

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



جامعة محمد بوضياف - المسيلة
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
كلية التكنولوجيا
FACULTE DE TECHNOLOGIE
قسم الإلكترونيك
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : Electronique
OPTION : Contrôle Industriel

THEME

**Etude Comparative en Simulation entre un
Régulateur PID Classique et un Régulateur PID
Intelligent**

Proposé et dirigé par : Mezaache Hatem

Réalisé par : BEN KHERIF Oussama

N° D'ordre: 2016/CI 10/89/385

PROMOTION: JUIN 2016

Remerciements

Tout d'abord je remercie le bon dieu, le clément de m'avoir donné la foi et le courage de terminer ce projet.

Je tiens à adresser mes plus vifs remerciements à Mon encadreur Mr MEZAACHE HATEM, pour son aide, son soutien et ses conseils qui m'ont fourni une grande motivation à accomplir ce travail.

Je tiens également à remercier mon professeur FODIL MALIKA et tous les enseignants Qui nous aider pendant la période d'étude à l'université.

Finalement, Je tiens à exprimer toute ma gratitude à tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la concrétisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce mémoire

A mes chers parents ma mère et mon père

Pour leur patience, leur amour, leur soutien et leurs,

Encouragements.

A mes frères.

A mes amies et mes camarades.

Sans oublier tous les professeurs que ce soit du

Primaire, du moyen, du secondaire ou de

I 'enseignement supérieur.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I : GENERALITE SUR LES SYSTEMES ASSERVIS ET LEUR MODELISATION

I.1. Notion de système	2
I.1.1 Performance d'un système.....	3
I.1.1.1 Définition (Point d'équilibre)	3
I.1.1.2 Stabilité.....	3
I.1.1.3 Rapidité.....	4
I.1.1.4 La précision.....	5
I.1.1.5 Propriété (Linéarité)	6
I.1.2 Systèmes élémentaires.....	6
I.1.2.1 Système du premier ordre.....	6
I.1.2.2 Système du deuxième ordre.....	6
I.2. Notion de l'automatique.....	9
I.2.1 Histoire de l'automatique.....	10
I.2.2 Classification	10
I.2.2.1 Les automatismes séquentiels	10
I.2.2.2 Les asservissements	11
I.2.2.3 Systèmes continus et invariants.....	11
I.2.2.4 Evolution de l'automatique.....	12
I.3. Asservissement et régulation	12
I.3.1 Régulation d'un procédé.....	15
I.3.1.1 Procédé.....	15

I.3.1.2	Chaîne d'une régulation.....	18
I.3.1.3	Chaîne ouverte de régulation	18
I.3.1.4	Chaîne fermée de régulation	19
I.3.2	Types de régulation industrielle.....	20
I.4.	Modèle et modélisation.....	23
I.4.1	Définition.....	23
I.4.2	La transformation de Laplace	24
I.4.2.1	But.....	24
I.4.2.2	Définition.....	24
I.4.2.3	Propriétés fondamentales de la transformation de Laplace.....	25
I.4.2.4	Transformées de Laplace de quelques signaux usuels.....	27
I.4.3	Fonction de transfert d'un système.....	30
I.4.3.1	Définition.....	30
I.4.3.2	Mise en cascade de deux systèmes.....	31
I.4.3.3	Original d'une fonction de transfert.....	31
I.5	Conclusion	31

Chapitre II : LES REGULATEURS PID

II.1.	Introduction.....	32
II.2.	Le régulateur PID.....	32
II.2.1	Définition.....	32
II.2.2	Régulateur à action proportionnel (P).....	33
II.2.3	Régulateur à action intégrale (I)	34
II.2.4	Régulateur à action dérivée (D)	36
II.2.5	Régulateur PI	37
II.2.6	Régulateur PD.....	38

II.2.7	Régulateur Proportionnel Intégrateur Dérivé PID.....	39
II.2.7.1	Les différentes structures du PID.....	40
II.2.7.2	Schéma bloc.....	41
II.2.7.3	Synthèse sur les actions PID.....	43
II.3.	Réglage.....	43
II.3.1	Réglage par critère temporel.....	43
II.3.2	Méthode de Ziegler et Nichols.....	44
II.3.2.1	Première définition.....	44
II.3.2.2	Deuxième définition.....	45
II.3.2.3	Réglage pratique.....	45
II.4.	Conclusion.....	47

Chapitre III : LA LOGIQUE FLOUE

III.1.	Introduction.....	48
III.1.1.	Historique de la logique floue.....	48
III.1.2.	Logique classique et logique floue.....	49
III.1.3.	Valeurs analogiques et logique floue.....	50
III.2.	Sous-ensembles flous.....	50
III.2.1.	Définitions.....	50
III.2.2.	Définition.....	51
III.2.3.	Définition (Support).....	52
III.2.4.	Définition (Point de croisement).....	52
III.2.5.	Définition (Noyau).....	52
III.2.6.	Définition (Hauteur).....	52
III.2.7.	Définition (α -coupe).....	52

III.3.Opérations sur les sous-ensembles flous.....	53
III.3.1.Définition (Egalité)	53
III.3.2.Définition (Inclusion)	53
III.3.3.Définition (Intersection)	53
III.3.4.Définition (Union)	54
III.3.5.Définition (Complément)	54
III.4.Fonction d'appartenance.....	54
III.5.Raisonnement en logique floue.....	55
III.5.1.Variables linguistiques.....	56
III.5.2.Implication floue.....	56
III.5.3.Relation floue.....	57
III.5.4.Les propositions floues.....	58
III.5.5.Inférence floue.....	58
III.6.Réglage et commande par la logique floue.....	60
III.6.1.Régulateur flou.....	60
III.6.1.1.Base de règles.....	61
III.6.1.2.Moteur Inférence floue.....	62
III.6.1.3.La Fuzzification (la quantification floue)	62
III.6.1.3.Défuzzification.....	62
III.7.Conclusion.....	63

**CHAPITRE IV : COMPARAISON EN SIMULATION ENTRE LA LOGIQUE
FLOUE ET LE PID**

IV.1. Introduction.....	66
IV.2. La première étude.....	66

IV.3. La deuxième étude.....	71
IV.4. La troisième étude.....	73
IV.5. Conclusion.....	76
CONCLUSION GENERALE.....	77

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXE

Liste des figures

Liste des figures de chapitre I

Figure I.1. Modèle général d'un système	2
Figure I.2. Chauffage d'une pièce.....	2
Figure I.3. Commande d'un moteur	3
Figure I.4. Système stable	3
Figure I.5. Système instable	4
Figure I.6. Rapidité se deux Système apériodique	5
Figure I.7. Rapidité de deux systèmes oscillatoires.....	5
Figure I.8. Précision de deux Systèmes apériodiques	6
Figure I.9. Schéma symbolique explique le processus d'asservissement	13
Figure I.10. Schéma symbolique explique le processus de régulation.....	14
Figure I.11. Régulation d'un procédé.....	16
Figure I.12. Aérotherme	16
Figure I.13. représentation de l'Aérotherme	16
Figure I.14. représentation détaillée de l'Aérotherme	17
Figure I.15. Mélangeur de lait et de chocolat.....	17
Figure I.16. Représentation du procédé mélangeur.....	18
Figure I.17. Chaîne de régulation	18
Figure I.18. Chaîne ouverte de régulation	19
Figure I.19. Chaîne fermée de régulation	19
Figure I.20. Schéma général d'une boucle de régulation	20
Figure I.21. Four à Gaz.....	21
Figure I.22. Un system à une seule entré et une seule sortie.....	21
Figure I.23. Un système à deux entrées et une seule sortie.....	22
Figure I.24. Pendule	23
Figure I.25. La partie électrique du moteur.....	23
Figure I.26. Représentation temporelle d'un signal retardé.	26

Figure I.27. Échelon unité	27
Figure I.28. Rampe	28
Figure I.29. Modèle de l'impulsion de Dirac.	29
Figure I.30. Fonction de transfert $G(p)$	30
Figure I.31. Mise en cascade de deux systèmes	31

Liste des figures de chapitre II

Figure II.1. Asservissement par un régulateur PID.	32
Figure II.2. Schéma bloc du système de 1 ^{er} ordre avec des valeurs différentes de kp	34
Figure II.3. La réponse du système avec kp	34
Figure II.4. Modélisation sous Matlab de la réponse à un échelon dans un asservissement en position.	34
Figure II.5. Schéma bloc du système de 1 ^{er} ordre avec des différentes valeurs de ki	36
Figure II.6. La réponse du système avec ki	36
Figure II.7. Réponse d'un système avec un dérivateur.....	37
Figure II.8. Asservissement par régulateur PI.	38
Figure II.9. Modélisation sous Matlab de la réponse à un échelon dans un asservissement en vitesse	38
Figure II.10. Asservissement par régulateur PD.....	39
Figure II.11. Réponse indicielle du régulateur PD	39
Figure II.12. La structure parallèle	40
Figure II.13. La structure mixte.....	40
Figure II.14. La structure mixte.....	41
Figure II.15. Schéma bloc de système de 3 ^{eme} ordre commandé par les différentes structures de PID.....	41
Figure II.16. La réponse du système de 3 ^{eme} ordre commandé par PID.....	42
Figure II.17. Réponse d'un système avec tous les autres régulateurs	42
Figure II.18. Mise en oscillations juste entretenues d'un système.	45
Figure II.19. Modélisation sous Matlab montrant l'apparition d'oscillations dans un asservissement en position de type P.....	46

Liste des figures de chapitre III

Figure III.1 : classification des températures d'une pièce en deux ensembles.....	49
Figure III.2. Représentation de l'âge par des sous-ensembles flous.....	51
Figure III.3. Les concepts flous décrivant une température tiède	53
Figure III.4. Formes des fonctions d'appartenance usuelles.	55
Figure III.5. Variables linguistiques (V, T(V), X) pour décrire la température	57
Figure III.6. Schéma synoptique d'un régulateur flou.....	61
Figure III.7. Schéma représentatif du fonctionnement d'un système flou	61
Figure III.8. La défuzzification par la méthode du centre de maximum.....	63
Figure III.9. La défuzzification par la méthode du centre de gravité	63

Liste des figures de chapitre IV

Figure IV.1. Structure interne de PID	66
Figure IV.2. Schéma bloc d'un système de 1 ^{er} ordre réglé par un PID et une commande floue.....	66
Figure IV.3. Création d'entrée et sortie	67
Figure IV.4. Fuzzification des deux entrées ERROR et DERROR	67
Figure IV.5. Fuzzification de commande	68
Figure IV.6. La réponse du système	69
Figure IV.7. Schéma bloc d'un système de 1 ^{er} ordre réglé par un PID et une commande floue retardé et perturbé.....	69
Figure IV.8. La réponse de système 1 ^{er} ordre est retardée par 1 seconde et perturbé.....	69
Figure IV.9. Schéma bloc d'un système de 2 ^{eme} ordre réglé par un PID et une logique floue...	71
Figure IV.10. Création d'entrée et sortie	72
Figure IV.11. Fuzzification des deux entrées ERROR et DERROR	71
Figure IV.12. Fuzzification de sortie	72
Figure IV.13. la réponse du système de 2 ^{eme} ordre.....	72
Figure IV.14. Schéma bloc d'un système de 3 ^{eme} ordre réglé par un PID et une logique floue...	73

Figure IV.15. Création d'entrée et sortie	74
Figure IV.16. Fuzzification d'ERROR	74
Figure IV.17. Fuzzification de commande	74
Figure IV.18. La réponse du système de 3 ^{eme} ordre	75

Liste des tableaux

Tableau I.1. Exemple exprime la régulation de chauffer un local	22
Tableau I.2. Exemple exprime la régulation Conduire une voiture	22
Tableau II.1. Synthèse sur les actions PID	43
Tableau II.2. Tableau d'influence de PID	43
Tableau II.3. Réglages préconises par Ziegler et Nichols	46
Tableau III.1. Tableau d'opérateurs entre ensembles flous	54
Tableau III.3. Les principales classes d'implications floues	57
Tableau IV.1. Résultat d'un système de 1 ^{er} ordre	70
Tableau IV.3. Résultat d'un système de 1 ^{er} ordre avec un retard et perte	70
Tableau IV.3. Résultat d'un système de 2eme ordre	73
Tableau IV.4. Résultat d'un système de 3 ^{eme} ordre	76

INTRODUCTION GENERALE

Les méthodes classiques de l'automatique ont été largement appliquées dans de nombreux problèmes de régulation industrielle. Cependant, la plupart des systèmes physiques présentent des non-linéarités et leurs paramètres sont souvent mal connus et/ou variables dans le temps. Pour la commande de telles classes de systèmes, les méthodes conventionnelles de l'automatique ont montré leurs limites en termes de stabilisation et performances. Suite aux développements des calculateurs numériques, les automaticiens commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande telles que la commande adaptative, la commande prédictive, la commande robuste, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle. [26]

Parmi ces dernières ; la commande par logique floue. Cette commande est à l'heure actuelle une des préoccupations des chercheurs dans le monde.

Les systèmes d'inférence flous possèdent deux points forts ; le premier est qu'ils sont généralement construits à partir de la connaissance humaine, et le deuxième réside dans leur capacité descriptive due à l'utilisation des variables linguistique.

Dans ce mémoire on va fait une étude comparative en simulation entre un régulateur PID classique et PID intelligent basé sur la logique flou.

Ce mémoire comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre est devisé en quatre parties :

- La première partie présente la notion de système et leur performance et ses types;
- La deuxième partie présente une notion de l'automatique et leur classification ;
- La troisième partie présente une notion de régulation et asservissement et les types de régulation industrielle.
- La dernière partie présente une notion de modélisation (modèle mathématique, transformation de Laplace, fonction de transfert).

Le deuxième chapitre est consacré à commande par le correcteur PID ainsi que les propriétés des actions proportionnelles, intégrateur et dérivateur et les différentes structures de PID et une méthode de calcul pour déterminer les paramètres de régulateur (P, I et D).

Le troisième chapitre est consacré pour la présentation de logique flou et son utilisation à la commande, où on a présenté la théorie de sous-ensembles flous ainsi que la structure générale du régulateur flou et les différents types de régulateurs flous.

Dans le dernier chapitre nous avons présenté notre travail de simulation où on a utilisé les deux régulateurs présentés précédemment (PID classique, PID flou) pour la régulation de quelques de systèmes.

Chapitre I

GENERALITE SUR LES SYSTEMES ASSERVIS ET LEUR MODELISATION

I.1 Notion de système

Un système ou processus peut être défini comme un ensemble des éléments exerçant collectivement une fonction déterminée. Un système communique avec l'extérieur par l'intermédiaire de grandeurs, fonctions du temps, appelées signaux.

Un système peut être représenté schématiquement de la manière de la figure I.1 suivante :

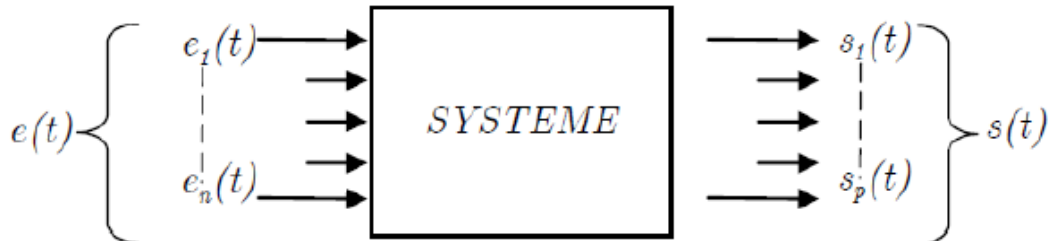


Figure I.1. Modèle général d'un système

Où $e(t)$ est un ou plusieurs signaux d'entrée (excitation, cause ou sollicitation) et $s(t)$ est un ou plusieurs signaux de sortie (ou réponses), t étant la variable temps.

En général, ces signaux (d'entrée et de sortie) ne sont pas de même nature.

Les grandeurs d'entrée sont les grandeurs qui agissent sur le système. Il en existe deux types :

- Commandes : Celles que l'on peut maîtriser.
- Perturbations : Celles que l'on ne peut pas maîtriser.

Les signaux de sortie d'un système sont aussi appelés réponse du système.

Un système possédant une seule entrée est dit mono variable, si de plus il possède une seule sortie, il est dit scalaire.

Pour observer les grandeurs de sortie, on utilise des capteurs. C'est l'information de ces capteurs qui va permettre d'élaborer la commande. [1]

Exemples :

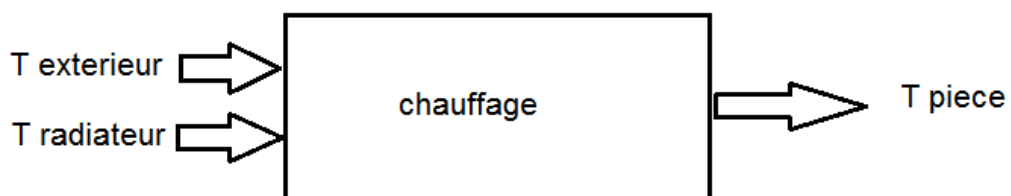


Figure I.2. Chauffage d'une pièce.

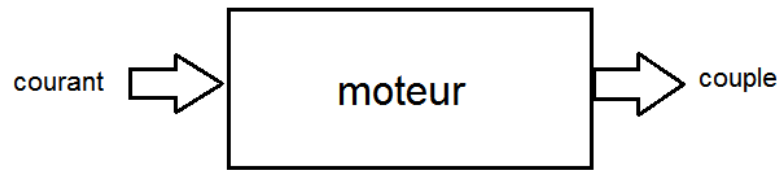


Figure I.3. Commande d'un moteur

I.1.1 Performance d'un système

Considérons dans un premier temps que l'entrée $u(t)$ est constante.

I.1.1.1 Définition (Point d'équilibre)

Le système est dans un état d'équilibre si, placé dans cet état, il ne quitte pas.

La valeur du signal de mesure est alors constante.

I.1.1.2 Stabilité

Plusieurs définitions de la stabilité peuvent être donnée.

Définition intuitive

Un système est dit stable par rapport à une consigne de sortie, si lorsqu'il subit une faible perturbation, il tend à revenir vers la consigne de sortie.

Deuxième définition

Un système est dit stable si et seulement si à une entrée bornée $e(t)$ correspond une sortie bornée $s(t)$. Cette définition permet de qualifier la stabilité des systèmes forcés.

Un état d'équilibre est stable si, lorsqu'on éloigne le système de cet état, il finit par y revenir. Dans le cas contraire, le point d'équilibre est instable.

Dans certain cas, cette propriété de stabilité n'est valable que si l'éloignement est faible ; on parle alors de stabilité locale. Si au contraire le système retourne dans son état d'équilibre quel que soit l'amplitude de la perturbation, on parle alors de stabilité globale comme la figure I.4 et figure I.5

1 : consigne.

2 : système stable.

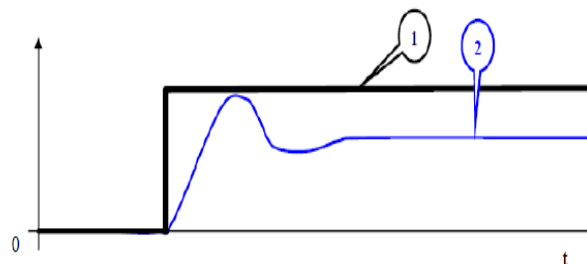


Figure I.4. Système stable

- 1 : consigne.
2 : système instable

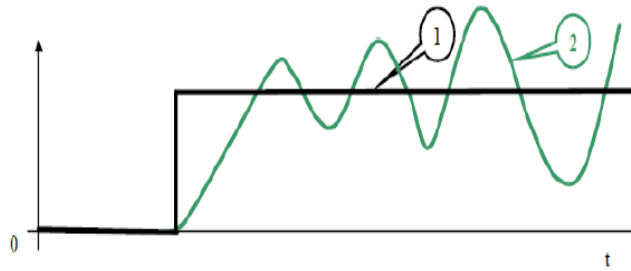


Figure I.5. Système instable

Critère Mathématique de stabilité

Système du 1^o ordre :

$H(p)$ est stable si $\tau > 0$

$$H(p) = \frac{H(p)}{(1-\tau p)} \quad (\text{I.1})$$

Un système physique du 1^o ordre sera toujours stable car il possède, en principe, une constante de temps τ strictement positive.

$$H(p) = \frac{H_0}{1 + \frac{2m}{\omega_0} p + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2} \quad (\text{I.2})$$

$H(p)$ est stable si :

$$\omega_0 > 0$$

$$m > 0$$

Un système physique du 2^o ordre sera toujours stable car il possède, en principe, des constantes m et ω_0 strictement positives. Par contre, le système pourra tendre vers l'instabilité lorsque m se rapproche de zéro. La réponse du système sera du type "oscillations peu amorties" mais amorties quand même.

Un système caractérisé par $m = 0$ est un oscillateur et sa sortie sera de forme sinusoïdale.

Propriété (Stabilité d'un système)

Un équilibre globalement stable est unique. On dit alors que le système est stable.

Si le système avait deux équilibres globaux, vers lequel irait-il si on le déplaçait de l'un des points d'équilibre.

I.1.1.3 Rapidité

Un système est rapide si son temps de réponse est jugé satisfaisant.

Rappel : Le temps de réponse à 5% d'un système est le temps mis pour que sa sortie atteigne et reste dans l'intervalle [95% ; 105%] de la valeur finale stabilisée.

Exemple : Dans l'exemple illustré ci-dessous on a deux systèmes apériodiques, le système 1 est plus rapide que le système 2 comme la figure I.6.

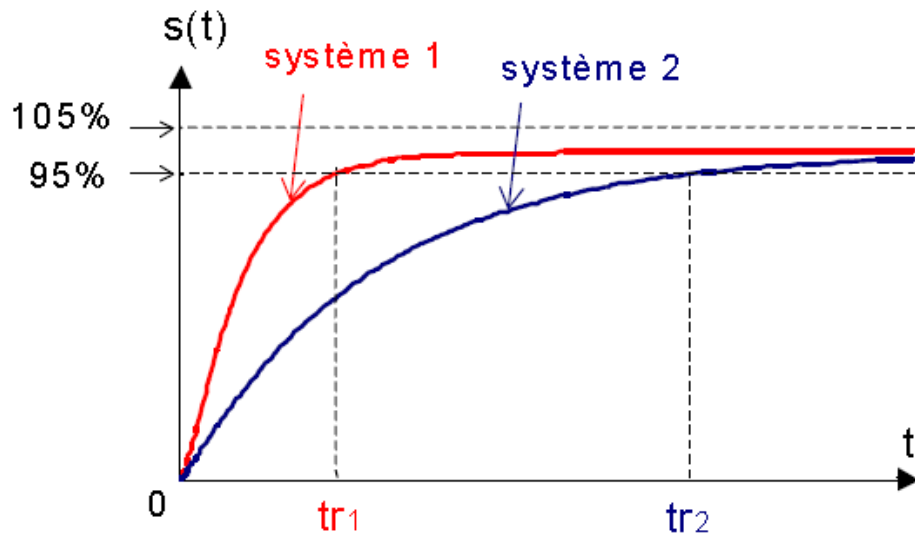


Figure I.6. Rapidité se deux Système apériodique

Exemple : Dans l'exemple illustré ci-dessous on a deux systèmes oscillatoires, le système 1 est plus rapide que le système 2 comme la figure I.7.

