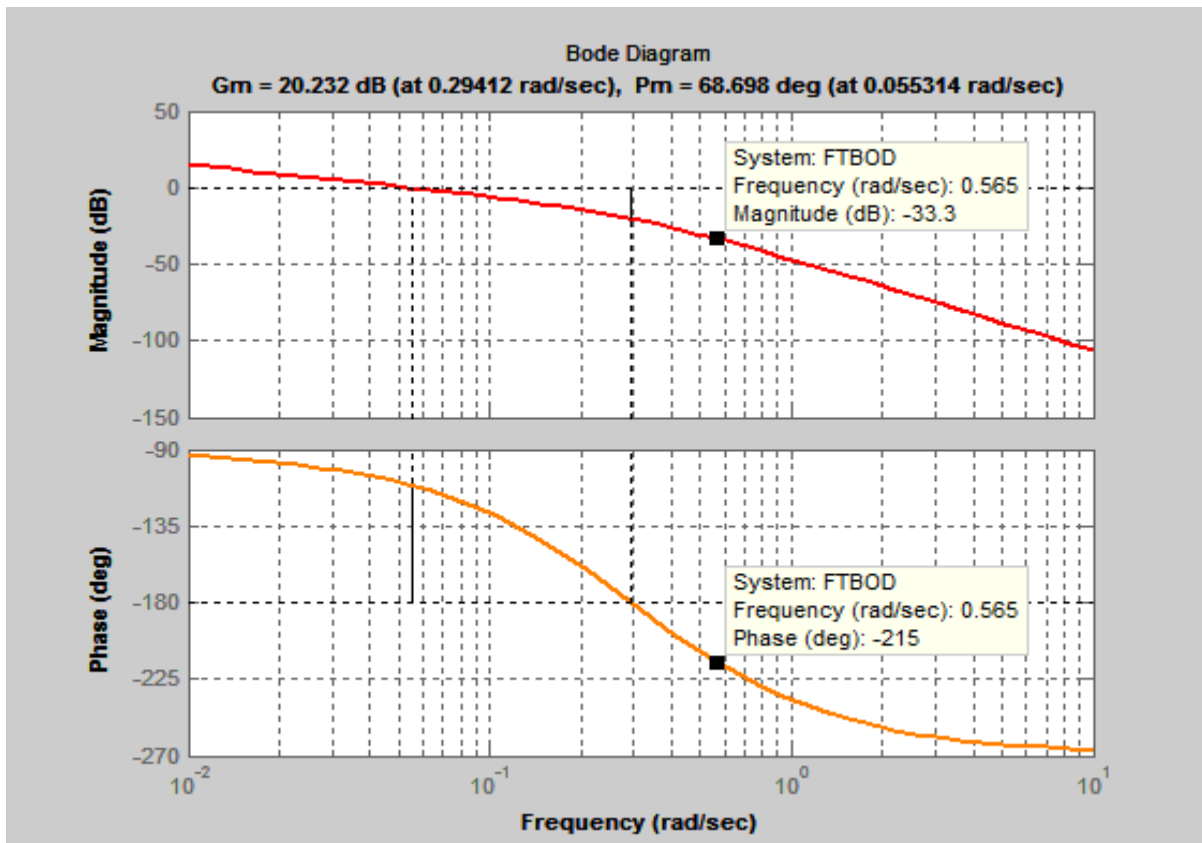


Figure 2.34: Diagramme de Bode de la FTBO non corrigée ($K_R = 1$). On peut rendre le procédé ne BF plus rapide en augmentant la pulsation de coupure à 0dB jusqu'à 0.565 rd/s.