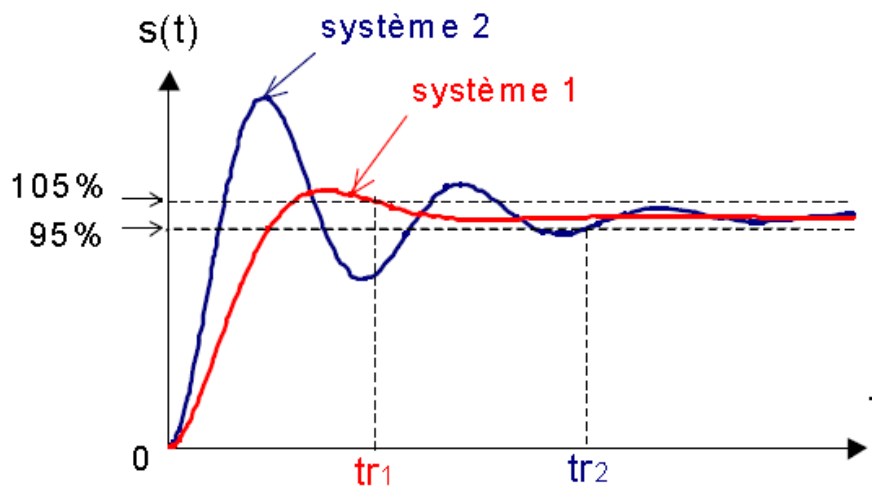


Figure I.7. Rapidité de deux systèmes oscillatoires

Remarque : Dans l'exemple ci-dessus, le système 2 peut paraître plus rapide au départ Mais son caractère trop oscillatoire lui donne un temps de réponse élevé.

I.1.1.4 La précision

C'est la capacité du système à se rapprocher le plus possible de la valeur de consigne.

Exemple : on a deux Systèmes apériodiques, le système 1 est plus précis que le système 2 comme la figure I.8.

1 : consigne

2 : système peu précis.

3 : système précis.

E2 : erreur statique liée à la courbe 2.

E3 : erreur statique liée à la courbe 3.

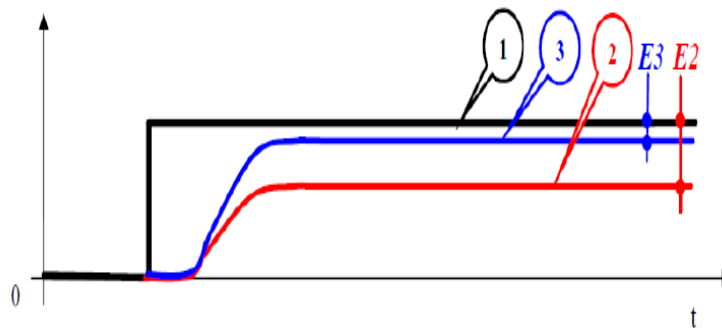


Figure I.8. Précision de deux Systèmes apériodiques

I.1.1.5 Propriété (Linéarité)

Un système est linéaire s'il vérifie les conditions de linéarité suivantes. Soit $y_1(t)$ la trajectoire de la sortie pour une commande $u_1(t)$; soit $y_2(t)$ la trajectoire de la sortie pour une commande $u_2(t)$; soit $y_3(t)$ la trajectoire de la sortie pour une commande $u_3(t) = \lambda u_1(t)$ et soit $y_4(t)$ la trajectoire de la sortie pour une commande $u_4(t) = u_1(t) + u_2(t)$. Les conditions de linéarité sont :

$$y_3(t) = \lambda y_1(t)$$

$$y_4(t) = y_1(t) + y_2(t)$$

I.1.2 Systèmes élémentaires

I.1.2.1 Système du premier ordre

Soit un système du premier ordre régi par une équation différentielle de la forme

$$\tau \dot{y}(t) + y(t) = Ku(t) \tag{I.3}$$

La réponse à un échelon $u(t)$ à partir d'une condition initiale nulle est :

$$y(t) = K(1 - \exp(-t/\tau)) \tag{I.4}$$

Il s'agit d'une exponentielle partant de 0 à $t = 0$ et se stabilisant à $y(t) = K$.

Son dépassement est nul ; le temps de montée à 5 % est égal à 3τ ($\ln(0.05) \cong -3, 0$).

I.1.2.2 Système du deuxième ordre

Soit un système du deuxième ordre régi par une équation différentielle de la forme :

$$\ddot{y}(t) + 2\zeta\omega_0\dot{y}(t) + \omega_0^2 y(t) = \omega_0^2 Ku(t) \tag{I.5}$$

Ou ω_0 (rad/s) est appelée pulsation propre, ζ (sans unité) est appelé amortissement et K (unités $[y]/[u]$ dépendant des unités de u et de y) est le gain statique. L'équation associée s'écrit :

$$r^2 + 2\zeta\omega_0 r + \omega_0^2 = 0 \tag{I.6}$$

Le discriminant réduit s'écrit :

$$\Delta = (\zeta\omega_0)^2 - \omega_0^2 = (\zeta^2 - 1)\omega_0^2$$

Les racines de système sont alors réelles si $\Delta \geq 0$, c'est-à-dire si $\xi \geq 1$; elles sont imaginaires dans le cas contraire.

a. Deuxième ordre amorti

Dans le cas où les racines sont réelles et s'écrivent :

$$r_1 = -\xi \omega_0 + \sqrt{\xi^2 + \omega_0}$$

$$r_2 = -\xi \omega_0 - \sqrt{\xi^2 + \omega_0}$$

La solution générale de l'équation sans second membre s'écrit alors :

$$y_I(t) = \lambda \exp(r_1 t) + \mu \exp(r_2 t) \tag{I.7}$$

Notons que r_1 et r_2 sont toutes deux négatives ; l'exponentielle tend donc vers zéro.

Une solution particulière constante de l'équation sans second membre Peut être facilement trouvée :

$$y_0(t) = K$$

En additionnant la solution particulière et l'équation générale de l'équation sans second membre, on obtient la solution générale de l'équation complète :

$$y(t) = \lambda \exp(r_1 t) + \mu \exp(r_2 t) + K$$

Cherchons maintenant la solution vérifiant les conditions initiales suivantes :

$$y(0) = 0$$

$$\dot{y}(0) = 0$$

La dérivée de la solution s'écrit :

$$\dot{y}(t) = \lambda r_1 \exp(r_1 t) + \mu r_2 \exp(r_2 t) \tag{I.8}$$

Les C.I. s'écrivent alors :

$$\lambda + \mu + K = 0$$

$$\lambda r_1 + \mu r_2 = 0$$

Dont les solutions sont :

$$\lambda = \frac{kr_2}{r_1 - r_2}$$

$$\mu = \frac{kr_1}{r_1 - r_2}$$

La solution s'écrit alors :

$$y(t) = K \left(1 + \frac{r_2}{r_1 - r_2} e^{r_1 t} - \frac{r_1}{r_1 - r_2} e^{r_2 t} \right) \tag{I.9}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{y}(t) = \frac{Kr_1 r_2}{r_1 - r_2} (e^{r_1 t} - e^{r_2 t}) \tag{I.10}$$

Puisque l'on a $r_2 \leq r_1 \leq 0$, on a aussi $\exp(r_1 t) - \exp(r_2 t) \geq 0$ pour $t \geq 0$ et $\dot{y}(t)$ est alors positive pour $t \geq 0$, ce qui signifie que $y(t)$ est croissante. La réponse à un échelon est donc une courbe croissante qui se stabilise à la valeur K . Cette courbe a un point d'inflexion pour $\dot{y}(t_i) = 0$. Avec :

$$\ddot{y}(t) = \frac{Kr_1 r_2}{r_1 - r_2} (r_1 e^{r_1 t} - r_2 e^{r_2 t}) \quad (I.11)$$

On observe que la dérivée seconde n'annule en t_i vérifiant :

$$r_1 \exp(r_1 t) - r_2 \exp(r_2 t)$$

Soit :

$$t_i = \frac{1}{r_1 - r_2} \ln \frac{r_2}{r_1}$$

b. Deuxième ordre oscillant

Dans le cas où les racines sont complexes conjuguées et s'écrivent [2]:

$$r_1 = -a + j\omega_1$$

$$r_2 = -a - j\omega_1$$

Avec :

$$a = \zeta \omega_0$$

$$\omega_0 = \sqrt{1 - \zeta^2} \omega_0$$

ou ω_1 est la pseudo-pulsation de la réponse, liée à la période des oscillations $T_c = 2\pi/\omega$ La

solution générale de l'équation sans second membre s'écrit alors :

$$y_1(t) = \exp(-at) (\lambda \cos(\omega_1 t) + \mu \sin(\omega_1 t)) \quad (I.12)$$

Notons qu' a est positif ; l'exponentielle tend donc vers zéro.

Une solution particulière constante s'écrit $y_0(t) = K$. La solution générale de l'équation est donc :

$$y(t) = K + \exp(-at) (\lambda \cos(\omega_1 t) + \mu \sin(\omega_1 t))$$

Reste à déterminer les constantes λ et μ d'après les conditions initiales on a :

$$\begin{aligned} \dot{y}(t) &= -a \exp(-at) (\lambda \cos(\omega_1 t) + \mu \sin(\omega_1 t)) + \omega_1 \exp(-at) (-\lambda \sin(\omega_1 t) + \mu \cos(\omega_1 t)) \\ &= \exp(-at) ((-a\lambda + \omega_1 \mu) \cos(\omega_1 t) - (\omega_1 \lambda + a\mu) \sin(\omega_1 t)) \end{aligned}$$

Les conditions initiales s'écrivent alors :

$$y(0) = K + \lambda = 0$$

$$\dot{y}(t) = -a\lambda + \omega_1 \mu = 0$$

Ce qui donne :

$$\lambda = -K$$

$$\mu = -K \frac{a}{\omega_1}$$

Ce qui donne comme solution finale :

$$y(t) = K \left(1 - e^{-at} (\cos(\omega_1 t) + \frac{a}{\omega_1} \sin(\omega_1 t)) \right) \quad (\text{I.13})$$

La vitesse s'écrit alors :

$$\dot{y}(t) = K \frac{a^2 + \omega_1^2}{\omega_1} e^{-at} \sin(\omega_1 t) \quad (\text{I.14})$$

Elle est du signe du terme $\sin(\omega_1 t)$. Elle est d'abord positive de $t = 0$ à

$t_1 = \frac{\pi}{\omega_1}$ puis négative de t_1 à $\frac{2\pi}{\omega_1}$. Le signal atteint donc un maximum à t_1 en :

$$y(t_1) = K \left(1 + e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \right)$$

Soit un d dépassement relatif $(y(t_1) - y(\infty)) / (y(\infty) - y(0))$ de :

$$D = e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$$

I.2 Notion de l'automatique

L'automatique est une science qui traite de la modélisation, de l'analyse, de l'identification et de la commande des systèmes dynamiques. Elle inclut la cybernétique au sens étymologique du terme, et a pour fondements théoriques les mathématiques, la théorie du signal et l'informatique théorique. L'automatique permet de contrôler un système en respectant un cahier des charges (rapidité, précision, stabilité...).

Les professionnels en automatique se nomment automaticiens. Les objets que l'automatique permet de concevoir pour procéder à l'automatisation d'un système (automates, régulateurs, etc.) s'appellent les automatismes ou les organes de contrôle-commande d'un système piloté.

Un exemple simple d'automatisme est celui du régulateur de vitesse d'une automobile : il permet de maintenir le véhicule à une vitesse constante prédéterminée par le conducteur, indépendamment des perturbations (pente de la route, résistance du vent, etc.). James Clerk Maxwell, dans son article « On Governors » (1868), définissait ainsi le système de régulation qu'il avait inventé : « A governor is a part of a machine by means of which the velocity of the machine is kept nearly uniform, not with standing variations in the driving-power or the resistance ».

L'automatique est généralement définie comme la science qui traite des ensembles qui se suffisent à eux-mêmes et où l'intervention humaine est limitée à l'alimentation en énergie et en matière première.

L'objectif de l'automatique est de remplacer l'homme dans la plupart des tâches (tâches répétitives, pénibles, dangereuses, trop précises, trop rapides) qu'il réalise dans tous les domaines sans intervention humaine.

Les systèmes automatiques permettent donc :

- * De réaliser des opérations trop complexes ou délicates ne pouvant être confiés à l'homme.
- * De se substituer à l'opérateur pour des tâches répétitives,
- * D'accroître la précision,
- * D'améliorer la stabilité d'un système et sa rapidité.

Exemple : Nous sommes entourés d'un grand nombre de systèmes automatiques, machine à laver, ascenseur, distributeur de boisson, robot, suivi de trajectoire d'un missile.

I.2.1 Histoire de l'automatique

L'histoire de l'automatique proprement dite commence avec les fameux chercheurs des laboratoires Bell (fondés en 1925): Harold Stephen Black et Nathaniel Nichols (en), qui ont conçu leur célèbre diagramme, Harry Nyquist qui, le premier sans doute, a compris le problème de stabilité que posent les systèmes bouclés, enfin et surtout Hendrik Wade Bode. Ce dernier est très connu par son diagramme, mais son œuvre maîtresse est son livre *Network Analysis and Feedback Amplifier Designer*, [4] édité juste après la seconde guerre mondiale (et réédité depuis), qui marque la maturité de l'automatique fréquentielle.

I.2.2 Classification

Le domaine des applications de l'automatique est très vaste et varié, mais l'observation de l'industrie contemporaine conduit à une certaine classification qui se résume en deux grandes familles selon les données que traitent ces systèmes :

* **Les automatismes séquentiels**

* **Les asservissements**

Ces deux parties de l'automatique sont nettement différentes, elles s'appuient sur des notions théoriques qui n'ont que de lointains rapports entre elles et les techniques qui permettent de les réaliser sont, aussi, très différentes.

I.2.2.1 Les automatismes séquentiels

C'est la branche de l'automatique qui organise le déroulement des différentes opérations relatives au fonctionnement d'un ensemble complexe.

Un automatisme à séquence impose l'ordre dans lequel les opérations se déroulent, s'assure que chaque opération est bien terminée avant d'aborder la suivante, décide de la marche à suivre en cas d'incidents.

Bien entendu, un automatisme séquentiel peut avoir à contrôler des asservissements et des régulateurs parmi les ensembles qu'il gère.

Ce type d'automatisme est utilisé par exemple dans la mise en route et l'arrêt d'installations complexes (centrales automatiques), sur les machines-outils et, en général, dans presque toutes unités de production automatisées.

Il faut noter également que toutes les séquences d'alarme et de sécurité industrielle font partie des applications de ce type d'automatisme.

Les automatismes sont des systèmes logiques qui ne traitent que des données logiques (0/1, vrai/faux, marche/arrêt...). Ils utilisent les moyens de commutation offerts par l'électronique (circuit logique) et la mécanique (logique pneumatique). Le calcul de ces automatismes impose de connaître l'algèbre de Boole et la théorie des circuits séquentiels.

Ils sont classés en 2 branches :

- a. Systèmes combinatoires** : les sorties du système ne dépendent que des variables d'entrées.
- b. Systèmes séquentiels** : les sorties dépendent bien sûr de l'évolution des entrées mais aussi de l'état précédent des sorties. [3]

Exemple : Machine à laver, manipulateur pneumatique, ascenseur, distributeur de boissons.

I.2.2.2 Les asservissements

Un système asservi est un système qui prend en compte, durant son fonctionnement, l'évolution de ses sorties pour les modifier et les maintenir conforme à une consigne.

Cette branche de l'automatique se décompose en deux autres sous branches (séparées artificiellement par l'usage) :

- a. Régulation** : maintenir une grandeur à une valeur choisie (consigne) indépendamment des variations d'autre grandeur (perturbation). [5]

Exemple : Régulation de température d'une pièce.

- b. Systèmes asservis** : faire varier une grandeur déterminée suivant une loi imposée par un élément de comparaison.

Exemple : Régulation de la vitesse d'un moteur, Suivi de trajectoire d'un missile.

L'asservissement est essentiellement analogique et utilise la partie analogique des trois moyens de base dont on dispose : mécanique, électrotechnique et électronique. La théorie des asservissements nécessite une bonne base mathématique classique.

I.2.2.3 Systèmes continus et invariants

a. Système continu

Un système est dit continu lorsque les variations des grandeurs physiques le caractérisant sont des fonctions du type $f(t)$, avec t une variable continue, le temps en général. On oppose les

systèmes continus aux systèmes discrets (ou échantillonnées), par exemple les systèmes informatiques.

b. Système invariant

On dit qu'un système est invariant lorsque les caractéristiques de comportement ne se modifient pas avec le temps.

I.2.2.4 Evolution de l'automatique

Ces dernières années, l'automatique s'est considérablement modernisée, surtout depuis l'avènement des calculateurs numériques. Les systèmes automatiques conduits par calculateurs assurent la quasi-totalité des tâches :

- * ils collectent et traitent les informations issues des capteurs qui fournissent l'ensemble des Variables d'entrée.

- * ces variables d'entrée constituent les données sur lesquelles des calculs numériques seront effectués. Ils correspondent à la résolution numérique de systèmes d'équations qui constituent le "modèle mathématique".

- * le résultat de ce traitement fourni en binaire est converti en variables continues et est injecté dans le processus, afin de modifier son évolution dans un sens désiré.

En plus de ces tâches qui sont classiques en automatique, le calculateur joue un rôle optimisateur. C'est-à-dire qu'il exécute le travail à faire aux meilleures conditions économiques en minimisant les déchets, en tenant compte du carnet de commande, etc. Cet aspect, lui, est nouveau. Ce genre de problème était traité séparément. Ce procédé permet de tenir compte d'un nombre considérable de variables, donc de traiter des problèmes jusqu'alors impossibles. En plus, il fait intervenir directement les variables économiques au niveau de chaque organe (moteur, pompe, etc...). Jusqu'à présent, les variables économiques n'intervenaient que globalement. Il permet donc de traiter ce problème de façon beaucoup plus rationnelle.

Les systèmes automatiques conduits par calculateurs nécessitent une bonne connaissance de la programmation en langage machine, de fortes connaissances mathématiques (pour élaborer le modèle) et surtout une connaissance parfaite du processus à réguler, ce qui est le plus délicat. Ceci nécessite encore de bonnes connaissances en théorie de l'information, en statistique et en recherche opérationnelle.

I.3 Asservissement et régulation

Lorsqu'il y a un retour d'information de la grandeur observée sur le régulateur, on parle d'un asservissement du système ou d'une régulation du système comme la figure I.9 et la figure I.10.

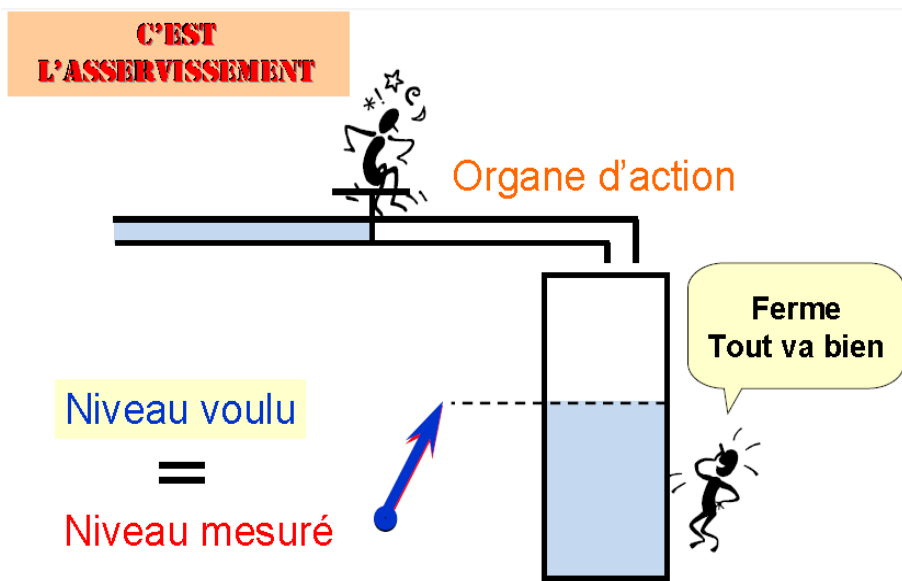
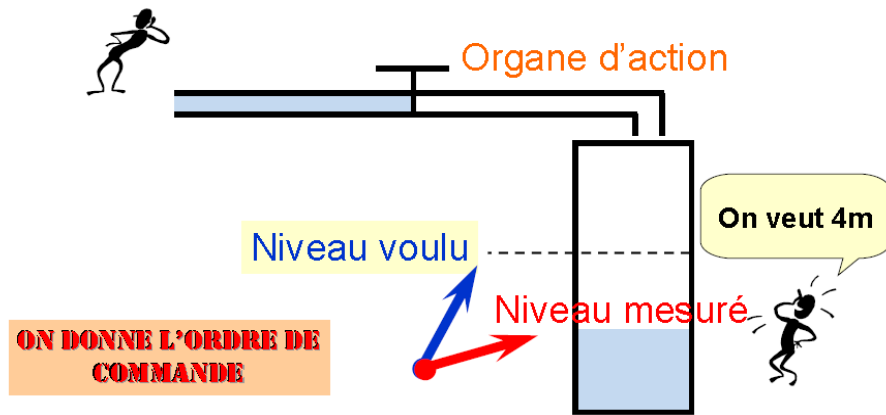


Figure I.9. Schéma symbolique explique le processus d'asservissement

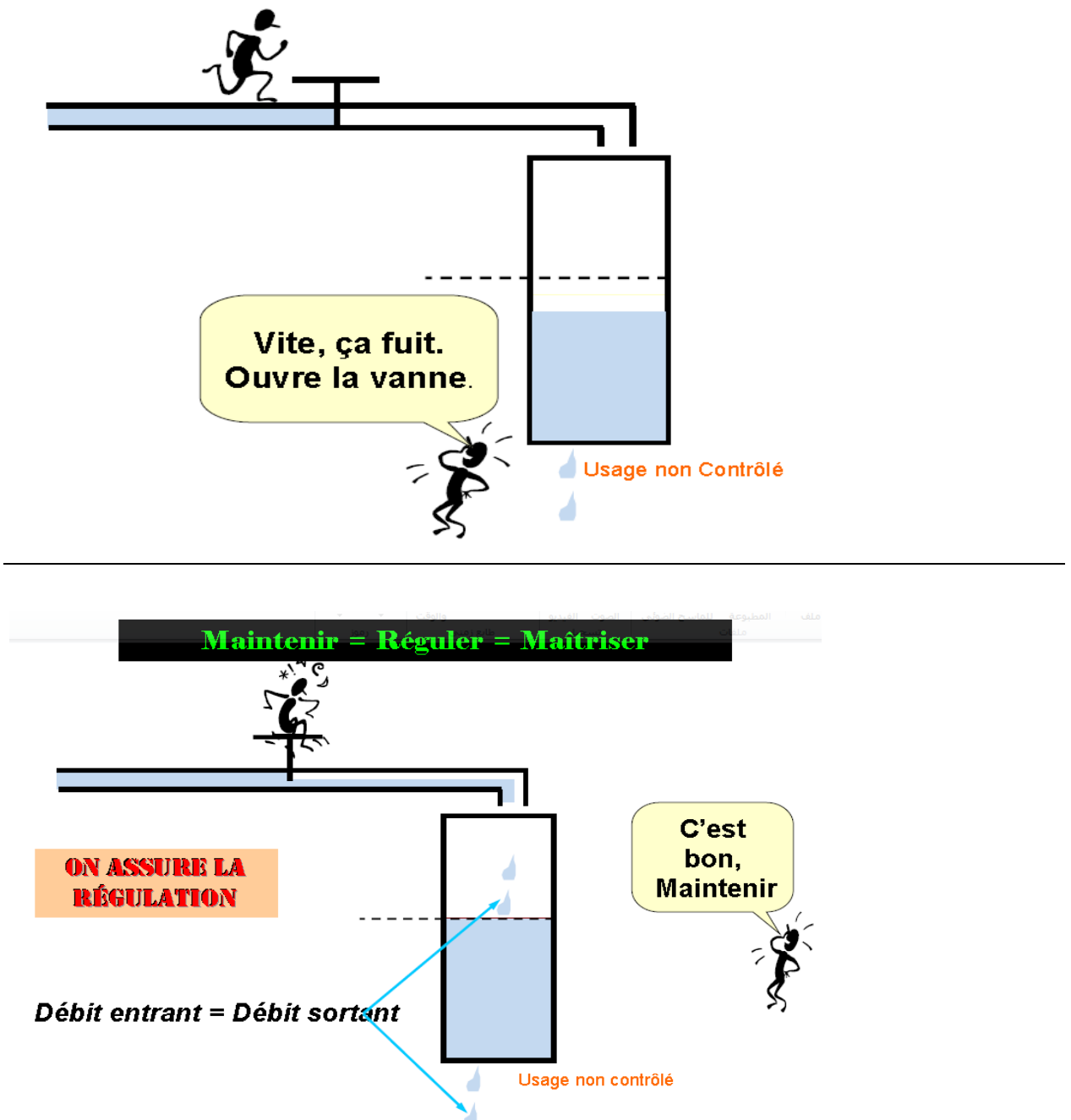


Figure I.10. Schéma symbolique explique le processus de régulation

a. Asservissement

La consigne, 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 à maîtriser.

Exemples : Asservissement de température : obtention d'un profil de température en fonction du Temps dans un four de traitement thermique.

Asservissement de vitesse de la broche d'un tour à commande numérique.

Asservissement d'un débit d'air par rapport à un débit de gaz afin d'obtenir une combustion idéale.

Asservissement en position d'une parabole d'un radar de contrôle aérien.

b. Régulation

La consigne, traduisant l'objectif désiré du procédé, est constante et les grandeurs perturbatrices influencent fortement la grandeur à maîtriser.

Autre définition : la régulation (control), découle du verbe Réguler (to control), signifiant le contrôle ou la maîtrise, ce terme est très différent du réglage (ajustement) qui provient du verbe Régler, qui signifie fixer ou ajuster.

Exemples

Régulation de température dans un local subissant les variations climatiques.

Régulation de niveau dans un réservoir dépendant de plusieurs débits d'alimentation et de soutirage.

Régulation de pH de rejets d'eau destinés à être déversés dans une rivière.

Régulation de la surpression d'un four industriel de verre fondu perturbée par la température et des différents débits de verre fondu et à fondre.

Remarque : En pratique, lorsqu'un changement de consigne est effectué une régulation devient, de fait, un asservissement. Un asservissement maintenant une grandeur constante pendant une durée donnée peut subir une perturbation inopinée et devient alors une régulation. Dans beaucoup de cas il y a à la fois régulation et asservissement. On parle alors de système asservi soit de maintien ou soit de poursuite. [6]

I.3.1 Régulation d'un procédé

L'objectif d'une régulation ou d'un asservissement est d'assurer le fonctionnement d'un procédé selon des critères prédéfinis par un cahier des charges. 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. Voici quelques exemples d'objectifs qualitatifs : obtenir une combustion air-gaz correcte dans un brûleur, maintenir une qualité constante d'un mélange de produits, obtenir un débit de fluide constant dans une conduite en fonction des besoins, ou faire évoluer une température d'un four selon un profil déterminé.

I.3.1.1 Procédé

Le procédé est un terme général qui désigne un ensemble d'appareils destiné à obtenir un produit déterminé. L'évolution du procédé dépend d'une ou plusieurs grandeurs incidentes. Le

procédé est caractérisé à l'aide d'une ou plusieurs grandeurs physiques mesurables à maîtriser qui vont permettre de contrôler l'objectif fixé.

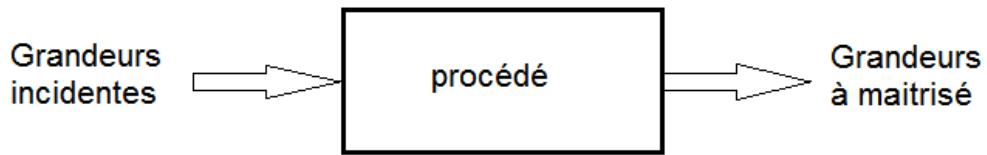


Figure I.11. Régulation d'un procédé

Exemple 1 : (Aérotherme) Un débit d'air Q est réchauffé à une température T par l'intermédiaire d'une résistance électrique sur laquelle est appliquée une puissance électrique p . Le ventilateur à deux vitesses permet d'avoir le débit d'air désiré comme la figure I.12.

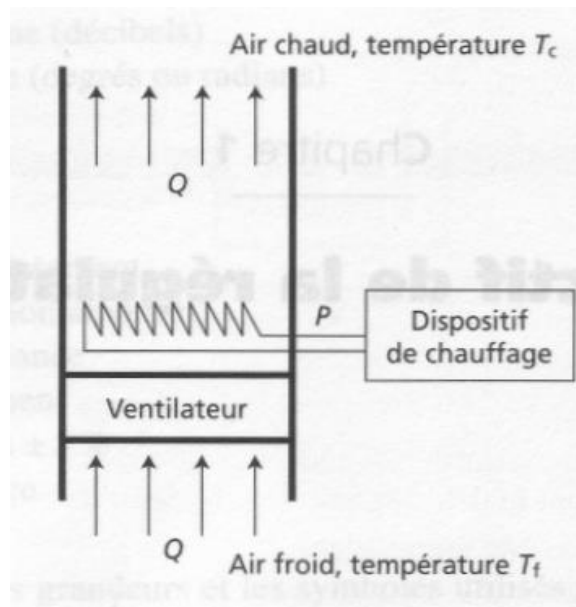


Figure I.12. Aérotherme

La grandeur à maîtriser est la température T . Les grandeurs incidentes sur la température sont le débit de l'air Q , la température T_1 et la puissance électrique P . Le procédé « aérotherme » peut alors se représenter selon la figure suivant :

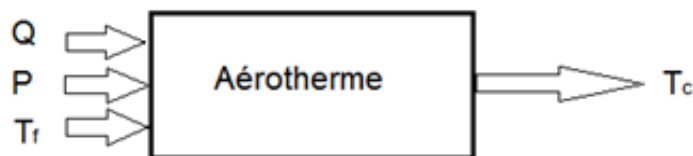


Figure I.13. représentation de l'Aérotherme

Afin de rendre compte du sens de l'influence des grandeurs incidentes, le schéma représentant le procédé peut être détaillé. Si le débit Q augmente (ou diminue) alors la température T a tendance à diminuer (ou à augmenter). La variation de la température T_1 a également un effet

opposé à la variation de la température T . Par contre la variation de puissance électrique P provoque une variation de la température T dans un même sens. Le schéma de la figure I.13 prend en compte cela.

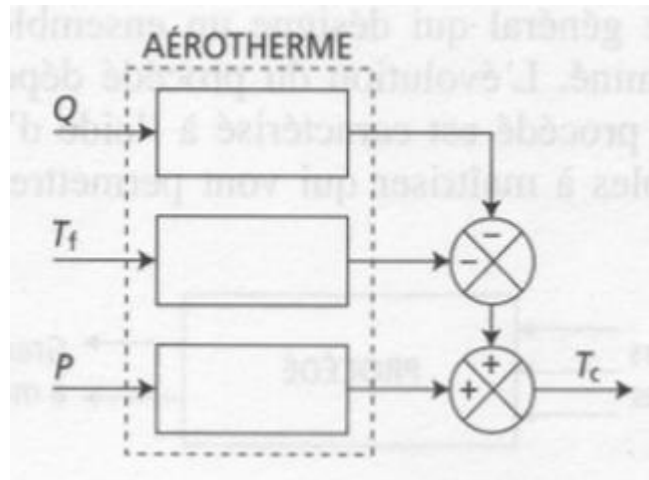


Figure I.13.représentation détaillée de l'Aérotherme

Exemple 2 : Mélangeur de lait et de chocolat (figure I.14). Afin de fabriquer industriellement du lait chocolaté, on mélange du chocolat à du lait. On souhaite contrôler la qualité du mélange obtenu à partir d'une analyse donnant la concentration en chocolat. Le niveau permet de connaître le volume dans le mélangeur.

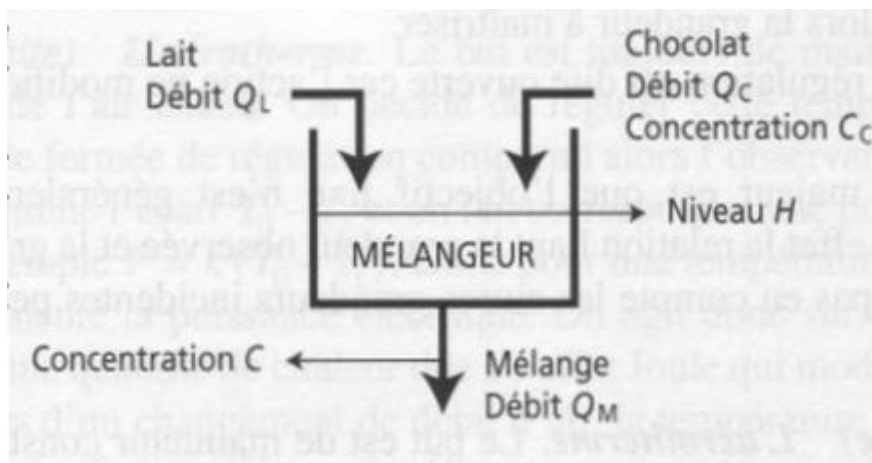


Figure I.14. Mélangeur de lait et de chocolat

Les grandeurs à maîtriser sont le niveau H et la concentration C . Les grandeurs incidentes sur le niveau sont le débit de lait Q_L , le débit de chocolat Q_C , le débit du mélange Q_M .

Les grandeurs incidentes sur la concentration C du mélange sont le débit de lait Q_L , le débit de chocolat et la concentration C_C en chocolat. Le procédé «mélangeur» ayant deux grandeurs à maîtriser H et C , on le représente par deux schémas (figure I.15).

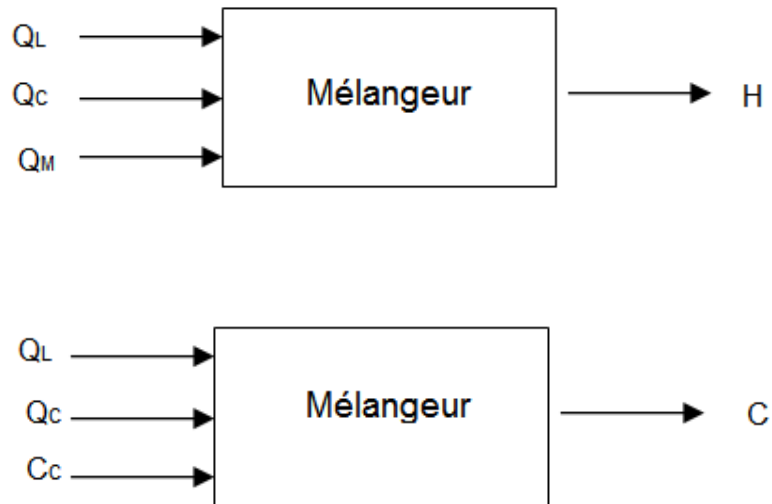


Figure I.15. Représentation du procédé mélangeur.

I.3.1.2 Chaîne d'une régulation

Afin d'obtenir le fonctionnement désiré, la régulation doit agir en Continu sur le procédé. Pour cela il faut observer la grandeur à maîtriser (observation), comparer cette grandeur à celle désirée et déterminer l'action à entreprendre (réflexion) puis agir sur une ou plusieurs grandeurs incidentes du procédé (action). On obtient alors une chaîne de régulation (figure I.16).

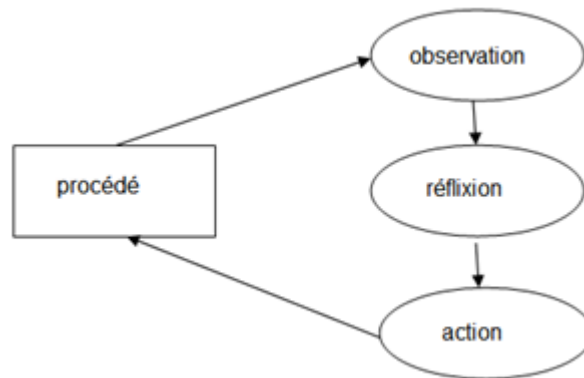


Figure I.17. Chaîne de régulation

I.3.1.3 Chaîne ouverte de régulation

L'observation n'est pas celle de la grandeur à maîtriser mais celle d'une grandeur incidente. La réflexion est l'étape où la commande prend en compte une relation préétablie entre la grandeur observée et la grandeur incidente sur laquelle on agit. L'action modifie alors la grandeur à maîtriser.

Cette chaîne de régulation est dite ouverte car l'action ne modifie pas la grandeur observée.

L'inconvénient majeur est que l'objectif fixé n'est généralement pas atteint

complètement. En effet la relation liant la grandeur observée et la grandeur incidente réglant ne prend pas en compte les autres grandeurs incidentes perturbant la grandeur maîtriser.

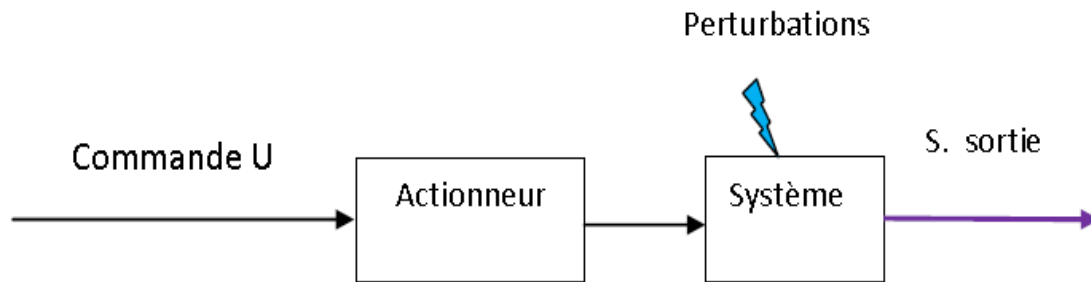


Figure I.18. Chaîne ouverte de régulation

I.3.1.4 Chaîne fermée de régulation

L'observation se porte sur la grandeur à maîtriser. L'étape de réflexion détermine l'écart entre la grandeur observée et la grandeur à maîtriser, En fonction de cet écart et des règles d'évolution fixées, on en déduit l'action à entreprendre. L'action modifie la grandeur incidente réglant et donc la grandeur à maîtriser.

Cette chaîne de régulation est dite fermée car l'action modifie la grandeur observée. L'avantage d'une chaîne fermée est qu'une variation de la grandeur observée entraîne une variation de l'action ; l'objectif fixé peut alors être atteint.

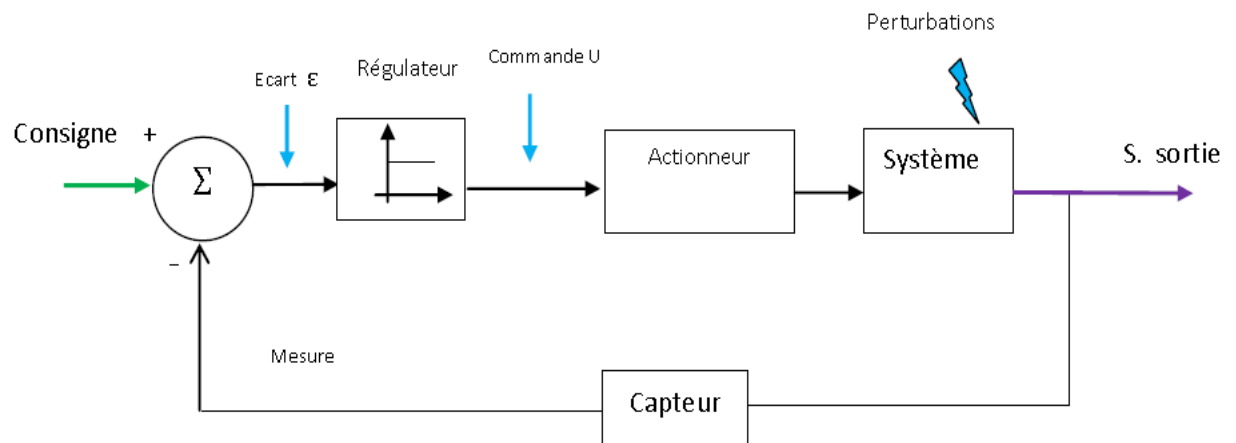


Figure I.19. Chaîne fermée de régulation

I.3.2 Types de régulation industrielle

Il y'a plusieurs types de régulation industrielle possibles telles que :

1. **TOR** : Tout Ou Rien (ON-OFF Control).
2. **MLI** : Modulation de la Largeur d'Impulsion (PWM) avec PID.
3. **PID** : Continue Proportionnelle, Intégrateur, Dérivateur.
4. **FUZZY** : Continue PID avec l'introduction de la logique floue.
5. **MULTI-BOUCLES** : Maître Esclave, Cascade, Rapport.
6. **NUMERIQUE** : Modèle de référence.

Cette science est utilisée au début du XX^{ème} siècle, dans le domaine de gisement et d'exploitation en domaine pétrolier, navigation et ensuite en aviation et dans les industries des armes de pointes.

Et suite aux progrès considérables dans les domaines de l'électronique et de l'informatique industriel, la régulation est introduite dans les procédés de fabrication automatisés, pour maîtriser et asservir plusieurs grandeurs physiques par exemple : Température [C], Débit [m^3/h], Pression [bar], Niveau [mm], Humidité [%], Vitesse [tr/min], PH [10^{-7}], Position [°], Distance[m], Force [N], Poids [Kg]...

De nos jours, quasiment toutes les industries, appareillages électroménagers et engins de transport utilisent forcément l'asservissement et la régulation. [7]

La régulation industrielle touche à plusieurs industries à savoir :

- * Alimentaires, Agroalimentaires, Pharmaceutiques, Médicales
- * Pétrochimiques, Chimiques, Parapharmaceutiques, Textiles, chaussures
- * Traitement des eaux, Tabac, Papeteries, Automobile
- * Energies, transformations des matières brutes, Manufactures, Usinages

La régulation regroupe l'ensemble des techniques utilisées visant à maintenir constante une grandeur physique appelée **grandeur réglée** a une valeur désirée appelée **consigne** Soumise à des **Perturbations** en agissant sur une autre grandeur physique appelée **grandeur réglant** pour un minimum **d'écart** possible et le plus **rapidement** possible (Économie d'énergie) sans **déstabilisée** la réponse (qualité du produit).