Donc il est possible de calculer le gain de régulateur pour augmenter cette pulsation mais la marge de phase diminuera et peut devenir < 0 , le procédé deviendra alors instable en boucle fermée. Cet effet peut être compensé par l'action dérivée puisqu'elle apporte de la phase. En effet, la phase de la FTBO corrigée par un régulateur PD s'écrit :

$$FTBO(j\omega) = H_R(j\omega).H(j\omega) = K_R (1 + T_d\omega j).H(j\omega)$$

$$\varphi(\omega) = \text{Arctan}(T_d\omega) + \text{Arg}(H(j\omega))$$

$$\text{avec } \text{Arctan}(T_d\omega) > 0$$

Si $M\varphi$ est la marge de phase et ω_0 est la pulsation de coupure on aura :

$$\begin{aligned} \pi + \varphi(\omega_0) = M\varphi &= \pi + (\text{Arc tan}(T_d\omega_0) + \text{Arg}(H(j\omega_0))) \\ \Rightarrow \text{Arc tan}(T_d\omega_0) &= M\varphi - (\pi + \text{Arg}(H(j\omega_0))) \end{aligned}$$

Donc pour une marge de phase positif $M\phi$, on peut augmenter le gain du régulateur et donc la pulsation de coupure ω_0 tant que.

$$M\phi - (\pi + \text{Arg}(H(j\omega_0))) > 0$$

Par exemple en fixant une marge phase 45° (valeur courante) et $\omega_0 = 0.565 \text{ rd/s}$ $> 10 \times 0.055314 \text{ rd/s}$. On lit sur la courbe (Figure 2.34) :

$$\text{Arg}(H(j\omega)) = -215^\circ \text{ et } |H(j\omega)|_{\text{dB}} = -33.3 \Rightarrow \text{Arctan}(T_d\omega_0) = 80^\circ \Rightarrow T_d = 10.037\text{s}$$

Maintenant il faut calculer le gain du régulateur K_R de telle sorte d'avoir pour la FTBO corrigée :

$$\begin{aligned} |FTBO(j\omega_0)|_{\text{dB}} &= |H_R(j\omega).H(j\omega_0)|_{\text{dB}} = |K_R(1 + T_d\omega_0j).H(j\omega_0)|_{\text{dB}} \\ &= 20 \log(K_R \sqrt{1 + (T_d\omega_0)^2}) - 33.3\text{dB} = 0\text{dB} \\ \Rightarrow K_R \sqrt{1 + (T_d\omega_0)^2} &= 10^{\frac{33.3}{20}} \Rightarrow K_R = 9.557 \end{aligned}$$

On introduit ces paramètres $K_R = 9.557$ et $T_d=10.037\text{s}$ puis, on effectue la simulation d'une régulation PD en boucle fermée d'un changement de 5 cm (1.6 mA). Comme précédemment on détermine alors les performances à partir des courbes suivantes (Figures 2.35, 2.36, et 2.37), on trouve :

Performances temporelles :

Réponse stable ; $D\% = 21.26\%$, $t_{5\%} = 13.4 \text{ s}$; erreur de position $\epsilon_p = 0 \text{ mA}$.

Performances fréquentielles :

$M\phi = 44.47^\circ$, $M_g = \text{infini}$.