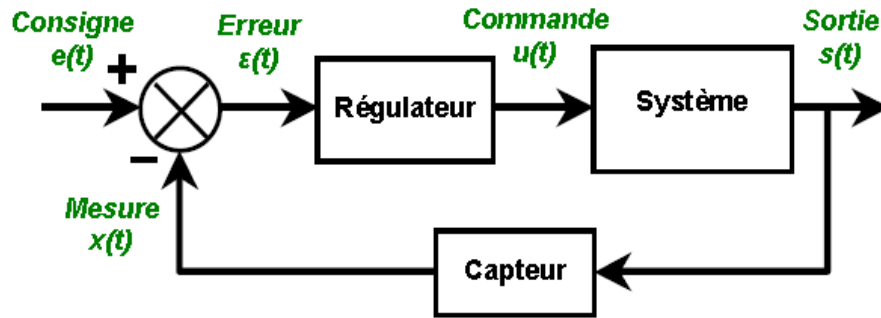


Figure I.20. Schéma général d'une boucle de régulation

Des exemples de la vie courante :

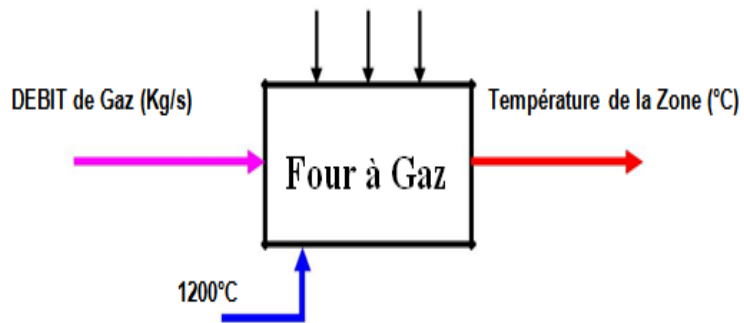


Figure I.21. Four à Gaz

Chauffer un Local

Cas d'un system à une seule entré et une seule sortie :

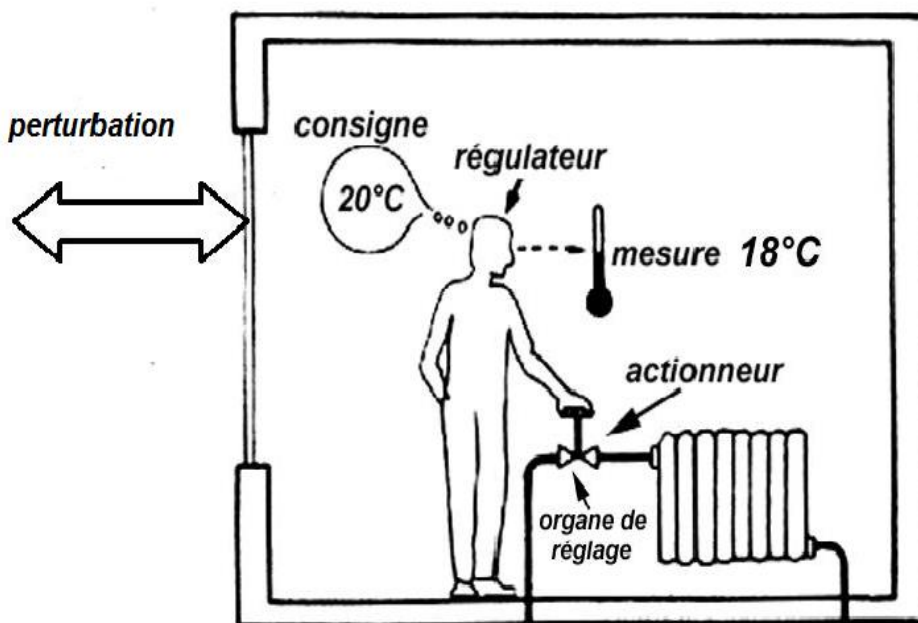


Figure I.22. Un system à une seule entré et une seule sortie

Entrées	Sorties	Perturbations	Organes de réglage
* Débit d'eau chaude	*T° local	* T° eau chaude * Pression eau chaude * T° ambiante * Echange avec l'extérieur	* vanne d'arrivée d'eau chaude

Tableau I.1. Chauffer un Local

Conduire une voiture

Cas d'un système à deux entrées et une seule sortie :

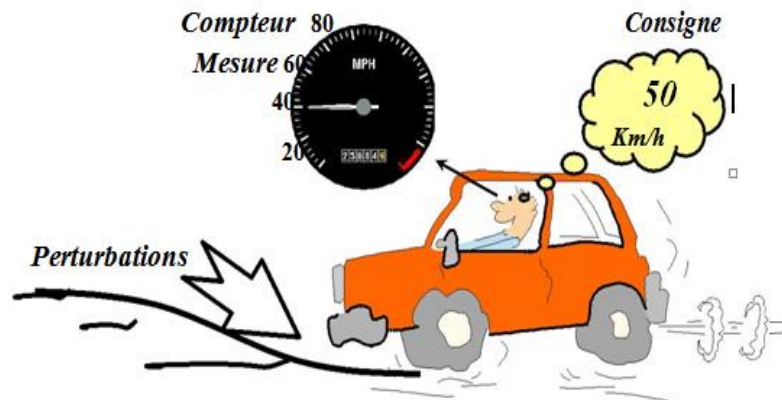


Figure I.23. Un système à deux entrées et une seule sortie

Entrées	Sorties	Perturbations	Organes de réglage
* vitesse rotation moteur * pression de freinage	* Vitesse linéaire de déplacement	* vitesse du vent * direction du vent * pentes et virage	* accélérateur * frein

Tableau I.2. Conduire une voiture

I.4 Modèle et modélisation

I.4.1 Définition

Un modèle est une représentation ou simplification de la réalité d'un système (physique, électrique ou mécanique ...etc.) par des équations mathématiques (*modèle mathématique*).

Exemple 1 : Le pendule est un système physique composé par une masse suspendue à un fil tendu de longueur l et soumise à l'action de la pesanteur.

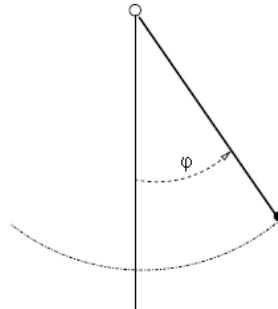


Figure I.24. Pendule

Un modèle mathématique simple qui est souvent utilisé pour décrire le système pour des petites oscillations autour de l'origine est :

$$\ddot{\varphi}(t) = -\omega^2 \varphi(t) \quad (\text{I.15})$$

Où φ est le déplacement angulaire, $\omega^2 = g/l$, et g est l'accélération de la gravité.

Exemple 2 : Modélisation de la machine DC :

a- Modélisation de la partie électrique :

La partie électrique du moteur peut être simplifiée au schéma suivant :

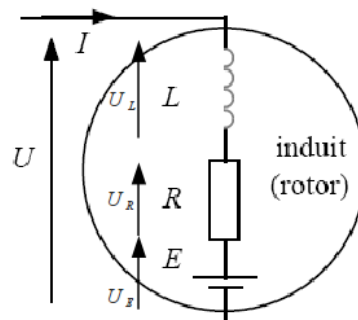


Figure I.25. La partie électrique du moteur

Où

I est le courant traversant l'induit (A);

U est la tension aux bornes de l'induit (V);

L est l'inductance des enroulements du moteur (h);

R est la résistance électrique interne du moteur (Ohm);

E est la force contre-électromotrice (symbolisé par un générateur);

U_L , U_R et U_E sont les tensions aux bornes de l'inductance, de la résistance et de la FCEM.

Les équations électriques sont :

$$U(t) = U_L(t) + U_R(t) + U_E(t) = L \frac{dI(t)}{dt} + RI(t) + U_E(t) \quad (I.16)$$

$U_E(t) = K_E \cdot \omega(t)$ où K_E est la constante de force électromotrice qui relie cette FCEM à la vitesse de rotation de l'arbre moteur $\omega(t)$.

b- Modélisation de la partie mécanique :

Le modèle mécanique simplifié consiste à représenter le rotor par un volant d'inertie J soumis à :

- un couple moteur C_m provenant du champ magnétique tel que $C_m = K_c \cdot I(t)$ où K_c est la constante de couple;
- un couple de frottement C_f proportionnel à la vitesse de rotation du rotor tel que $C_f = f \cdot \omega(t)$ où f est le coefficient de frottement visqueux.

Le principe fondamental de la dynamique (seconde loi de Newton) appliqué à un solide en rotation permet d'écrire :

$$c_m - c_f = J \frac{d\omega(t)}{dt} \Rightarrow K_c I(t) - f \omega(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (I.17)$$

I.4.2 La transformation de Laplace

I.4.2.1 But

L'usage fait ici de la transformée de Laplace me peut mieux se comparer qu'à celui fait jadis des logarithmes. Avant l'arrivée des calculatrices et ordinateurs, la multiplication de deux nombres avec nombreux chiffres significatifs était longue et fastidieuse, avec de nombreux risques d'erreur. Pour effectuer le produit de deux nombres A et B. on préférait rechercher dans une table de logarithmes les valeurs de log A et log B On effectuait la somme des logarithmes. L'opération somme étant dans les logarithmes l'opération correspondant au produit. Il suffisait alors de lire sur la table l'antilogarithme de cette somme pour obtenir le résultat du produit. Un "détour" par les logarithmes permettait de remplacer une opération difficile : un produit, par une simple : une somme On utilisera ici le "détour" par la transformé de Laplace pour s'épargner de fastidieux calculs intégral-différentiels. [8]

I.4.2.2 Définition

Considérant une fonction réelle d'une variable réelle $s(t)$ telle que $s(t) = 0$ pour $t < 0$, on définit sa transformée de Laplace $L(s)$ comme la fonction S de la variable complexe p telle que :

$$S(p) = \int_0^{+\infty} S(t) e^{-pt} dt \quad (I.18)$$

La fonction $S(p)$ est une fonction complexe d'une variable complexe p (avec $p = \tau + j\omega$).

La transformée de Laplace d'une fonction $s(t)$ n'existe pas dans tous les cas : il est nécessaire que l'intégrale ci-dessus converge. On démontre que cette convergence est vérifiée si la partie réelle τ de la variable p est supérieure à une valeur donnée α appelée seuil de convergence.

D'une manière plus générale, la transformation de Laplace est une application de l'espace des fonctions du temps (nulles pour $t < 0$) vers l'espace des fonctions complexes d'une variable complexe. La fonction $s(t)$ s'appelle l'original de $S(p)$, ou encore sa transformée inverse.

I.4.2.3 Propriétés fondamentales de la transformation de Laplace

Les propriétés qui suivent sont fondamentales car elles permettent de calculer facilement (sans utiliser la définition de la transformation de Laplace) les transformées de Laplace de certains signaux.

Remarque : Nous verrons plus loin que la connaissance de ces quelques propriétés d'une part et d'une dizaine de transformées de Laplace usuelles, d'autre part, permet de déduire pratiquement n'importe quelle transformée de Laplace.

A Linéarité

La linéarité de la transformation de Laplace résulte naturellement de la linéarité de l'intégration. Il s'agit là, malgré des apparences de simplicité, d'une des propriétés les plus importantes :

$$L [af + bg] = aL [f] + bL [g]$$

En particulier :

$$L [f + g] = L [f] + L [g]$$

Et :

$$L [kf] = kL [f]$$

B Transformée de Laplace d'une dérivée

Soit $f(t)$ une fonction du temps. Soit $F(p)$ sa transformée de Laplace. On montre que la transformée de Laplace de sa dérivée première se calcule simplement en fonction de $F(p)$:

$$\frac{df}{dt} \rightarrow pF(p) - f(0)$$

De même, la transformée de Laplace de sa dérivée $n^{\text{ème}}$ est :

$$\frac{d^n f}{dt^n} \rightarrow p^n F(p) - \sum_{k=n+1}^{2n} (p^{2n-k} (\frac{d^{k-n-1} f}{dt^{k-n-1}}(0))) \quad (\text{I.19})$$

Par exemple :

$$\frac{d^2 f}{dt^2} \rightarrow p^2 F(p) - pf(0) - f'(0)$$

Une première constatation s'impose en observant ces expressions : la transformation de Laplace transforme l'opérateur dérivation en un opérateur arithmétique. Il faut noter que l'on retrouve dans ces expressions les conditions initiales, c'est-à-dire les valeurs en $t = 0$ des dérivées successives d'ordres inférieurs à l'ordre de dérivation considéré.

Remarque : Dans le cas où ces conditions initiales sont nulles, ce qui est *a priori* très souvent le cas, on peut retenir simplement les relations suivantes :

$$\frac{df}{dt} \rightarrow pF(p) ; \frac{d^n f}{dt^n} \rightarrow p^n F(p) \quad (\text{I.20})$$

C Théorème du retard

Considérons la fonction $f(t - \tau)$, autrement dit la fonction $f(t)$ à laquelle on a fait subir un changement d'origine des temps (figure II.1), autrement dit un retard d'un temps τ .

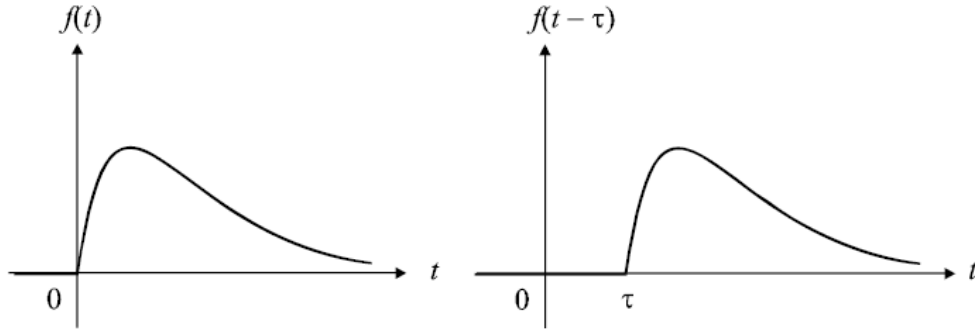


Figure I.26. Représentation temporelle d'un signal retardé.

Calculons-la transformée de Laplace de cette fonction, On a :

$$f(t) \rightarrow F(p) = \int_0^{+\infty} f(t)e^{-pt} dt$$

Effectuons dans cette intégrale le changement de variable $u = t + \tau$:

$$F(p) = \int_{\tau}^{+\infty} f(u - \tau)e^{-p(u-\tau)} du$$

En remarquant que la fonction $f(u - \tau)$ est nulle pour $t < \tau$, on peut, sans changer la valeur de l'intégrale, lui choisir une borne d'intégration inférieure plus faible que τ :

$$F(p) = \int_0^{+\infty} f(u - \tau)e^{-p(u-\tau)} du$$

$$F(p) = \int_0^{+\infty} e^{p\tau} f(u - \tau)e^{-pu} du$$

$$F(p) = e^{p\tau} \int_0^{+\infty} f(u - \tau)e^{-pu} du \quad (\text{I.21})$$

Par définition $\int_0^{+\infty} f(u - \tau)e^{-pu} du$ est la transformée de Laplace de $f(t - \tau)$.

$$\text{D'où : } f(t - \tau) \rightarrow F(p) e^{-p\tau}$$

Cette relation constitue le théorème du retard qui permet de calculer la transformée de Laplace d'une fonction retardée d'un temps τ si l'on connaît la transformée de Laplace de la fonction non retardée.

I.4.2.3.1 Théorème de la valeur initiale

Considérons-la transformée de Laplace $F(p)$ d'une fonction $f(t)$:

$$F(p) = \int_0^{+\infty} f(t)e^{-pt} dt$$

La transformée de Laplace de la dérivée de $f(t)$ est :

$$\frac{df}{dt} \rightarrow \int_0^{+\infty} \dot{f}(t)e^{-pt} dt = pF(p) - f(0)$$

Lorsque $p \rightarrow +\infty$, on a $e^{-pt} \rightarrow 0$, donc : $pF(p) - f(0) \rightarrow 0$

Nous retiendrons :

$$f(0^+) = \lim_{p \rightarrow +\infty} [pF(p)] \quad (\text{I.22})$$

Ceci constitue le théorème de la valeur initiale qui permet d'obtenir une expression de la valeur de f au voisinage de 0 par valeur supérieure en fonction de sa transformée de Laplace.

D Théorème de la valeur finale

Encore plus utile que le théorème précédent, le théorème de la valeur finale permet de calculer la limite quand t tend vers l'infini d'une fonction temporelle $f(t)$ en connaissant uniquement sa transformée de Laplace :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} [f(t)] = \lim_{p \rightarrow 0} [pF(p)] \quad (\text{I.23})$$

E Propriétés diverses

Sans être fondamentales, les trois propriétés suivantes peuvent s'avérer utiles lors du calcul de certaines transformées de Laplace :

$$e^{-at} f(t) \rightarrow F(p + a) \quad (\text{I.24})$$

$$tf(t) \rightarrow -\frac{dF}{dp}$$

$$\frac{f(t)}{t} \rightarrow \int_0^{+\infty} F(p) dp$$

I.4.2.4 Transformées de Laplace de quelques signaux usuels

I.4.2.4.1 Échelon unité

L'échelon unité (figure II.2) est la fonction $u(t)$ telle que $u(t) = 0$ pour $t < 0$ et $u(t) = 1$ pour $t \geq 0$.

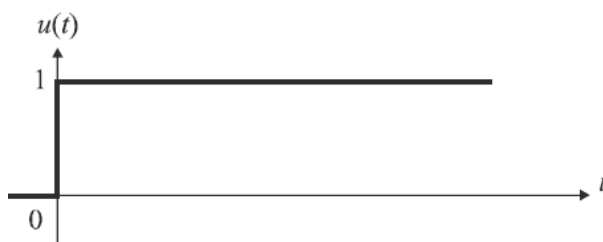


Figure I.27. Échelon unité

On a alors :

$$u(t) \rightarrow U(p) = \frac{1}{p} \quad (\text{I.25})$$

Compte tenu de la linéarité de la transformée de Laplace, tout échelon (non unitaire), d'amplitude A , aura pour transformée de Laplace :

$$f(t) = Au(t) \rightarrow F(p) = \frac{A}{p}$$

I.4.2.4.2 Rampe ou échelon de vitesse

Il s'agit en réalité de l'intégrale de la fonction $u(t)$ précédente. On la note en général $v(t)$. Elle est nulle pour t négatif et est égale à t pour t positif ou nul (figure II.3).

On peut écrire : $v(t) = tu(t)$

On a évidemment :

$$V(p) = \frac{U(p)}{p} = \frac{1}{p^2} \quad (\text{I.26})$$

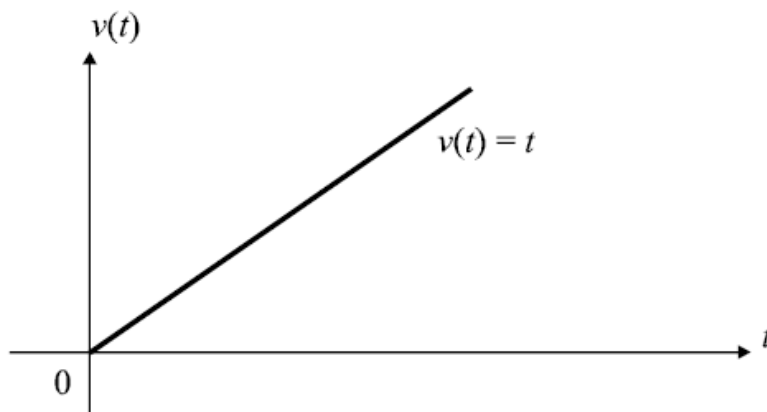


Figure I.28. Rampe

Compte tenu de la linéarité de la transformée de Laplace, toute rampe de type $s(t) = kt$

(Pour t positif) aura pour transformée de Laplace :

$$s(t) = kt \rightarrow S(p) = \frac{k}{p^2}$$

I.4.2.4.3 Impulsion unitaire

En dérivant cette fois la fonction $u(t)$, on obtient une fonction habituellement notée $\delta(t)$ et appelée impulsion unitaire ou impulsion de Dirac. Il s'agit en théorie d'une fonction nulle pour tout t sauf pour $t = 0$ où elle a une valeur infinie. L'aire comprise entre la courbe représentative de cette fonction $\delta(t)$ et l'axe des t vaut 1.

Le schéma de la figure II.4 donne une idée de cette impulsion en faisant tendre le paramètre ϵ vers 0.



Figure I.29. Modèle de l'impulsion de Dirac.

On a alors : $\delta(t) \rightarrow \Delta(p) = 1$ (I.27)

I.4.2.4.4 Signal sinusoïdal

On considère un signal $s(t)$ nul pour $t < 0$ et valant $s(t) = \sin(\omega t + \varphi)$ pour $t \geq 0$.

On a alors :

$$s(p) = \frac{p \sin \varphi + \omega \cos \varphi}{p^2 + \omega^2}$$

On retiendra essentiellement les deux résultats suivants :

Pour $s(t) = \sin(\omega t)$

$$s(p) = \frac{\omega}{p^2 + \omega^2} \quad (\text{I.28})$$

Et pour $s(t) = \cos(\omega t)$

$$s(p) = \frac{p}{p^2 + \omega^2} \quad (\text{I.29})$$

I.4.2.4.5 Signaux quelconques

Face à un signal quelconque, on peut certes entreprendre le calcul direct de la transformée de Laplace. Ce calcul peut parfois être relativement délicat. On peut aussi se référer à une table de transformées de Laplace telle que celle fournie en annexe A.

Les tables ne contiennent peut-être pas directement la fonction qui nous intéresse, mais les propriétés fondamentales et la linéarité de la transformation permettent la plupart du temps de se ramener à des compositions simples.

Ceci est notamment très utile lorsque l'on cherche l'original d'une fonction $F(p)$ et que celle-ci se présente sous la forme d'une fraction rationnelle. Il faudra alors penser à la décomposer en éléments simples qui seront facilement identifiables dans la table.

I.4.3 Fonction de transfert d'un système

I.4.3.1 Définition

Considérons un système linéaire quelconque possédant une entrée $e(t)$ et une sortie $s(t)$.

On suppose qu'il est régi par une équation différentielle de degré n :

$$a_n \frac{d^n s}{dt^n} + \dots + a_1 \frac{ds}{dt} + a_0 s(t) = b_m \frac{d^m e}{dt^m} + \dots + b_1 \frac{de}{dt} + b_0 e(t)$$

Si nous appliquons la transformation de Laplace aux deux membres de cette équation, tout en supposant nulles les différentes conditions initiales, il vient :

$$a_n p^n S(p) + \dots + a_1 p S(p) + a_0 S(p) = b_m p^m E(p) + \dots + b_1 p E(p) + b_0 E(p)$$

Soit :

$$[a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0] S(p) = [b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0] E(p)$$

D'où :

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0} \quad (\text{I.30})$$

Cette fraction rationnelle de deux polynômes de la variable complexe p est appelée fonction de transfert du système et communément notée :

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)}$$

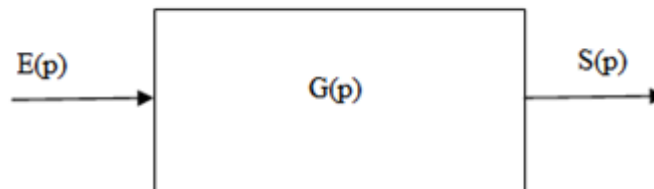


Figure I.30. Fonction de transfert $G(p)$

Comme cette fonction est une fraction rationnelle de deux polynômes en p , il est possible de factoriser ces deux polynômes dans le corps des complexes. On obtient :

$$G(p) = \frac{b_m (p - z_m)(p - z_{m-1}) \dots (p - z_1)}{a_m (p - p_m)(p - p_{m-1}) \dots (p - p_1)}$$

Les racines Z_i qui annulent le numérateur sont appelés les zéros de la fonction de transfert. Les racines P_i qui annulent son dénominateur sont les pôles de la fonction de transfert. Ces paramètres peuvent être complexes ou réels. Nous verrons plus loin que l'étude, le signe ou l'appartenance à l'ensemble des réels de ces pôles ou zéros, jouent des rôles très importants dans l'étude des systèmes.

I.4.3.2 Mise en cascade de deux systèmes

Sur le schéma de la figure II.6, nous avons placé deux systèmes en cascade, respectivement de fonction de transfert $G_1(p)$ et $G_2(p)$.

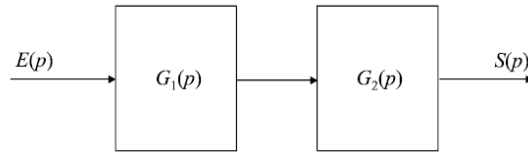


Figure I.31. Mise en cascade de deux systèmes

À la condition expresse que la mise en cascade ne perturbe pas le fonctionnement du système situé en amont, la fonction de transfert globale du système composé des deux éléments a pour expression :

$$\mathbf{G(p) = G_1(p)G_2(p)} \quad (\text{I.31})$$

Il convient donc d'être particulièrement vigilant avant d'utiliser cette propriété, notamment pour les systèmes électriques qui, en règle générale, sont affectés par la présence d'une charge à leur sortie.