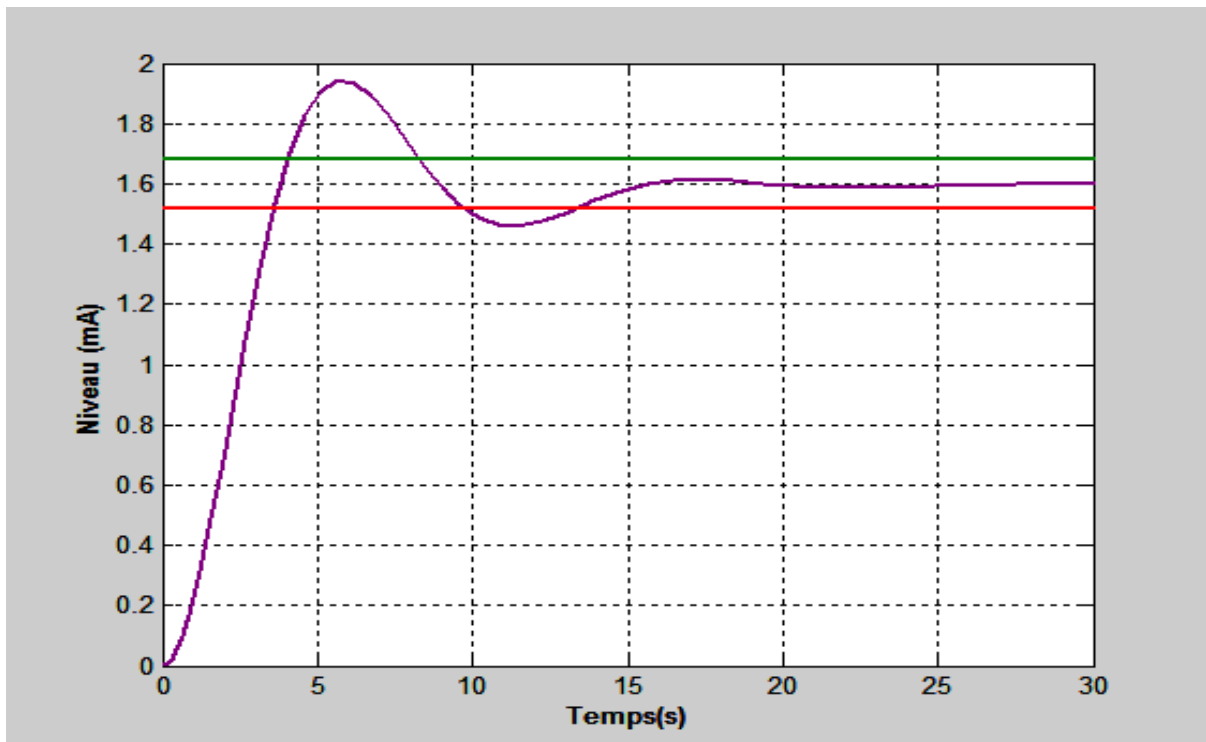


Figure 2.35 : Réponse en boucle fermée du procédé à un échelon de consigne de 5cm ou 1.6mA. Réglage fréquentielle.

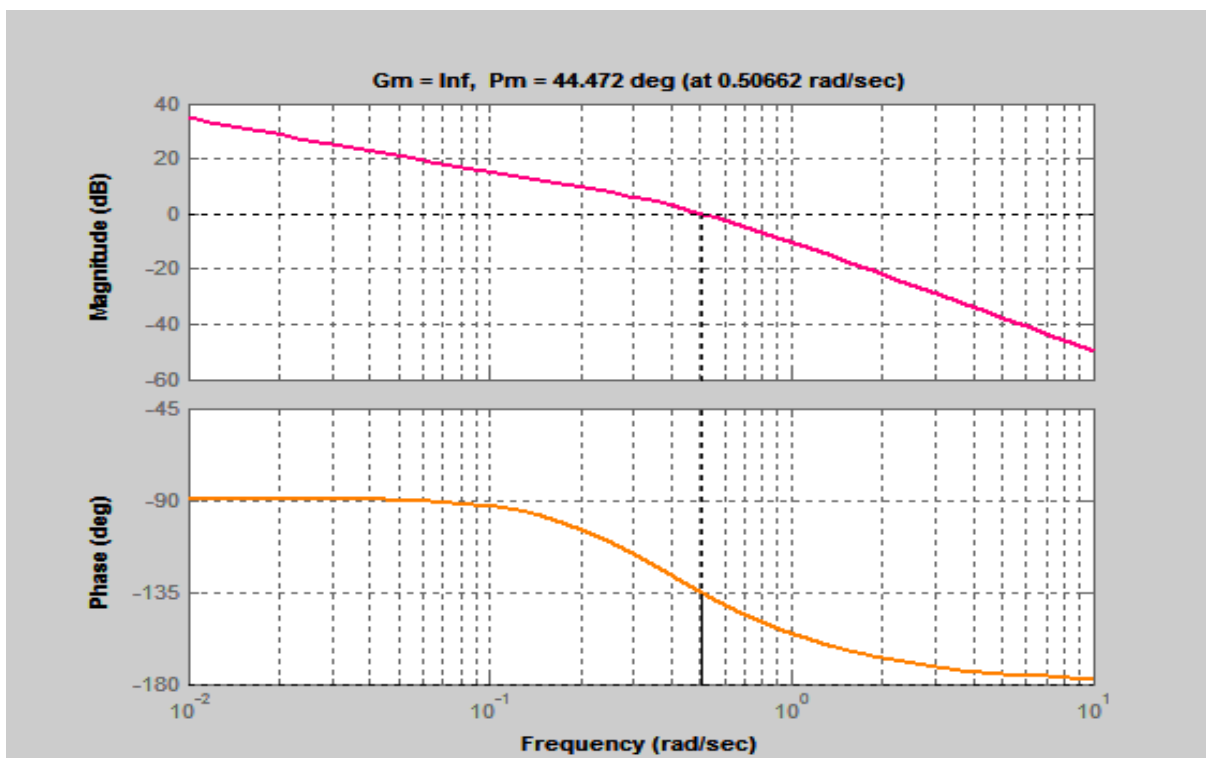


Figure 2.36 : Diagramme de Bode de la FTBO corrigée (PD). Réglage fréquentiel.

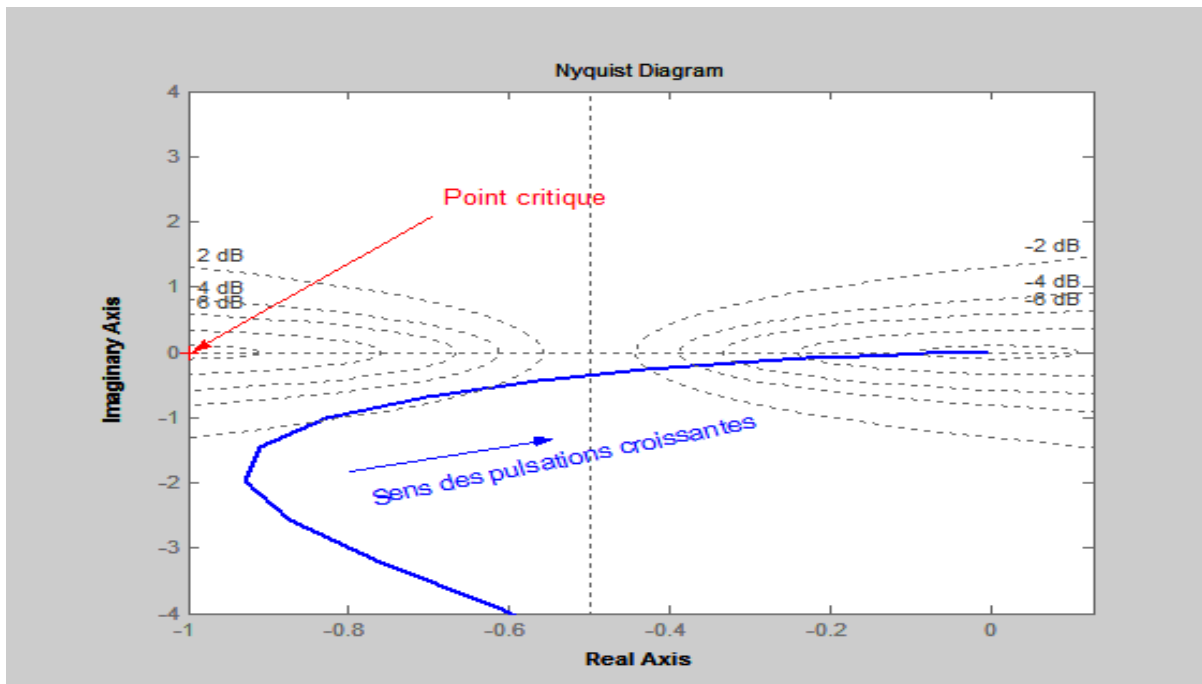


Figure 2.37 : Diagramme de Nyquist de la FTBO corrigée. Réglage fréquentiel.