I.4.3.3 Original d'une fonction de transfert

Bien qu'une fonction de transfert $G(p)$ ne soit pas, à proprement parler, la transformée de Laplace d'un signal, on peut calculer sa transformée inverse $g(t)$ que l'on appelle l'original de la fonction de transfert.

Le principal intérêt de ce concept réside dans le fait que si on injecte une impulsion de Dirac dans un système de fonction de transfert $G(p)$, le signal de sortie $s(t)$ sera égal à $g(t)$. En effet, si $E(p) = 1$, on a : $S(p) = G(p)$

La réponse impulsionnelle d'un système est donc l'original de sa fonction de transfert. Cette propriété (bien que dans la réalité il soit impossible de construire une impulsion de Dirac parfaite), joue un rôle important dans l'identification des systèmes.

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu la notion de système et leur performance, ensuite on vu la définition d'un système asservis et les types de régulateurs industriels, poursuite on définir la modélisation et la fonction de transfert des systèmes asservis. Dans le chapitre suivant, nous allons identifier les propriétés d'un régulateur plus utilisé dans l'industrie (PID)

Chapitre II

LES REGULATEURS PID

II.1 Introduction

Suite au développement sans cesse croissant de l'informatique, les méthodes d'optimisation connaissent de nos jours un essor considérable.

D'autre part, les contrôleurs de type PID se révèlent suffisants pour résoudre un grand nombre de problèmes de contrôle et ce, particulièrement lorsque la dynamique du système est bénigne et que les exigences en termes de performances sont modestes.

A ce propos, une étude de 1993, rapporte que sur plus de 2000 boucles de régulation, 95 % de celles-ci utilisaient des structures de type PID, la majorité de ces dernières étant en fait de type PI. Seulement 20 % de ces boucles de régulation fonctionnèrent correctement. Une des causes majeures de ces faibles performances consistait en un mauvais choix des paramètres du régulateur. Malgré l'emploi étendu du contrôleur PI, il n'existe pas de méthode de design universellement acceptée. Anciennement, les contrôleurs de type PID étaient réglés de manière empirique, par exemple par les méthodes décrites par Ziegler et par Nichols (1942).

Ces méthodes étaient basées sur la détermination de quelques caractéristiques de la dynamique du système. Les paramètres du contrôleur étaient alors exprimés en terme de ces caractéristiques par des formules simples. Ces méthodes, bien que nécessitant peu d'information sur le système, comportent un inconvénient de taille, à savoir [9], le système en boucle fermée présente un très faible amortissement, typiquement $\zeta \cong 0, 2$ [10].

II.2 Le régulateur PID

II.2.1 Définition

Le régulateur PID, appelé aussi correcteur PID (proportionnel, intégrateur, dérivateur) est un système de contrôle, il est constitué d'un comparateur pour observer l'écart (erreur) entre la mesure et la consigne, et d'un correcteur dont l'algorithme permet d'obtenir une loi d'évolution de la mesure du procédé conforme au cahier des charges. Il permettant d'effectuer un asservissement en boucle fermée d'un système industriel ou « procédé ».

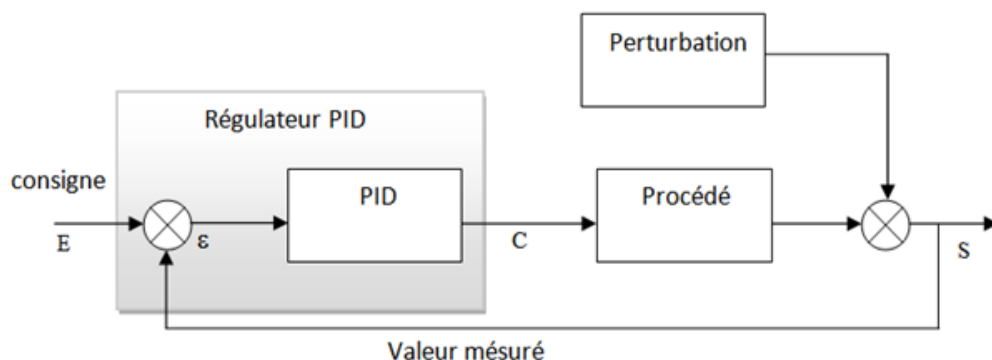


Figure II.1. Asservissement par un régulateur PID

S signal de mesure, E consigne (valeur entrée ou signal), et ε signal d'écart (ou d'erreur $e(t)$) sont exprimés dans la même unité. Le signal C élaboré par le régulateur est le signal de commande.

Rappelle : l'erreur statique est la valeur définie entre la consigne d'entré et la valeur mesurée.

II.2.2 Régulateur à action proportionnel (P)

Le régulateur à action proportionnelle, ou régulateur P, a une action simple, puisqu'il construit une commande k_p proportionnelle à l'erreur $e(t)$. Ou l'erreur est virtuellement amplifiée d'un certain gain constant qu'il conviendra de déterminer en fonction du système.

$$C(t) = k_p \cdot e(t) \tag{II.1}$$

Ce qui en Laplace donne :

$$C(p) = k_p \cdot e(p) \tag{II.2}$$

L'idée étant d'augmenter l'effet de l'erreur sur le système afin que celui-ci réagisse plus rapidement aux changements de consignes. Plus la valeur de k_p est grande, plus la réponse l'est aussi. la stabilité du système s'en trouve détériorée et dans le cas d'un k_p démesuré le système peut même diverger.

Si l'on prend l'exemple d'un système de 1^{er} ordre avec des différentes valeurs du gain k_p .

Remarque: Nous pouvons utiliser la lettre S à la place de lettre P.

=>P forme français .

=> S forme américaine .

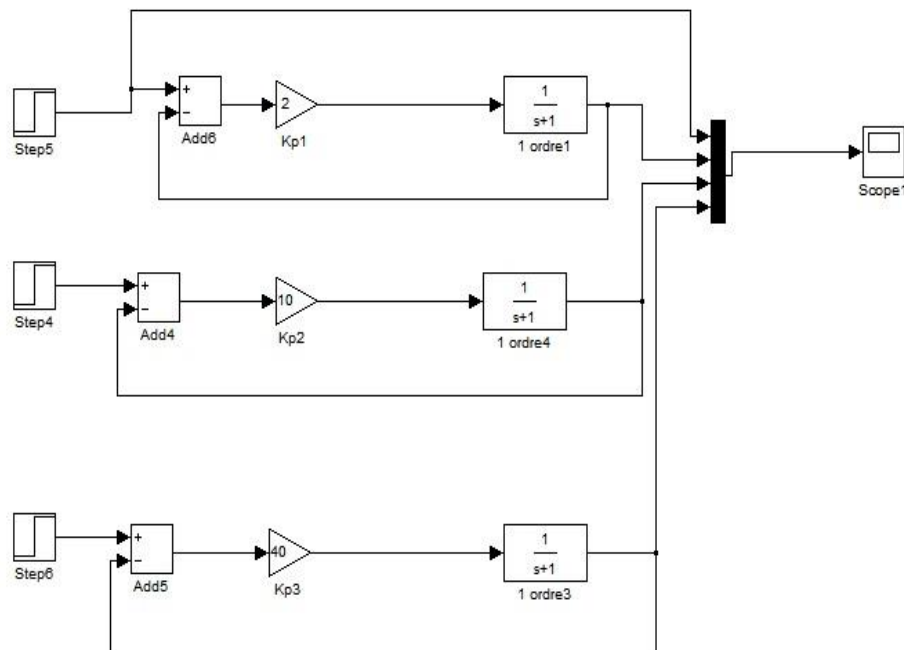


Figure II.2. Schéma bloc du système de 1^{er} ordre avec des valeurs différentes de k_p

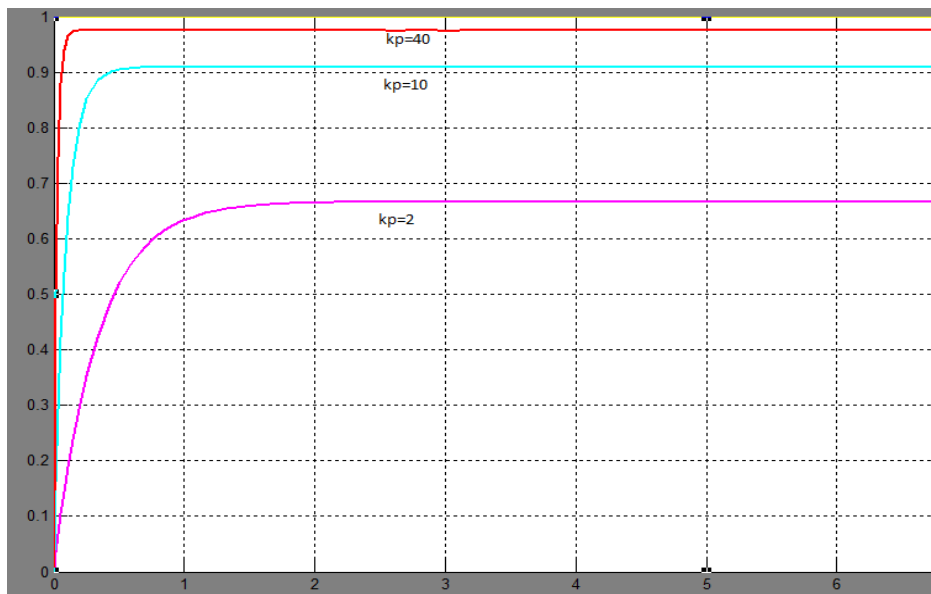


Figure II.3. La réponse du système avec k_p

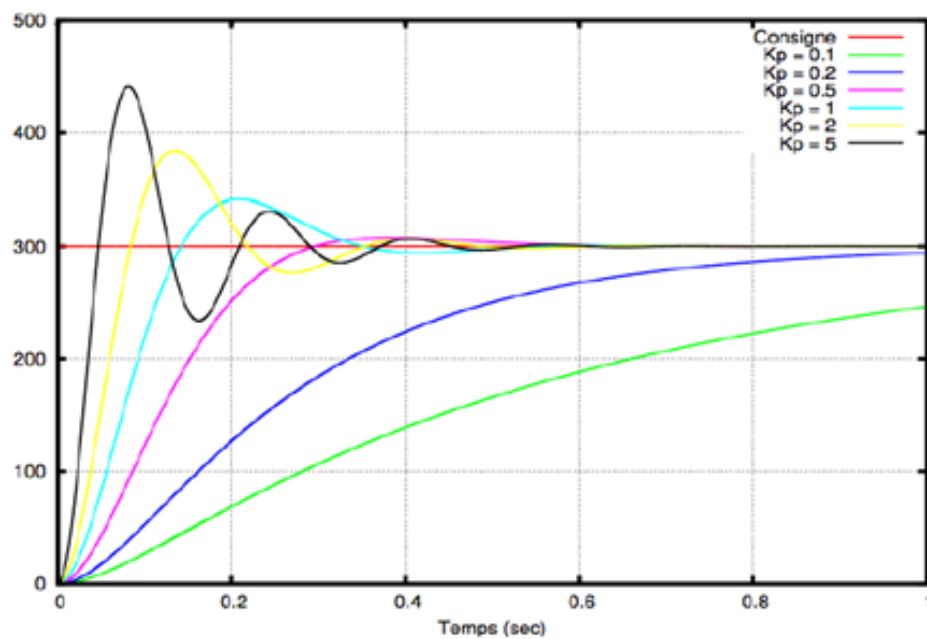


Figure II.4. Modélisation sous Matlab de la réponse à un échelon dans un asservissement en position.

Remarque : on observe que si le gain k_p augmenté, l'erreur statique et le temps de réponse sont diminuée et le dépassement aussi augmenté.

II.2.3 Régulateur à action intégrale (I)

Les exemples des asservissements vus précédemment ont montré qu'un système, même contre-réaction par un régulateur P, pouvait présenter une erreur permanente en régime permanent

constant. Cette erreur intervenant alors que les signaux d'entrée (consigne ou perturbation) sont constants, on la désigne par erreur statique.

Pour remédier au problème du statisme la solution consiste à intégrer l'erreur, la loi de commande est de la forme :

$$C(t) = k_i \cdot \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau = \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Ou } k_i = \frac{1}{T_i}$$

Ce qui en Laplace donne :

$$C(p) = k_i \cdot \frac{e(p)}{p} = \frac{1}{T_i \cdot p} \cdot e(p) \quad (\text{II.4})$$

La constante de temps T_i exprimée souvent en unité de temps est appelée la constante de temps d'intégration.

Si l'on prend l'exemple d'un système de 1^{er} ordre avec des différentes valeurs du gain k_i .

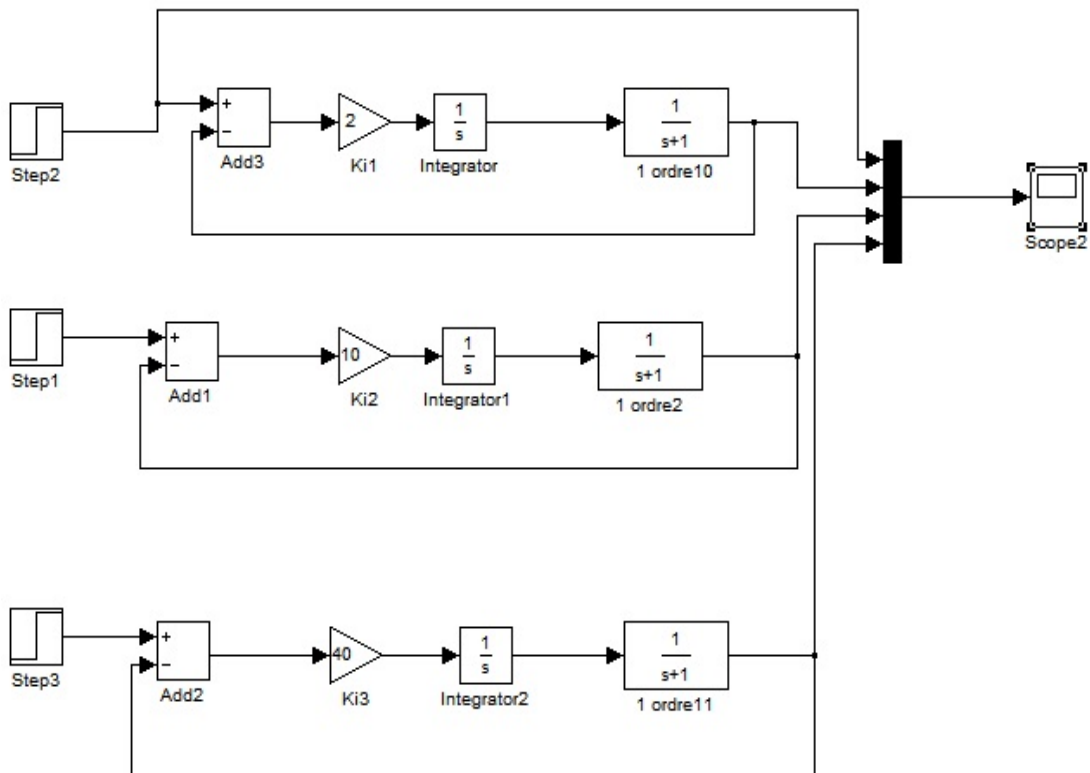


Figure II.5. Schéma bloc du système de 1^{er} ordre avec des différentes valeurs de k_i

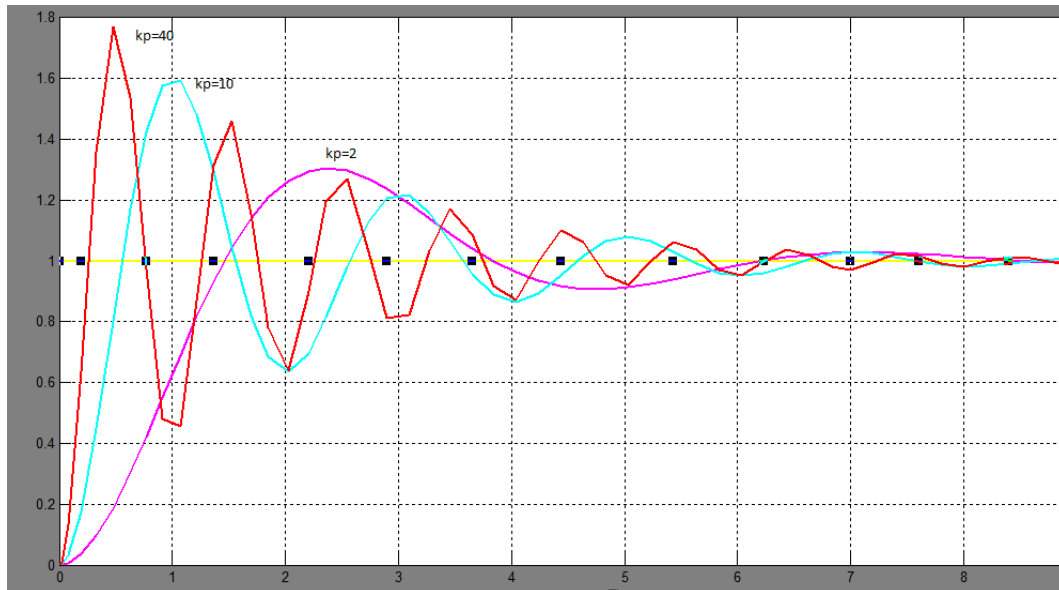


Figure II.6. La réponse du système avec k_i

Remarque : on observe que si on augmente le gain k_i (diminue la constante de temps d'intégration T_i), l'erreur statique est nulle en régime permanent quelle que soit cette valeur, Et il fait un peu changement de dépassement, plus la stabilité se dégrade, et accélère la réponse.

Dans l'industrie, on utilisera l'action I chaque fois qu'on a besoin, pour des raisons technologiques, d'avoir une précision parfaite.

Exemple : la régulation de la pression ou de la température dans un réacteur nucléaire.

II.2.4 Régulateur à action dérivée (D)

Pourquoi pouvons-nous avoir besoin d'un terme dérivé ?

Et bien, le contrôle P et I peut amener à un dépassement de la consigne, ce qui n'est pas toujours très souhaitable (exemple d'inversion de polarité dans le cas des moteurs électriques). Le terme dérivé permet de limiter cela. Lorsque le système s'approche de la consigne, ce terme freine le système en appliquant une action dans le sens opposé et permet ainsi une stabilisation plus rapide.

La loi de la commande est de la forme :

$$C(t) = k_d \cdot \frac{d e(t)}{dt} = T_d \cdot \frac{d e(t)}{dt} \quad (\text{II.5})$$

Soit d'après la transformée de Laplace :

$$C(p) = k_d \cdot P \cdot e(p) = T_d \cdot P \cdot e(p) \quad (\text{II.6})$$

Où

$k_d = T_d$ La constante de temps d'action dérivée notée T_d exprimée en seconde.

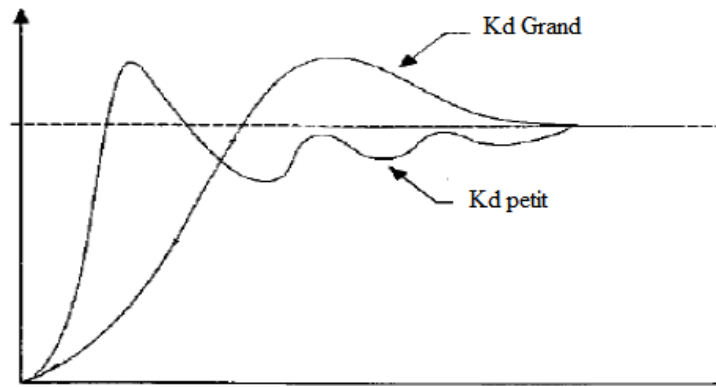


Figure II.7. Réponse d'un système avec un dérivateur

Remarque : on observe que si nous augmentons le gain k_d le temps de réponse est diminué et le dépassement est réduit, et par un excès d'action dérivée qui peut conduire à l'instabilité du système bouclé.

Pour déstabiliser Si vous avez un système comme une boucle de température très lent, les utilisateurs ont tendance à mettre beaucoup de dériver là parce qu'ils n'aiment pas le dépassement," dit-il. [12]

II.2.5 Régulateur PI

Au contrôle proportionnel, nous pouvons ajouter l'intégration de l'erreur. Dans ce cas nous obtenons une régulation PI (proportionnelle et intégrée).

La loi de commande est de la forme :

$$C(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{II.7})$$

Soit d'après la transformée de Laplace :

$$C(p) = k_p \cdot e(p) + k_i \cdot \frac{e(p)}{p} \quad (\text{II.8})$$

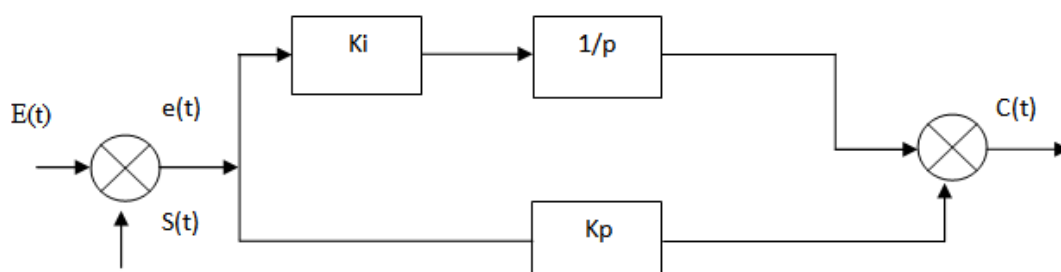


Figure II.8. Asservissement par régulateur PI.

Pourquoi a-t-on besoin de rajouter cette fonctionnalité à notre organe de contrôle ?

Et bien, lors d'un simple contrôle proportionnel, il subsiste une erreur statique. Lorsque le système s'approche de sa consigne, l'erreur n'est plus assez grande pour faire avancer le moteur. Le terme intégral permet ainsi de compenser l'erreur statique et fournit, par conséquent, un système plus stable en régime permanent. Plus k_i est élevé, plus l'erreur statique est corrigée.

Pour reprendre l'exemple de la voiture qui dérive, le terme intégral consiste à rajouter un petit Coup de contre braquage afin de se rétablir correctement.