5.6- Conclusion

En regroupant les résultats de différents réglages dans le tableau 2.1, nous pouvons conclure que l'auto-réglage (PID) et le réglage (PID) à retour unitaire produisaient de meilleures performances. Si on fixe un cahier de charges qui minimise le temps de réponse du procédé en boucle fermée, le réglage fréquentiel (PD) devient le meilleur réglage en réduisant ce temps de réponse à 5% de 35.2s à 13.4s.

Performance Réglage	Temps de réponse à 5% (s)	Dépasse ment D %	Erreur de position ϵ_p	Marge de phase M_ϕ	Marge de gain M_g
Ziegler-Nichols (PID)	95	73.75	0	15.51	Infini
Autosyntona sation (PID)	35.2	4.4	0	65.43	Infini
Retour unitaire (P)	36.9	0.6	0	44.7	Infini
Fréquentiel (PD)	13.4	21.26	0	44.7	Infini

Table 2.1 : Performances obtenues avec les différents réglages étudiés

5.7- Robustesse-Sensibilité

Considérons un système en BF à retour unitaire de fonction de transfert: $FTBF(s) = \frac{FTBO(s)}{1+FTBO(s)} = \frac{Y(s)}{R(s)}$. Ce système est robuste si malgré des erreurs de modélisation ou des variations de paramètres (changement de point de fonctionnement et donc changement de la FTBO(s)), on peut toutes fois garantir un certain niveau de performances. En effet, à une variation $\Delta(FTBO)$ de la FTBO (chaîne directe), il correspond une variation $\Delta(FTBF)$ de la FTBF qui au 1^{er} ordre s'exprime par :

$$\Delta(FTBF) = \frac{d(FTBF)}{d(FTBO)} \Delta(FTBO) = \frac{(1+FTBO) - FTBO}{(1+FTBO)^2} \Delta(FTBO) = \frac{1}{(1+FTBO)^2} \Delta(FTBO)$$

, ce qui conduit à :

$$\frac{\Delta(FTBF)}{FTBF} = \left(\frac{1}{1+FTBO} \right) \cdot \frac{\Delta(FTBO)}{FTBO}$$

$$\frac{1}{(1+FTBO)}, \text{ qui lie les variations relatives } \frac{\Delta(FTBF)}{FTBF} \text{ (effet) à } \frac{\Delta(FTBO)}{FTBO}$$

(cause) s'appelle la fonction de sensibilité, fonction qu'on essaiera de minimiser en agissant sur la FTBO (module et argument).