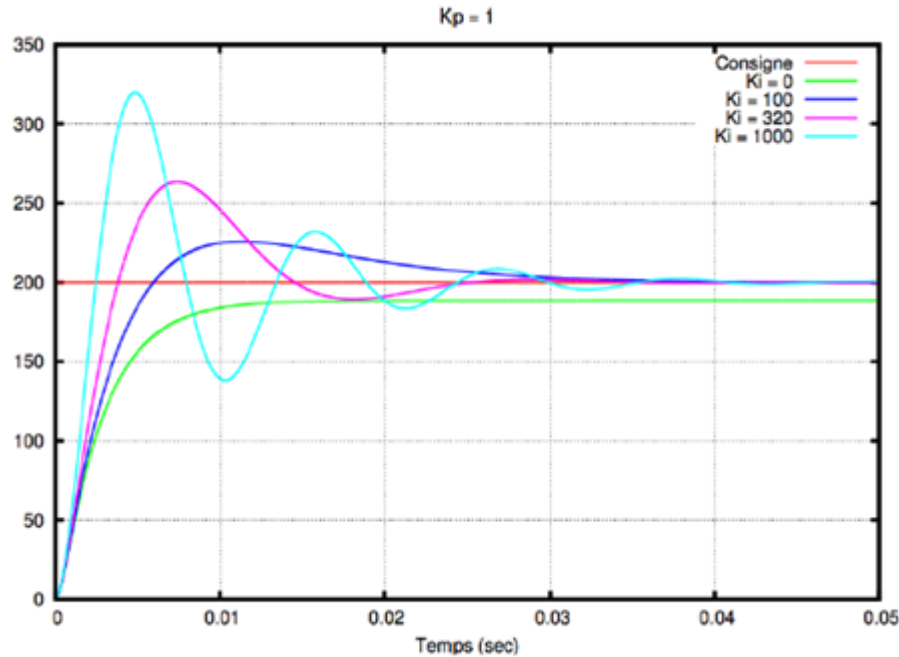


Figure II.9. Modélisation sous Matlab de la réponse à un échelon dans un asservissement en vitesse

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

II.2.6 Régulateur PD

On notera que l'action D ne permettant pas la transmission d'un signal constant, elle doit donc toujours s'accompagner au moins d'une action P en parallèle.

La loi de commande est de la forme :

$$C(t) = k_p \cdot e(t) + k_d \cdot \frac{d e(t)}{dt} \quad (\text{II.9})$$

Soit d'après la transformée de Laplace :

$$C(p) = k_p \cdot e(p) + k_d \cdot P \cdot e(p) \quad (\text{II.10})$$

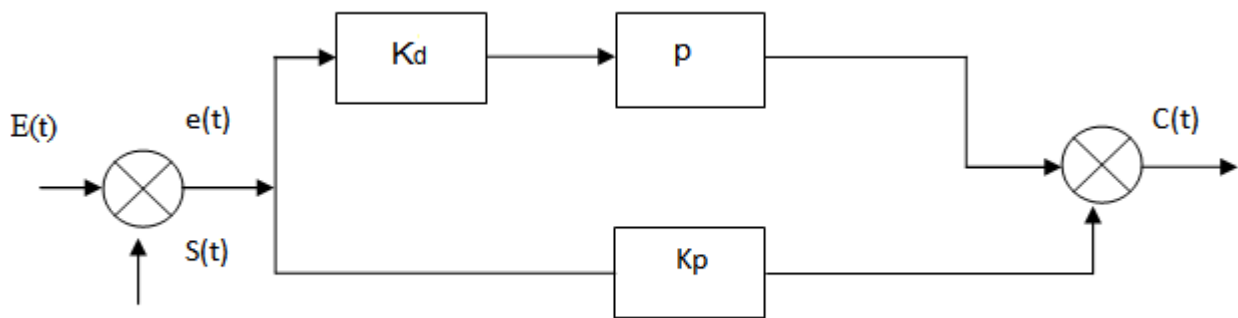


Figure II.10. Asservissement par régulateur PD.

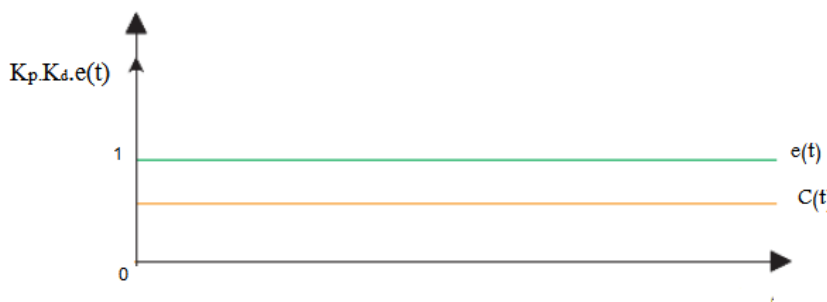


Figure II.11. Réponse indicielle du régulateur PD

Régulateur PD effet stabilisant et amélioration de la rapidité mais il a des Inconvénients de sensibilité aux bruits et précision statique.

II.2.7 Régulateur Proportionnel Intégrateur Dérivé PID

PID est un régulateur qui support des trois actions P, I et D. il caractérise par réunir les effets positifs des trois correcteurs de base (Proportionnel, Intégrateur et Dérivateur). Avantage de terme I, il permet l'annulation d'une erreur statique tout en autorisant avantage de l'action D des performances de rapidité à celles d'un régulateur PI.

La loi de commande est de la forme :

$$C(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau + k_d \cdot \frac{d e(t)}{dt} \tag{II.11}$$

Soit d'après la transformée de Laplace :

$$C(p) = k_p \cdot e(p) + k_i \cdot \frac{e(p)}{p} + k_d \cdot P \cdot e(p) \tag{II.12}$$

II.2.7.1 Les différentes structures du PID

II.2.7.1.1 La structure parallèle

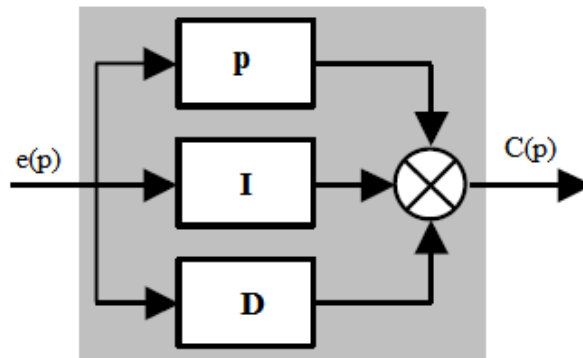


Figure II.12. La structure parallèle

La loi de commande est de la forme :

$$C(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau + k_d \cdot \frac{d e(t)}{dt}$$

Soit d'après la transformée de Laplace :

$$C(p) = k_p \cdot e(p) + k_i \cdot \frac{e(p)}{p} + k_d \cdot P \cdot e(p)$$

C'est la structure la plus utile dans l'industrie.

II.2.7.1.2 La structure mixte

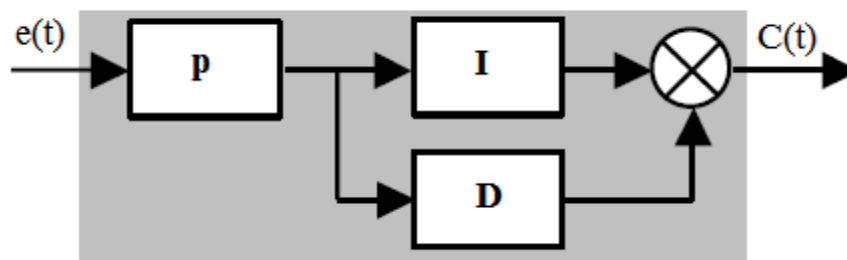


Figure II.13. La structure mixte

Soit d'après la transformée de Laplace, La loi de commande est de la forme :

$$C(p) = k_p \cdot e(p) \cdot [k_i \cdot \frac{1}{p} + k_d \cdot P] \quad (\text{II.13})$$

II.2.7.1.3 La structure série

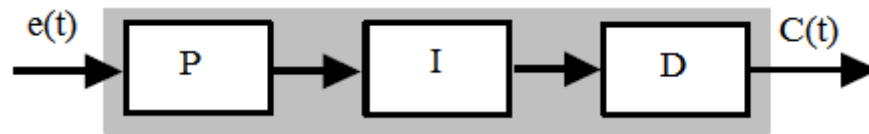


Figure II.14. La structure mixte

Soit d’après la transformée de Laplace, La loi de commande est de la forme :

$$C(p) = e(p).k_p . [k_i . \frac{1}{p}] . [k_d . P] \tag{II.14}$$

II.2.7.2 Schéma bloc

Le schéma bloc du system avec des différentes structures de PID, On prend un exemple du système de 3^{ème} ordre de la fonction de transfert suivant :

$$F(p) = \frac{6}{p^3+6p^2+11p+6} \tag{II.15}$$

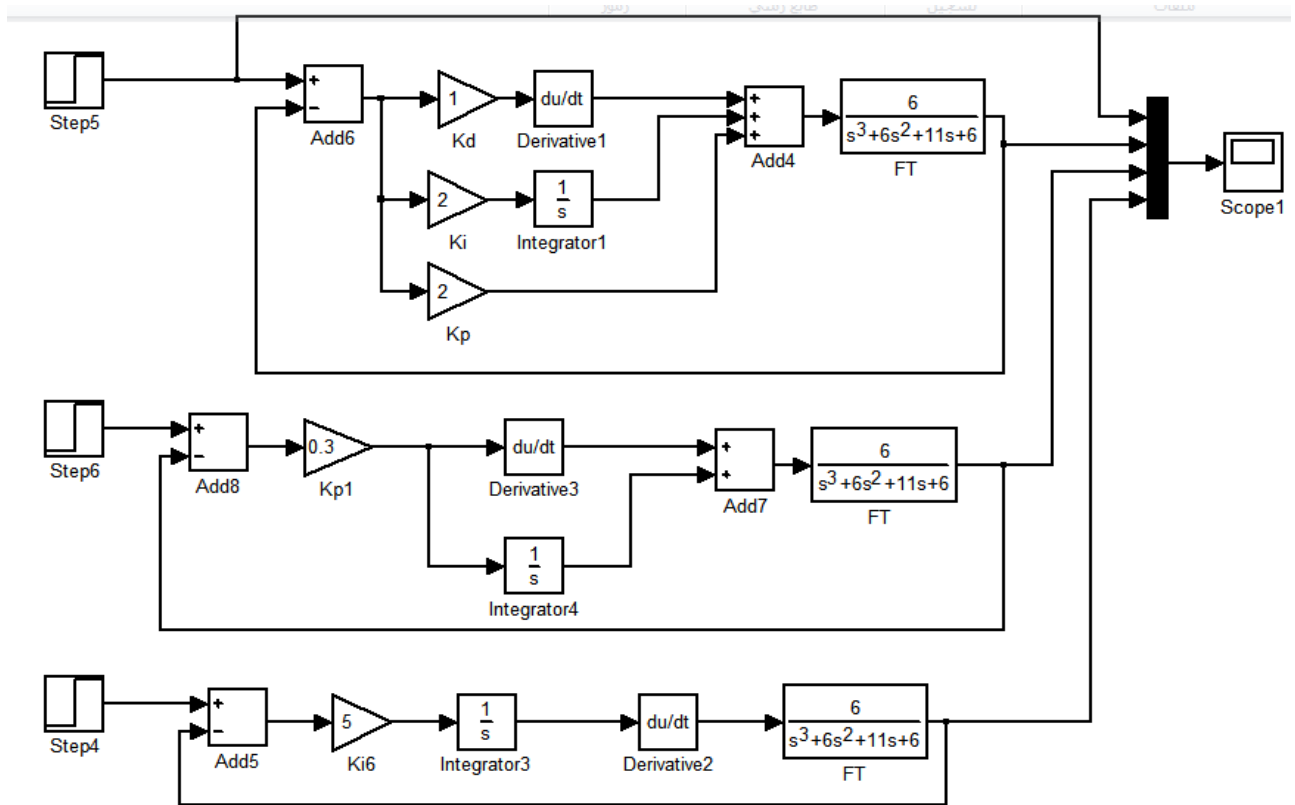


Figure II.15. Schéma bloc de système de 3^{ème} ordre commandé par les différentes structures de PID

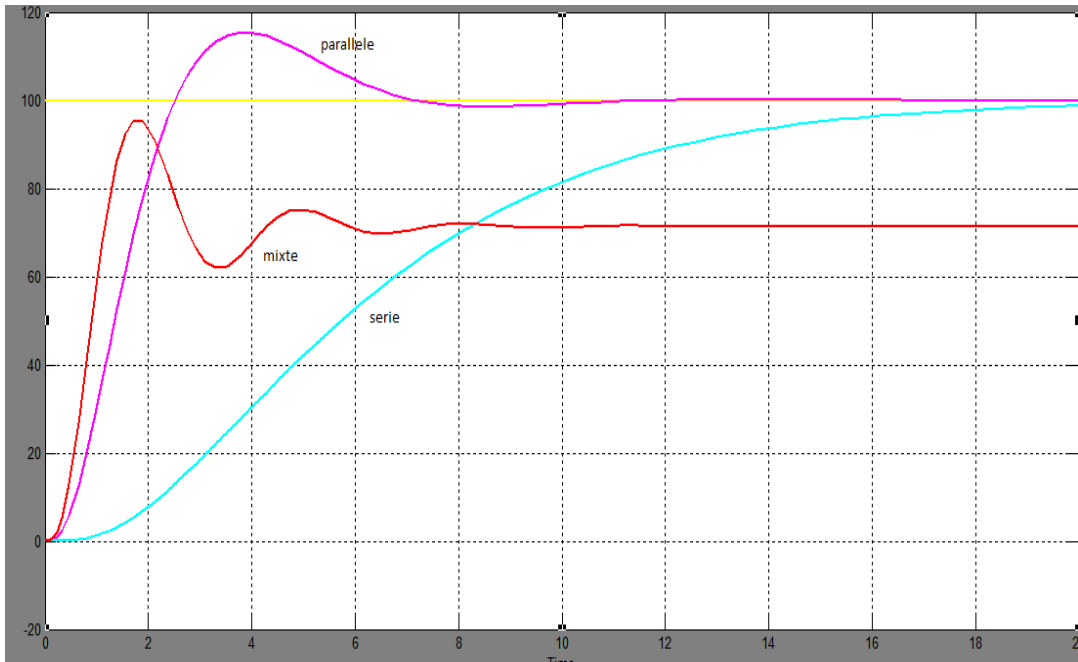


Figure II.16. La réponse du système de 3^{eme} ordre commandé par PID

Remarque : on observe que la meilleure réponse est la réponse de la structure parallèle.

On a un autre réponse d'un système avec tous les autres régulateurs précédents :

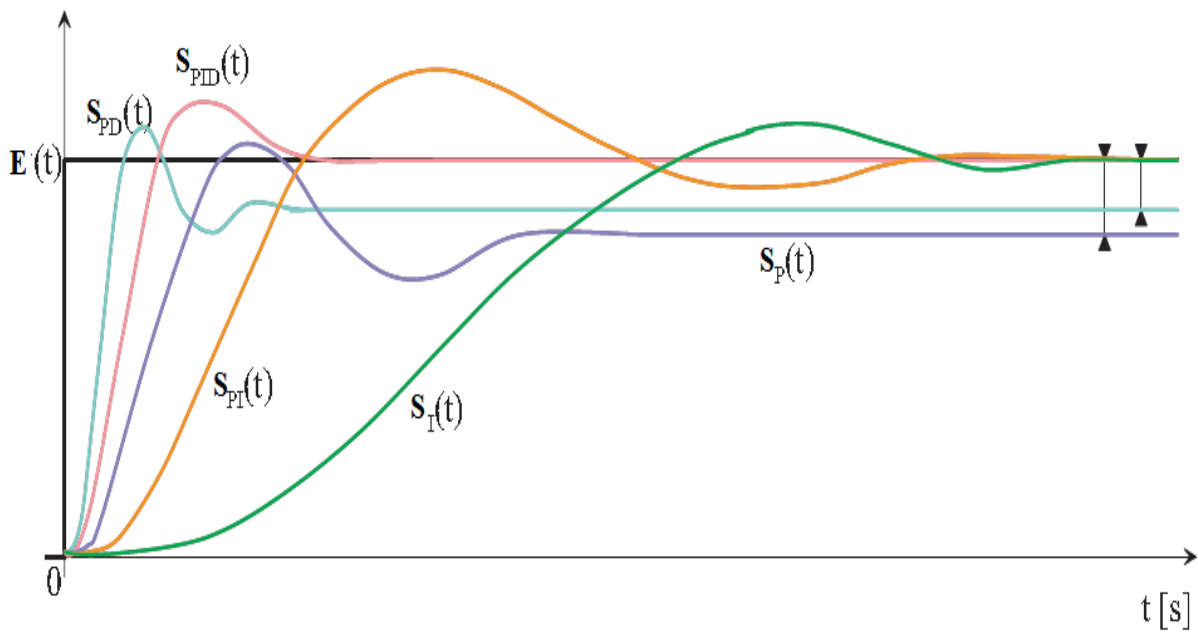


Figure II.17. Réponse d'un système avec tous les autres régulateurs

II.2.7.3 Synthèse sur les actions PID

On résume les avantages et les limitations des actions de base des régulateurs PID :

action	avantages	désavantages
P	Action instantanée	Ne permet pas d'annuler une erreur statique mais permet de la réduire
I	Annule l'erreur statique	Action lente Ralentit le système (effet déstabilisant)
D	Action très dynamique Améliore la stabilité Détruit la rapidité	Sensibilité aux bruits Forte sollicitation de l'organe de commande

Tableau II.1. Synthèse sur les actions PID

Augmentation de	Stabilité	Précision	Rapidité
k_p	Diminue	Augmente	Augmente
T_i	Augmente	Pas d'influence	Diminue
T_d	Augmente	Pas d'influence	Diminue

Tableau II.2. Tableau d'influence de PID

II.3 Réglage

Un critère de réglage d'une boucle de régulation doit permettre de répondre au plus grand nombre de contraintes exigées par le cahier des charges du procédé à réguler.

Les besoins en régulation ou asservissement étant très variés, de nombreuses stratégies de réglage d'une boucle sont possibles. Les exigences du cahier des charges sont décrites soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel. Le critère de réglage est alors fixé à partir soit de la forme de la réponse temporelle souhaitée pour un type d'excitation à l'entrée (par exemple la consigne est un échelon de position), soit à partir des marges de stabilité (marges de gain et de phase. Facteur de résonance). Le critère précision est, bien entendu, intrinsèquement lié à celui du réglage.

Le bon réglage est celui qui répondra au meilleur compromis global du cahier des charges.

II.3.1 Réglage par critère temporel

Il s'agit d'obtenir, en chaîne fermée, une réponse temporelle bien définie pour une excitation d'entrée imposée. Généralement on désire, pour une variation de la consigne en échelon de position, soit une réponse du premier ordre, soit une réponse du deuxième ordre apériodique ou périodique

amortie. Cela correspond en pratique à écrire un modèle pour la fonction de transfert en chaîne fermée.

L'avantage essentiel d'imposer une certaine fonction de transfert en chaîne fermée est de garantir un degré de stabilité mais aussi un bon compromis entre précision et rapidité.

Attention cependant ! Les fonctions de transfert perturbatrices n'ayant pas été prises en compte lors de l'élaboration du correcteur, leurs influences sur la forme de la Courbe de réponse ne sont pas connues.

II.3.2 Méthode de Ziegler et Nichols

II.3.2.1 Première définition

John G. Ziegler et Nathaniel B. Nichols Instruments Taylor (maintenant partie de ABB Instrumentation à Rochester, NY) a abordé cette question en 1942 quand ils ont publié deux techniques boucle de réglage qui restent populaire à ce jour. [13]

Cette ou techniques méthode est la plus connue des méthodes pratiques de Réglage des boucles de régulation. Elle s'applique aussi bien à un procédé auto réglant qu'à un procédé intégrateur, condition néanmoins qu'il soit possible de le mettre en pompage (oscillations juste entretenues). L'avantage de cette méthode est qu'il n'y a pas besoin de connaître la fonction de transfert du procédé et que le réglage se fait directement sur le site en chaîne fermée.

Après avoir porté la mesure près du point de consigne désiré (manuellement ou automatiquement avec des valeurs « neutres » des paramètres PID), le régulateur est réglé en action proportionnelle seule. Le gain G_r est alors augmenté progressivement jusqu'à obtention du pompage sans que l'organe réglant ne soit jamais en saturation. Le gain critique G_{rc} du régulateur est le plus petit gain qui permet l'entretien des oscillations. La période d'oscillation T_{osc} est mesurée sur l'enregistrement (figure II.21).[6]

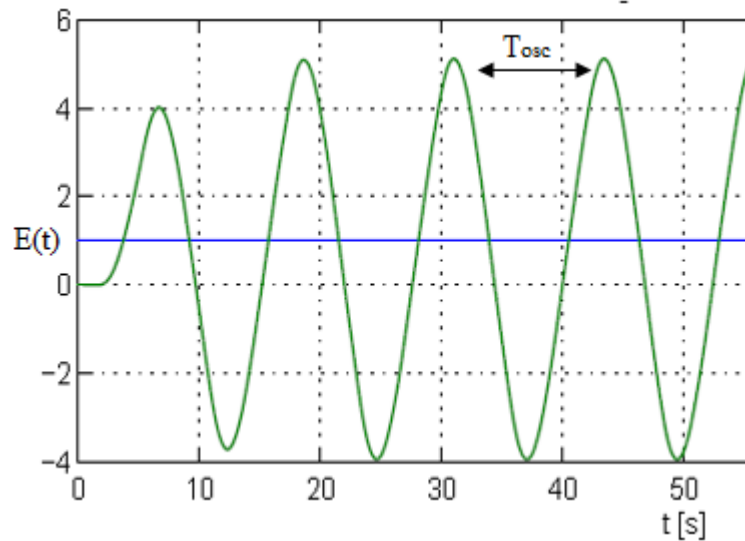


Figure II.18. Mise en oscillations juste entretenues d'un système.

II.3.2.2 Deuxième définition

La méthode empirique de Ziegler-Nichols est très répandue dans l'industrie ou chez les automaticiens pour régler les correcteurs de ce type de chaîne. Elle a l'avantage de ne pas nécessiter de modélisation précise du système asservi, mais se contente d'essais expérimentaux, ce qui rend cette méthode très simple.

On fixe k_i et k_d à 0 et on augmente le gain du correcteur proportionnel pur k_p jusqu'à obtenir des oscillations persistantes. On mesure alors G_{rc} le gain du correcteur proportionnel à la juste oscillation, et T_{osc} la période des oscillations. [14]

II.3.2.3 Réglage pratique

Les réglages préconisés par Ziegler et Nichols, en fonction de la structure du régulateur utilisé, sont donnés dans le tableau II.3. Ces réglages conduisent à un réglage assez dur, c'est-à-dire à une réponse indicielle d'asservissement où le premier dépassement D_1 est d'environ 30% à 40 %.

Ces valeurs peuvent ne pas convenir au cahier des charges, le premier dépassement D_1 pouvant être trop important ; il faut alors légèrement modifier ces réglages (par exemple en diminuant G_r).

	P	PI	PI parallèle	PID Série	PID Parallèle	PID Mixte
k_p	$\frac{G_r}{2}$	$\frac{G_r}{2,2}$	$\frac{G_r}{2,2}$	$\frac{G_r}{3,3}$	$\frac{G_r}{1,7}$	$\frac{G_r}{1,7}$
T_i	L'annulée, sinon T_i au maximum	$\frac{T_{osc}}{1,2}$	$\frac{T_{osc}}{G_r}$	$\frac{T_{osc}}{4}$	$\frac{T_{osc}}{G_r}$	$\frac{T_{osc}}{2}$
T_d	0	0	0	$\frac{T_{osc}}{4}$	$\frac{T_{osc} \cdot G_r}{13,3}$	$\frac{T_{osc}}{8}$

Tableau II.3. Réglages préconisés par Ziegler et Nichols.

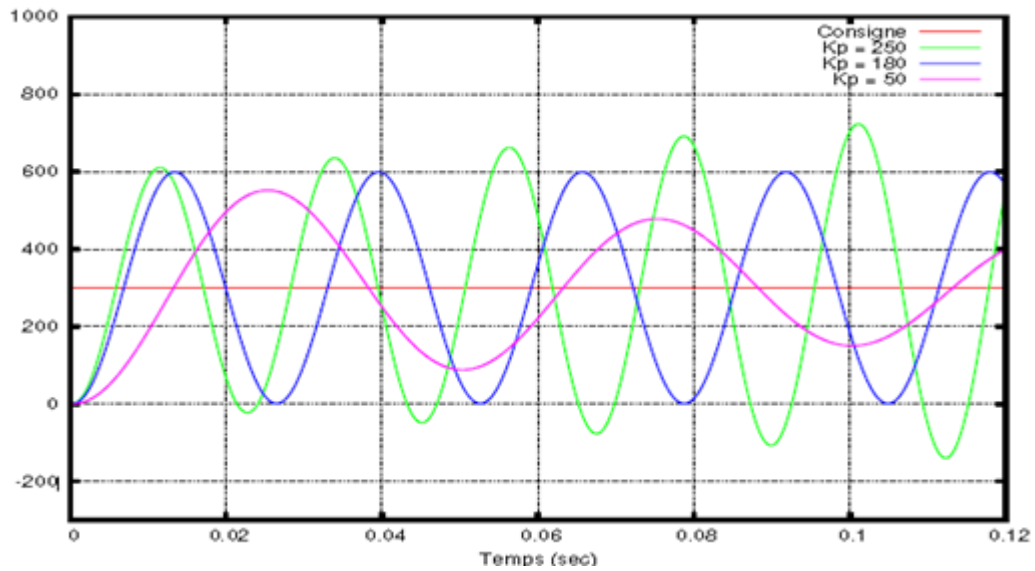


Figure II.19. Modélisation sous Matlab montrant l'apparition d'oscillations dans un asservissement en position de type P

C'est un exemple de réponse d'un système commandé par PID avec une structure mixte, La méthode de Ziegler-Nichols indique alors des valeurs des coefficients permettant d'obtenir un bon compromis entre précision, rapidité et stabilité.

$$k_p = \frac{G_r}{1,7}$$

$$T_i = \frac{T_{osc}}{2}$$

$$T_d = \frac{T_{osc}}{8}$$

Remarque : il y a des plusieurs méthodes de réglage pour trouver les meilleurs coefficients k_p , k_i et k_d comme Réglage PID par modèle de référence, Réglage de Naslin, Réglage d'une régulation

qualitative optimale (RQO), dans le but d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation. L'objectif est d'être robuste, rapide et précis tout en limitant les dépassements.

Pour plus information voir [Patrick Prouvost. 2010. Automatique control et régulation. 2^{ème}ED.p164.p165.p167].

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une idée générale sur les systèmes asservis par les régulateurs PID. L'action associée au régulateur PID permet une régulation optimale en associant les avantages de chaque action : la composante "P" réagit à l'apparition d'un écart de réglage, la composante "I" élimine l'erreur statique et la composante "D" diminue le dépassement. Dans un régulateur PID, il existe plusieurs façons d'associer les paramètres P, I et D. En effet, le régulateur PID peut avoir une structure série, parallèle ou mixte. Il existe de nombreuses méthodes utilisées pour déterminer les paramètres du régulateur PID, mais nous avons vu une seule méthode, méthode de Ziegler et Nichols. Ce type de régulateur est le plus utilisé en milieu industriel.

Chapitre III

LA LOGIQUE FLOUE

III.1 Introduction

Les connaissances sur lesquelles se base le raisonnement humain sont presque toujours entachées d'une quantité d'incertitudes et d'imprécisions, cette caractéristique est en réalité inhérente à l'homme et au monde puisqu'aucun de nos sens, ni de nos instruments de mesures, ne nous permet de décrire avec justesse et certitude ce que nous percevons du monde extérieur.

En systémique l'être humain est considéré comme un système à part entière, dont le raisonnement gère très bien les données imparfaites, et ce malgré la complexité et la diversité des situations rencontrées, ces performances ont retenues l'intérêt de certains chercheurs en théorie des systèmes dans les années 60, dont le fondateur de la logique floue, Lotfi Zadeh.

Notre objectif consiste à concevoir un système d'aide au diagnostique qui prend en charge ces imperfections sans modifier ni occulter la réalité sur les choses, les personnes et les pensées environnantes, en essayant de se rapprocher le plus possible des raisonnements que nous faisons tous les jours et qui vont des tâches les plus anodines aux décisions les plus conséquentes. [15]

III.1.1 Historique de la logique floue

III.1.1.1 Apparition de la logique floue

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé « Ensembles flous » (Fuzzy sets). Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques.[16]

III.1.1.2 Premières applications

Parallèlement, certains chercheurs se sont penchés sur la résolution par logique floue de problèmes réputés difficiles. Ainsi en 1975, le professeur Mamdani à Londres développe une stratégie pour le contrôle des procédés et présente les résultats très encourageants qu'il a obtenus sur la conduite d'un moteur à vapeur. En 1978, la société danoise F.L.Smidth réalise le contrôle d'un four à ciment. C'est là la première véritable application industrielle de la logique floue. [16]

III.1.1.3 Essor

A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser largement la logique floue dans des produits industriels et de consommation pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.[17]

A la fin des années 1980, c'est d'un véritable boum qu'il faut parler. Les produits grand public, machines à laver, appareils photographiques et autres caméscopes estampillés « fuzzy logic » ne se comptent plus. Dans l'industrie, le traitement des eaux, les grues portuaires, les métros, les systèmes de ventilation et de climatisation sont touchés.

Enfin, des applications existent dans des domaines très différents tels que la finance ou le diagnostic médical.

A partir de 1990, c'est en Allemagne que des applications apparaissent en grand nombre ainsi qu'à une moindre échelle aux USA. Enfin en France, la logique floue devient aujourd'hui une réalité.

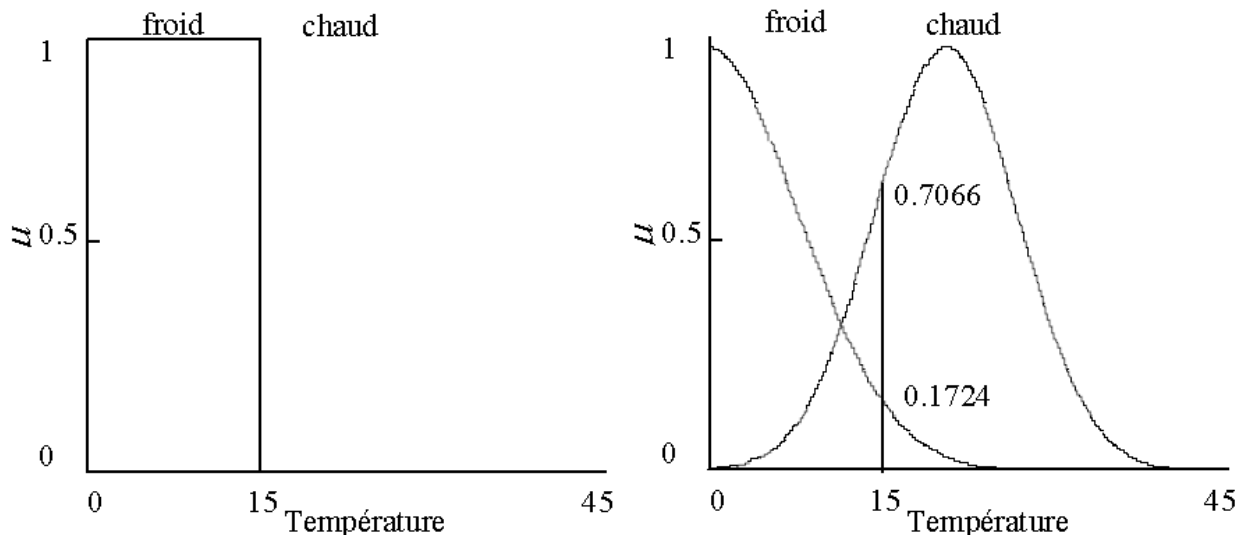
III.1.2 Logique classique et logique floue

Dans le cadre de la logique classique, une proposition est soit vraie, soit fausse (1 ou 0). Par exemple, la logique classique peut facilement partitionner la température d'une pièce en deux sous-ensembles, «moins de 15 degrés» et «15 degrés ou plus». La figure 1.1a montre le résultat de cette partition. Toutes les températures de moins de 15 degrés sont alors considérées comme appartenant à l'ensemble «moins de 15 degrés». On leur affecte une valeur de 1. Toutes les températures atteignant 15 degrés ou plus ne sont pas considérées comme appartenant à l'ensemble «moins de 15 degrés». On leur attribue une valeur de 0.

Cependant, le raisonnement humain s'appuie fréquemment sur des connaissances ou des données inexacts, incertaines ou imprécises. Une personne placée dans une pièce dont la température est soit de 14.95 degrés soit de 15.05 degrés, ne fera certainement pas de distinction entre ces deux valeurs. Cette personne sera pourtant capable de dire si la pièce est «froide» ou «chaude», sans pour cela utiliser de température limite ni de mesure précise.

La logique floue permet de définir des sous-ensembles, comme «froid» ou «chaud», en introduisant la possibilité pour une valeur d'appartenir plus ou moins à chacun de ces sous-ensembles.

[18]



(a) Deux ensembles selon la logique classique

(b) Deux ensembles selon la logique floue

Figure III.1 : classification des températures d'une pièce en deux ensembles.

III.1.3 Valeurs analogiques et logique floue

Lorsqu'on mesure une grandeur physique, on obtient une valeur qui peut ensuite être utilisée dans une série de calculs. Les grandeurs physiques sont en général continues (sauf par exemple en physique quantique) et le résultat de la mesure est un nombre réel. Dans bon nombre de systèmes de régulation ou de commande, on utilise directement la valeur de la mesure en tant qu'entrée du contrôleur.

Pourtant, réaliser une mesure sans tenir compte de sa précision est indigne d'un bon physicien. Non seulement la mesure est imprécise (le plus souvent à cause de l'appareil de mesure), mais elle peut également être incertaine puisque aucun appareil de mesure n'est parfaitement fiable : un capteur défectueux peut continuer à fournir une mesure erronée sans que le système de régulation en soit informé.

La logique floue permet de faire intervenir les notions d'imprécision et d'incertitude dans un système. Cela permet par exemple de faire intervenir une température «d'environ 15 degrés» dans un contrôleur flou. L'incertitude et l'imprécision peuvent également être prises en compte dans le cadre de la logique floue quand on utilise une connaissance issue d'un expert humain. Comment pourrait-on utiliser avec des outils standard une connaissance humaine du genre : «il pleut souvent en hiver» ?[19]

III.2 Sous-ensembles flous

Dans cette section, nous décrivons rapidement les fondements mathématiques de la théorie des sous-ensembles flous [20]. Dans la théorie ensembliste classique, l'appartenance d'un élément à un sous-ensemble est définie par une valeur logique standard : 1 si l'élément appartient au sous-ensemble, 0 sinon. Dans la théorie floue, un élément peut appartenir en partie à un sous-ensemble : son degré d'appartenance est décrit par une valeur comprise entre 0 et 1.

III.2.1 Définitions

Etant donné un ensemble de référence X qui peut être fini ou infini, dénoté par ses éléments $\{x\}$, on peut indiquer les éléments $\{x\}$ qui appartiennent à une certaine classe de X (on leur donne une valeur 1) et ceux qui n'y appartiennent pas (on leur donne une valeur 0).

Cette classe est alors un sous-ensemble classique de X caractérisé par une fonction caractéristique X_A prenant simplement deux valeurs 0 ou 1 :

$$X_A : X \rightarrow \{0,1\}$$

Si l'appartenance de certains éléments de X à une classe n'est pas absolue (l'élément appartient *un peu* au sous-ensemble), on peut remplacer la fonction caractéristique par une *fonction d'appartenance* qui prend ses valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$. Cette classe est appelée sous ensemble flou de X . L'ensemble X sera également appelé *univers du discours*.

III.2.2 Définition

Un sous-ensemble flou A dans un univers du discours X est caractérisé par sa fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui associe à chaque élément x de X une valeur dans l'intervalle des nombres réels [0, 1].

$$\mu_A: [X \rightarrow 0,1]$$

Ainsi un sous-ensemble flou A dans X peut être représenté par un ensemble de couples ordonnés :

$$A = \{(x, \mu_A(x)); x \in X, \mu_A(x) \in [0, 1]\} \tag{III.1}$$

Exemple : Pour évaluer la hauteur (H) d'une personne en utilisant des termes linguistiques, nous devons leur associer des fonctions de représentation. Nous présentons dans cet exemple, l'évaluation de la hauteur (H) d'une personne selon la logique floue. Pour cela, nous pouvons utiliser les mots, PETIT et GRAND. La représentation de PETIT et GRAND se fait au moyen de deux fonctions qui calculent l'appartenance de chaque personne à l'ensemble floue PETIT et/ou GRAND. Ainsi, une personne qui mesure 1m63 appartient en même temps au sous-ensemble flou PETIT et au sous-ensemble flou GRAND avec un degré de 0,7 (pour PETIT) et de 0,3(pour GRAND). Un sous-ensemble peut être représenté graphiquement par un trapèze ou une fonction plus complexe. La figure III.2. Présente une forme de représentation.

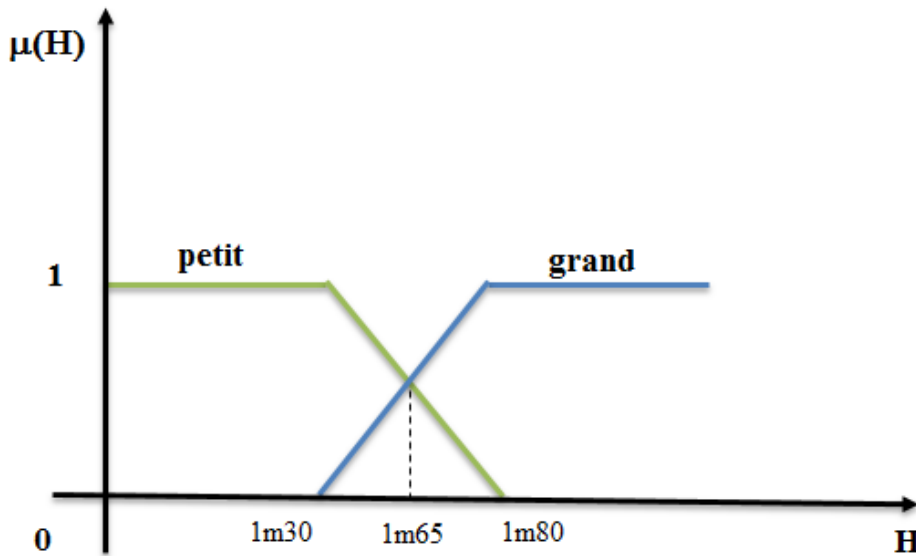


Figure III.2. Représentation de l'âge par des sous-ensembles flou

III.2.3 Définition (Support)

Le support d'un sous-ensemble flou A dans un univers du discours X est le sous-ensemble (au sens classique du terme) des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance prend une valeur strictement positive. C'est l'ensemble des éléments de X qui appartiennent au moins un peu à A :

$$S(A) = \{x | \mu_A(x) > 0\} \quad (\text{III.2})$$

III.2.4 Définition (Point de croisement)

Le point de croisement d'un sous-ensemble flou A dans un univers du discours X est le sous-ensemble des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance prend une valeur égale à 0.5. C'est l'ensemble des éléments de X qui appartiennent autant à A qu'à son complémentaire :

$$C(A) = \{x | \mu_A(x) = 0.5\} \quad (\text{III.3})$$

III.2.5 Définition (Noyau)

Le noyau d'un sous-ensemble flou A dans un univers du discours X est le sous-ensemble des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance vaut 1. C'est l'ensemble des points qui appartiennent intégralement à A :

$$N(A) = \{x | \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III.4})$$

III.2.6 Définition (Hauteur)

La hauteur d'un sous-ensemble flou A dans un univers du discours X est la valeur maximale prise par la fonction d'appartenance μ_A sur l'ensemble X . C'est le plus fort degré avec lequel un élément de X appartient à A :

$$H(A) = \sup_{x \in X} \mu_A(x) \quad (\text{III.5})$$

III.2.7 Définition (α -coupe)

Pour toute valeur α de l'intervalle $[0, 1]$, on appelle α -coupe d'un sous-ensemble flou A de X , le sous-ensemble noté A_α des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance est supérieure ou égale à α :

$$A_\alpha = \{x \in X | \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (\text{III.6})$$

Ce sous-ensemble est défini par la fonction caractéristique suivante :

χ_{A_α} si et seulement si $\mu_A(x) \geq \alpha$.

Si nous choisissons $\alpha = 0$, alors A_α est l'univers du discours X . Si nous choisissons $\alpha = 1$, Alors A_α est le noyau de A , $N(A)$. Sur la figure III.3. nous illustrons les définitions précédentes par un exemple. Le sous-ensemble flou A est celui des températures tièdes dans l'univers du discours X des températures.

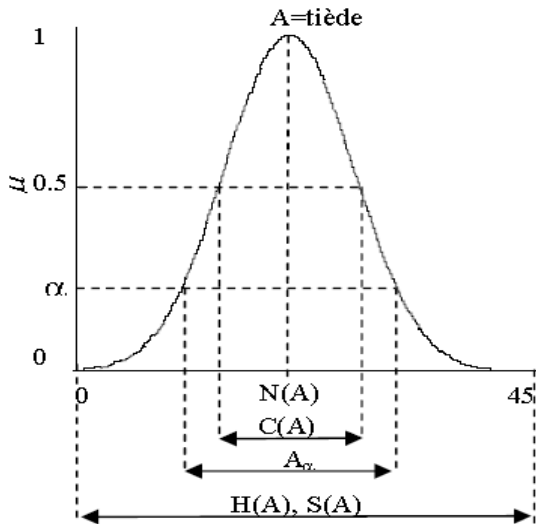


Figure III.3. Les concepts flous décrivant une température tiède

III.3 Opérations sur les sous-ensembles flous

La caractérisation des ensembles flous par les fonctions d'appartenance à permis une extension de certaines opérations définies sur les ensembles classique au cas flou.

Soient A et B deux ensembles flous définis dans l'univers de discours X ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance. On peut définir des opérations ensemblistes telles que l'égalité, l'inclusion, l'intersection, l'union et le complément grâce à des opérations sur les fonctions d'appartenance.

III.3.1 Définition (Egalité)

A et B sont dits égaux, propriété que l'on note $A = B$, si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur en tout point de X :

$$\forall x \in X \quad \mu_A(x) = \mu_B(x) \tag{III.7}$$

III.3.2 Définition (Inclusion)

A est dit inclus dans B, propriété que l'on note $A \subseteq B$, si tout élément x de X qui appartient à A appartient aussi à B avec un degré au moins aussi grand :

$$\forall x \in X \quad \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \tag{III.8}$$

Les définitions d'intersection, d'union et de complément de sous-ensembles flous définies ci-dessous font intervenir les opérateurs de minimum, maximum et de complément à 1. Cela correspond à une extension triviale des opérateurs ensemblistes standard.

D'autres définitions sont également possibles lorsque l'on fait intervenir les concepts de normes triangulaires et de conormes triangulaires, qui seront présentés dans la section suivante.

III.3.3 Définition (Intersection)

L'intersection de A et B, que l'on note $A \cap B$, est le sous-ensemble flou constitué des éléments de X affectés du plus petit des deux degrés d'appartenance μ_A et μ_B :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A \cap B} = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) \quad (III.9)$$

Dans cette définition, min et \wedge désignent l'opérateur de calcul du minimum des deux valeurs.

III.3.4 Définition (Union)

L'union de A et B, que l'on note $A \cup B$, est le sous-ensemble flou constitué des éléments de X affectés du plus grand des deux degrés d'appartenance μ_A et μ_B :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A \cup B} = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) \quad (III.10)$$

Dans cette définition, max et \vee désignent l'opérateur de calcul du maximum de deux valeurs.

III.3.5 Définition (Complément)

Le complément de A, que l'on note A^c , est le sous ensemble flou de X constitué des éléments x lui appartenant d'autant plus qu'ils appartiennent peu à A :

$$\forall x \in X \quad \mu_{A^c} = 1 - \mu_A(x) \quad (III.11)$$

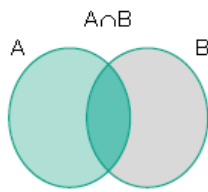
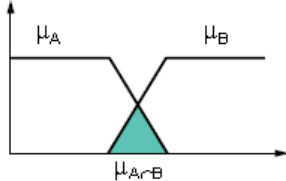
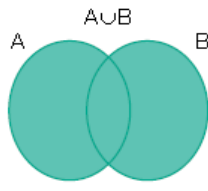
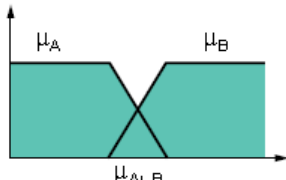

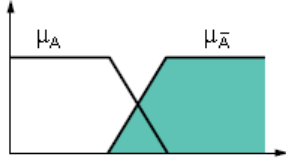
		Opérateur de ZADEH	Opération logique	
Intersection		$\mu_{A \cap B} = \text{MIN}(\mu_A, \mu_B)$	ET	
Union		$\mu_{A \cup B} = \text{MAX}(\mu_A, \mu_B)$	OU	
Négation		$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A$	NON	

Tableau III.1. Tableau d'opérateurs entre ensembles flous.