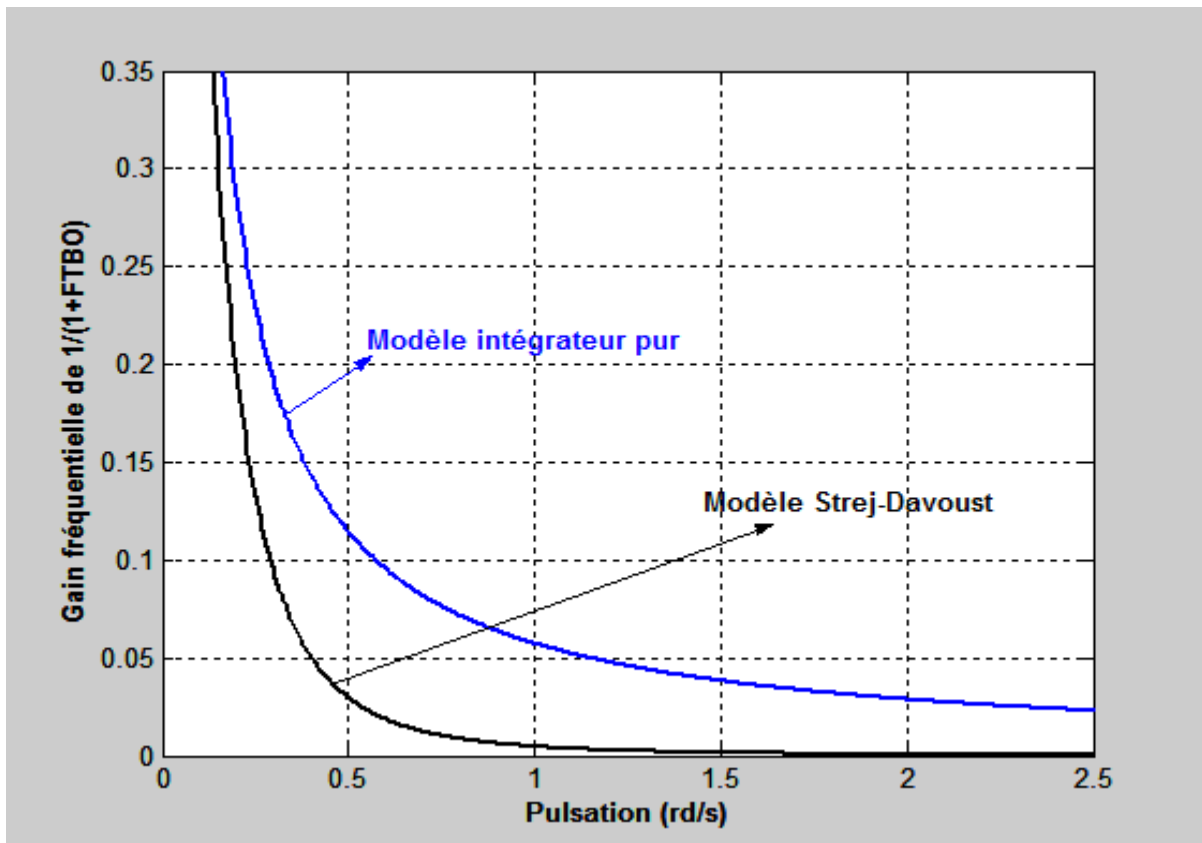


Figure 2.38: Robustesse des modèles intégrateurs purs et Strej-Davoust. Les courbes ont été zoomées.

La fonction de sensibilité (module de $1/(1+FTBO(j\omega))$) du modèle Strej-Davoust est au dessous de celle du modèle intégrateur pur. Donc en domaine fréquentielle, le modèle intégrateur pur sera plus sensible aux bruis que le modèle Strej-Davoust. D'après la courbe les bandes de sensibilité des deux modèles sont de 0 à 1.5 rd/s pour le modèle Strej-Davoust et de 0 à 7rd/s pour l'intégrateur pur. Ce résultat est très intéressant dans la mesure où il nous permet de comprendre pourquoi le modèle intégrateur dégénère pour certaines simulations de la boucle de régulation où l'action dérivée est importante. En effet, cette action si importante peut générer de grandes variations de la grandeur réglée simulée dans un faible intervalle du temps ou pas d'intégration. Ce qui est équivalent à un bruit avec une certaine fréquence sur la grandeur réglée. Ce bruit est plus amplifié avec le modèle intégrateur que le modèle Strej-Davoust. Par exemple si ce bruit possède une fréquence supérieur à 1.5 rd/s et inférieur à 7rd/s alors seul le modèle intégrateur peut dégénérer, comme le montre les figures 2.39.

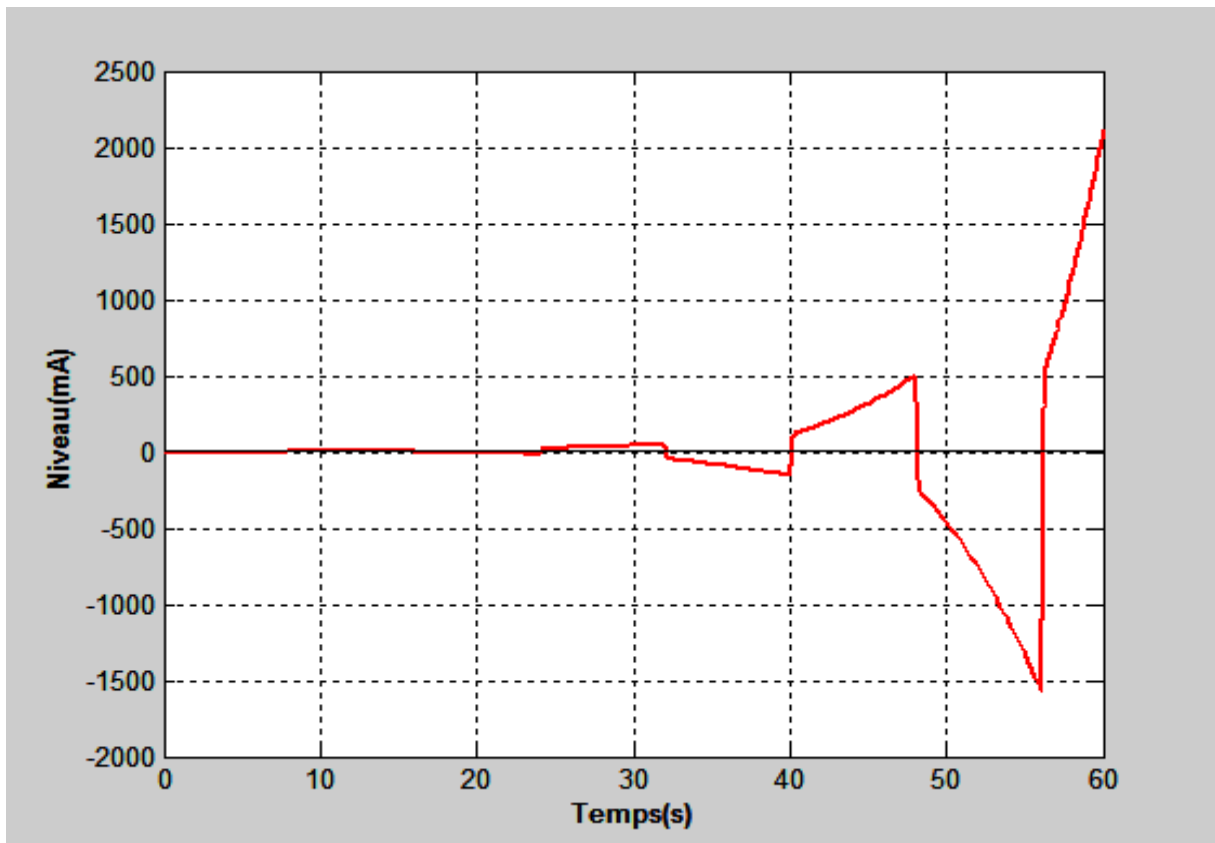


Figure 2.39 : Réponse en boucle fermée du procédé à un échelon de consigne de 5cm ou 1.6mA. Autosyntonisation de réponse à échelon. Dégénération du modèle intégrateur pur.

Cette courbe est à comparer avec la même réponse obtenue avec le modèle Strejc-Davoust de la figure 2.30 qui montre la non dégradation de ce modèle et donc sa robustesse et sa fiabilité à décrire le comportement du procédé étudié. C'est la raison pour laquelle nous avons continué notre étude avec ce modèle.

Conclusion Générale

Le but de ce travail a consisté principalement à remettre en marche un banc de régulation de niveau qui faisait l'objet d'une manipulation effectuée par les étudiants de la deuxième année du département génie des procédés. Plus précisément on doit implémenter un nouveau régulateur à la place d'un ancien qui a tombé en panne pour restaurer la manipulation avec plus de démonstrations en régulation pour les étudiants.

Après avoir testé et configuré les entrées et sorties du régulateur en question, nous l'avons implémenté dans la boucle de régulation de niveau tout en réalisant le câblage nécessaire coté commande (régulateur-vanne automatique) puis coté mesure (régulateur-capteur-transmetteur). Le câblage effectué permet aussi d'enregistrer la grandeur réglée, ce qui est indispensable pour l'étude en suite.

Une fois le câblage réussi et la communication établie entre les éléments de la boucle (le capteur-transmetteur, le régulateur et l'organe de correction), nous avons procédé à une étude détaillée de la régulation de niveau en commençant par déterminer les caractéristiques du capteur-transmetteur et de la vanne automatique, de la structure du sens d'action du régulateur. De cette première étude, il s'est montré que :

- Le capteur-transmetteur est d'une caractéristique linéaire, donc on peut dire qu'il est en marche ;
- La vanne automatique est de type exponentiel ;
- Le sens d'action du régulateur est inverse et sa structure PID est mixte.

Dans une deuxième étude, nous avons testé l'auto-réglage du nouvel régulateur 'AK96' en fixant une consigne de niveau à 25 cm et nous avons noté

les paramètres PID calculées automatiquement par ce régulateur. Après nous avons procédé à l'identification expérimentale du procédé de niveau. Comme résultat, nous avons montré que le procédé étudié est naturellement instable ce qui a abouti à deux modèles de type fonction de transfert : un intégrateur pur et un intégrateur de deuxième ordre. En calculant l'écart résiduel entre valeur calculée par le modèle et mesurée par l'enregistreur nous avons retenu le deuxième modèle.

Dans une troisième étude et à l'aide du modèle retenu, nous avons étudié par simulation, grâce au simulateur Matlab/Simulink, les performances de différents réglages. Cette étude nous a permis de conclure que l'auto-régulation (PID) et le réglage (PID) à retour unitaire produisaient de meilleures performances. Si on fixe un cahier de charges qui minimise le temps de réponse du procédé en boucle fermée, le réglage fréquentiel (PD) devient le meilleur réglage en réduisant ce temps de réponse à 5% de 35.2s à 13.4s.

Enfin un autre résultat important, c'est la dégénération d'un modèle au cours de simulation. En effet, en effectuant les mêmes simulations par les deux modèles établies du procédé. Nous avons remarqué qu'ils produisaient les mêmes comportements pour le réglage de Ziegler-Nichols et le réglage à retour unitaire, mais le modèle intégrateur pur dégénère pour l'auto-régulation. Chose que nous avons expliquée par l'effet de l'action dérivée lorsqu'elle est importante. En effet, dans ce cas elle peut générer de grandes variations de la grandeur réglée simulée dans un faible intervalle du temps ou pas d'intégration. Ce qui est équivalent à un bruit avec une certaine fréquence sur la grandeur réglée. Et en étudiant la robustesse des deux modèles, ce bruit sera plus amplifié avec le modèle intégrateur que le modèle Strejc-Davoust.

Références

- [1] : M. RABI ; Cours de la régulation industrielle, 2010-2011, ESTF. <http://www.est-usmba.ac.ma/Rabi>
- [2] : B. Le Ballais ; Matlab / Simulink, Application à l'automatique linéaire, 2001, ellipse.
- [3]: Carlos A.S. and Armando B.C., 1997. Principles and practice of automatic process control. Jhon Wiley & Sons.