III.4 Fonction d'appartenance

Pour le traitement numérique en logique floue, il est nécessaire d'associer pour chaque valeurs de la variable linguistique une fonction d'appartenance qui prend différentes formes suivantes (figure III.4) :

- fonction triangulaire : elle est définie par trois paramètres {a,b,c} :

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{d-c} \right), 0 \right] \tag{III.12}$$

- fonction trapézoïde : elle est définie par quatre paramètres {a,b,c,d} :

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right] \tag{III.13}$$

- fonction gaussienne : elle est définie par deux paramètres {m,σ}

$$\mu(x) = \exp \left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right) \tag{III.14}$$

- fonction sigmoïdale : elle est définie par deux paramètres {a,c}

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(x-c))} \tag{III.15}$$

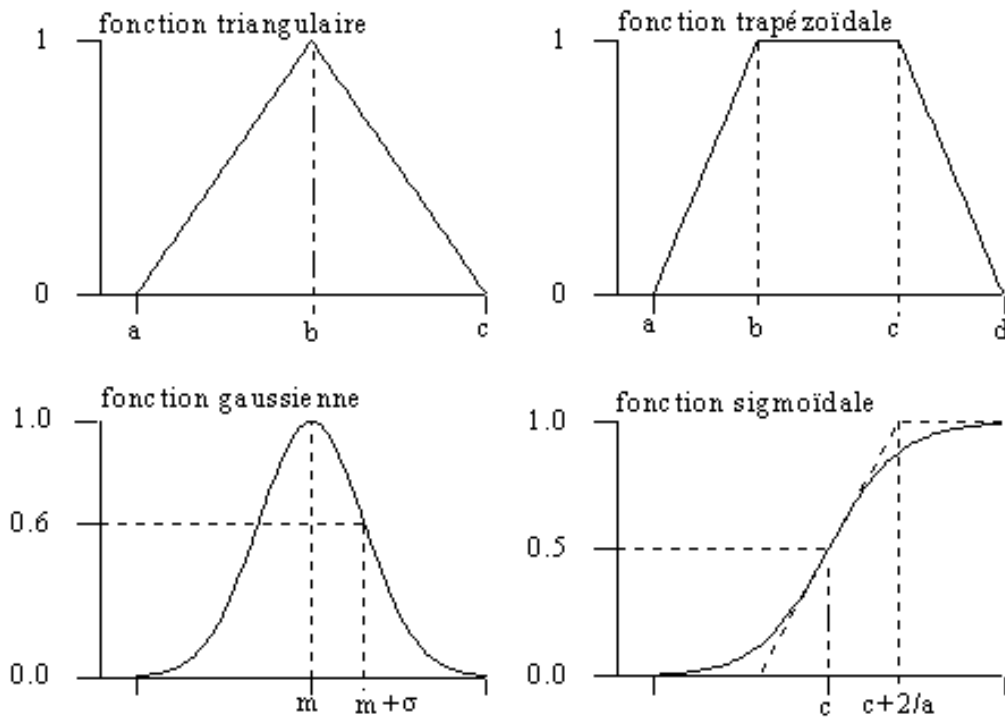


Figure III.4. Formes des fonctions d'appartenance usuelles.

III.5 Raisonnement en logique floue

Un des apports principaux de la logique standard a été la formalisation des méthodes de déduction, qui sont en quelque sorte un outil de raisonnement. Les méthodes de déduction utilisées en logique standard permettent de définir une nouvelle certitude à partir d'autres connaissances certaines. Dans le cadre de la logique floue, il est possible de généraliser les méthodes de raisonnement lorsqu'on dispose de connaissances incertaines ou imprécises.

III.5.1 Variables linguistiques

Les variables linguistiques sont des variables dont les valeurs sont des mots ou des phrases exprimés en langage naturel et non pas des nombres. Elles sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue

III.5.1.1 Définition

Une variable linguistique est un triplet (V, X, T_v) , dans lequel : V est une variable définie sur un ensemble de référence X . L'ensemble $T_v = \{A_1, A_2, \dots\}$, fini ou infini, contient des sous-ensembles flous normalisés de X , utilisables pour caractériser V . Selon l'utilisation qui doit être faite, le nombre d'éléments de T_v est plus ou moins grand.[21]

Exemple : Afin de décrire la température d'une pièce par une variable linguistique, on peut utiliser l'ensemble des termes suivants : $T(V) = \{\text{froid, tiède, chaud}\}$. En considérant que l'univers du discours est l'intervalle $[0, 45]$, on peut définir les termes linguistiques comme suit : «froid» est «une température environ inférieure à 10 degrés», «tiède» est «une température d'environ 17 degrés» et «chaud» est «une température environ supérieure à 24 degrés». Ces termes peuvent être caractérisés par les fonctions d'appartenance représentées sur la figure III.5. N'importe quelle fonction d'appartenance, par exemple la fonction «froid», définit un nombre flou.

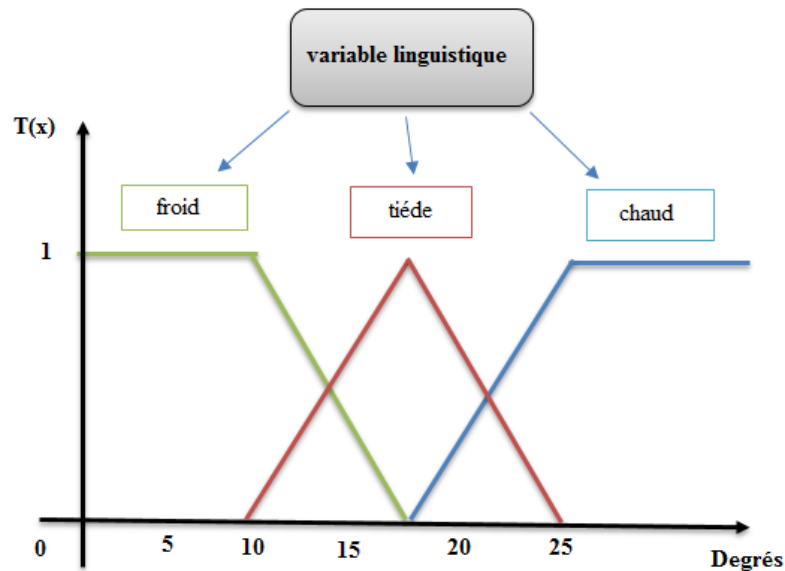


Figure III.5. Variables linguistiques $(V, T(V), X)$ pour décrire la température

III.5.2 Implication floue

Soit une règle floue de la forme «si V est A , alors W est B ».

L'implication floue entre deux propositions floues élémentaires « V est A » et « W est B » est une proposition floue, dont la fonction d'appartenance μ_R associée à cette relation floue R entre X et Y est définie par:

$$\forall(x, y) \in (X, Y) \quad \mu_R(x, y) = \varphi(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.16})$$

Avec φ une application de $[0,1] \times [0,1]$ dans $[0,1]$.

Les principales classes d'implications floues sont indiquées dans le tableau III.3.[22]

	Notion	Valeur de vérité
Reinchenbach	$\mu_R^R(x, y)$	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$
Willmott	$\mu_R^W(x, y)$	$\text{Max}[1 - \mu_A(x), \text{Min}[\mu_A(x), \mu_B(y)]]$
Rescher-gains	$\mu_R^{RG}(x, y)$	$\begin{cases} 1 & \text{si } \mu_A(x) \leq \mu_B(y) \\ 0 & \text{si non} \end{cases}$
Kleene-dienes	$\mu_R^{KD}(x, y)$	$\text{Max}[1 - \mu_A(x), \mu_B(y)]$
Brouwer-godel	$\mu_R^{BG}(x, y)$	$\begin{cases} 1 & \text{si } \mu_A(x) \leq \mu_B(y) \\ \mu_B(y) & \text{si non} \end{cases}$
Goguen	$\mu_R^G(x, y)$	$\begin{cases} 1 & \text{si } \mu_A(x) = 0 \\ \text{Min}[\frac{\mu_B(y)}{\mu_A(x)}, 1] & \text{si non} \end{cases}$
Luksiewics	$\mu_R^L(x, y)$	$\text{Min}[1 - \mu_A(x) + \mu_B(y), 1]$
Mamdani	$\mu_R^M(x, y)$	$\text{Min}[\mu_A(x), \mu_B(y)]$
Larsen	$\mu_R^P(x, y)$	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$

Tableau III.3. Les principales classes d'implications floues

III.5.3 Relation floue

Une relation floue représente le degré de présence ou d'absence d'association entre les éléments de deux ou de plusieurs ensembles flous.

Une relation floue d'ordre n est un ensemble flou dans l'espace $X_1 \times X_2 \dots \times X_n$, elle est caractérisée par la fonction d'appartenance $\mu_R(x_1, x_2, \dots, x_n) \in [0, 1]$

ou $x_1, x_2, \dots, x_n \in X_1 \times X_2 \dots \times X_n$ respectivement la relation est définie par :

$$R_{x_1, x_2, \dots, x_n} = \{((x_1, x_2, \dots, x_n), \mu_R(x_1, x_2, \dots, x_n)) / (x_1, x_2, \dots, x_n) \in X_1 \times X_2 \dots \times X_n\} \quad (\text{III.17})$$

III.5.3.1 Composition des relations floues

Soient R et S deux relations floues définies respectivement sur $X \times Y$ et $Y \times Z$. La composition de ces deux règles est une relation floue dénotée par $R \circ S$ sur $X \times Z$ de fonction d'appartenance définie par :

$$\mu_{R \circ S}(x, z) = \sup_{y \in Y} \{ \mu_R(x, y) * \mu_S(y, z) \} \quad (\text{III.18})$$

III.5.4 Les propositions floues

Comme en logique classique. On peut effectuer des raisonnements sur les sous-ensembles flous. Par exemple un raisonnement du type :

$$\text{SI } (x \in A) \text{ ET } (y \in B) \text{ ALORS } (z \in C)$$

Où A B C sont des sous-ensembles flous.

En logique classique ce peut être :

$$\text{Si } (x > 5) \text{ et } (y > 7) \text{ Alors } (xy > 35)$$

En logique floue on aura une règle du genre :

SI (vitesse est grande) ET (obstacle est proche) ALORS (freinage est fort).

Tout le problème réside dans la détermination du sous ensemble floue des z satisfaisant l'implication, connaissant x,y et les fonctions d'appartenance de A,B et C. Le sous ensemble des solutions est floue car un z donne réalise l'implication avec un degré plus ou moins grand.

III.5.4.1 Définition

Le sous ensemble flou solution S a pour fonction d'appartenance :

$$f_S(z) = f_R((f_A(x) * f_B(y)), f_C(z)) \quad (\text{III.19})$$

Où f_R est la fonction d'appartenance d'une relation d'implication floue, et * une norme triangulaire (c'est un opérateur de conjonction traduisant le ET). [23]

III.5.5 Inférence floue

Un des apports principaux de la logique standard a été la formalisation des méthodes de déduction, qui sont en quelque sorte un outil de raisonnement. Les méthodes de déduction utilisées en logique standard permettent de définir une nouvelle certitude à partir d'autres connaissances certaines. Dans le cadre de la logique floue, il est possible de généraliser les méthodes de raisonnement lorsqu'on dispose de connaissances incertaines ou imprécises.

Les méthodes d'inférence, utilisées habituellement en logique standard, peuvent être généralisées dans le cadre de la logique floue pour permettre de raisonner lorsque les règles ou les faits sont connus de façon imparfaite. La méthode d'inférence la plus connue est le modus ponens, qui permet de déduire une nouvelle connaissance en se basant sur la connaissance d'un seul fait et d'une seule règle.

Règle n : Si (X1 est An1) et . . . et (Xm est Ann) ; alors (Y est Bn)

III.5.5.2.1 La méthode Min-Max

Se décompose en deux étapes : pour chaque règle appliquée, le minimum de degré d'appartenance est retenu dans le résultat. Par contre, si plusieurs règles donnent un même résultat, le maximum de ces résultats est retenu [25]. Ces opérations sont expliquées par :

$$\begin{aligned}\mu_{Ri}(y) &= \min(\mu_{Ai1}(X1), \mu_{Ai2}(X2), \dots, \mu_{Aim}(Xm)) \\ \mu_{Résultatfinal}(y) &= \mu_{Bi}(y) = \min(\mu_{R1}(x), \mu_{R2}(x), \dots, \mu_{Rn})\end{aligned}\quad (III.20)$$

III.5.5.2.2 La méthode additive

Contrairement à la méthode Min-Max, dans la méthode additive le résultat final d'inférence est le minimum entre un «1 », et l'addition de toutes les appartenances individuelles. Cette méthode est représentée par :

$$\begin{aligned}\mu_{Ri}(y) &= \min(\mu_{Ai1}(X1), \mu_{Ai2}(X2), \dots, \mu_{Aim}(Xm)) \\ \mu_{Résultatfinal}(y) &= \mu_{Bi}(y) = \min(1, \mu_{R1}(x) + \mu_{R2}(x) + \dots + \mu_{Rn})\end{aligned}\quad (III.21)$$

III.6 Réglage et commande par la logique floue

La commande floue est un domaine d'application de la théorie des ensembles flous qui a été proposée par L.A. Zadeh puis son principe a été appliqué par Mamdani et Assilian sur la commande des processus industriels.

Son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus. Elle se diffère cependant sur les points suivants :

- La connaissance mathématique de la fonction du processus n'est pas nécessaire.
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
- Piloter un processus en utilisant les connaissances et l'expérience d'un opérateur humain qualifié « expert ».
- Le régulateur par la logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage) mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques.

III.6.1 Régulateur flou

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la figure III.6.

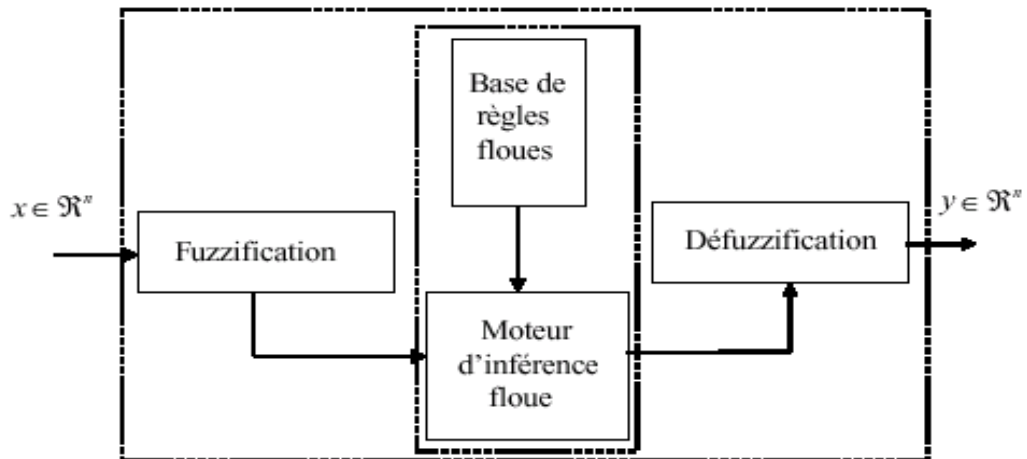


Figure III.6. Schéma synoptique d'un régulateur flou

Aussi on peut représenter la fonctionnement d'un régulateur flou par la figure III.7.

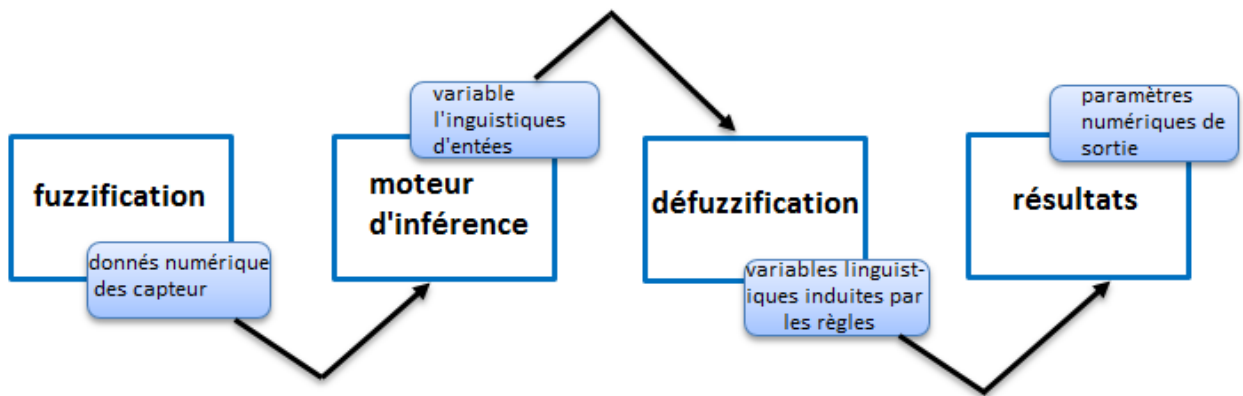


Figure III.7. Schéma représentatif du fonctionnement d'un système flou

III.6.1.1 Base de règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles pour former le système final.

Ces règles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraire de données numériques. Dans les deux cas, les règles prennent la forme « SI prémisse ALORS conclusion », à titre d'exemple, peut être exprimes comme suit.

$$R_i^k : \text{SI } x_1 \text{ est } A_1^k \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^k \text{ ALORS } y \text{ est } B^k$$

Où sous forme de sugeno

$$R_i^k : \text{SI } x_1 \text{ est } A_1^k \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^k \text{ ALORS } y_k = f_k(x)$$

Avec : $k=1,2,\dots,M$; A_i^k et B_k sont des ensembles flous dans $X_i \subset \mathfrak{R}$ et $y \subset \mathfrak{R}$ respectivement ; $x=[x_1,x_2,\dots,x_n] \in X_1 \times X_2 \times \dots \times X_n$ et $y \in Y$

x et y sont des variables linguistiques

$$f_k(x) = a_{k,0} + a_{k,1}x_1 + a_{k,2}x_2 + \dots + a_{k,n}x_n \quad (\text{un polynôme})$$

Avec $(a_{k,0}, a_{k,1}, a_{k,2}, \dots, a_{k,n})$ variables

III.6.1.2 Moteur Inférence floue

L'inférence floue est le processus de formulation de la relation entre les entrées et les sorties par logique floue. Cette relation offre une base avec laquelle la décision est prise par le système flou. L'inférence floue fait appel alors aux concepts de fonctions d'appartenance, d'implication floue et les règles floues. Nous avons présenté dans la **section V.6** les principes d'inférence floue.

III.6.1.3 La Fuzzification (la quantification floue)

Cette partie consiste à traduire les données numériques quantitatives provenant d'un capteur, en variables linguistiques qualitatives grâce à une fonction d'appartenance créée par le concepteur de ce système.

Exemple: Une donnée provenant d'un capteur pourrait être : tension artérielle = 13.8, après *Fuzzification* on aurait donc tension = 55% moyenne ,42 % Bonne. [15]

III.6.1.4 Défuzzification

Le résultat de l'inférence en utilisant une des méthodes d'implication floue, comme Max-min, est une valeur floue. Cette information ne peut être utilisée directement. Une transformation doit être prévue à la sortie du bloc d'inférence pour la convertir en grandeur fixe, cette transformation étant connue par le terme défuzzification (concrétisation). Plusieurs méthodes de défuzzification existent en logique floue, les plus utilisées sont les deux suivant [25].

III.6.1.4.1 La méthode du centre de maximum

Dans cette méthode, la valeur de sortie est estimée par l'abscisse du point correspondant au centre de l'intervalle pour lequel la fonction d'appartenance est maximale (figure III.8).

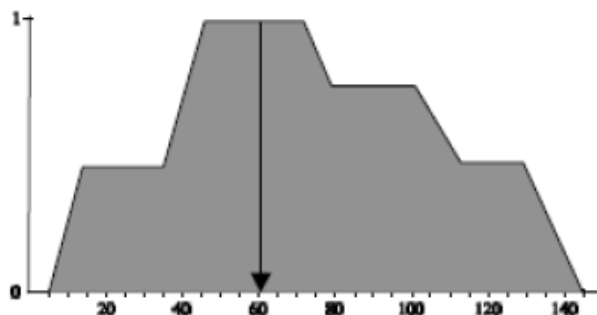


Figure III.8. La défuzzification par la méthode du centre de maximum

III.6.1.4.2 La méthode du centre de gravité (COG)

La défuzzification par centre de gravité consiste à calculer l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance (Figure III.9):

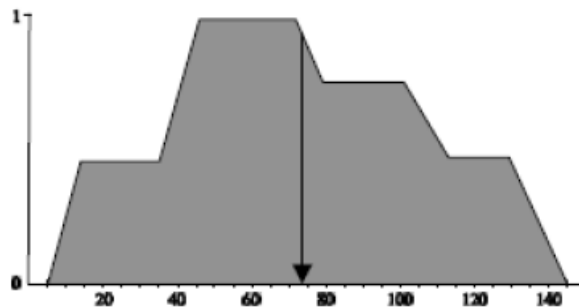


Figure III.9. La défuzzification par la méthode du centre de gravité

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre après la présentation de différents concepts de la logique floue, et les principes d'inférence floue, nous avons décrit les principales applications de la logique floue et nous avons vu l'intérêt de cette approche dans les domaines du contrôle, d'aide à la décision. Cette approche permet de tenir compte à la fois des connaissances d'un expert humain, de l'incertitude et de l'imprécision des données traitées. Les variables linguistiques permettent aussi de traiter ces deux informations initialement très différentes à l'aide d'un formalisme unique. Cela va permettre de créer des systèmes intelligents de manière facile et qui possède des capacités de raisonnement et de prise de décision proche à celles de l'être humain. [18]

Chapitre IV

COMPARAISON EN SIMULATION ENTRE LA LOGIQUE FLOUE ET LE PID

IV.1 Introduction

Notre travail dans ce chapitre consiste à faire une étude comparative entre un régulateur classique PID et un régulateur a logique floue de type Mamdani dans la régulation des différents systèmes et ses performances.

IV.2 La première étude

On introduit le système dans une boucle de régulation avec les correction de PID et la logique floue, On suppose que le système a une fonction de transfert $H(s)=1/(s+2)$ avec les paramètres suivants : $Step=10$; $Kp = 1$; $Ki = 1$; $Kd = 0$

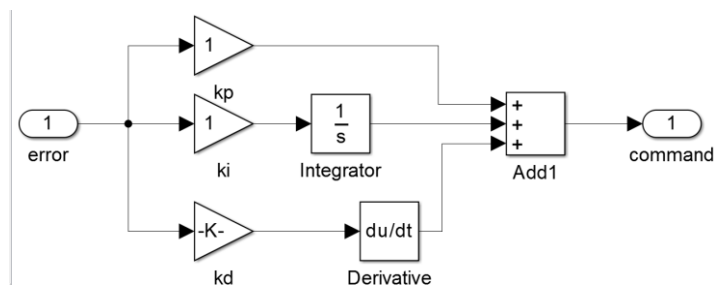


Figure IV.1. Structure interne de PID

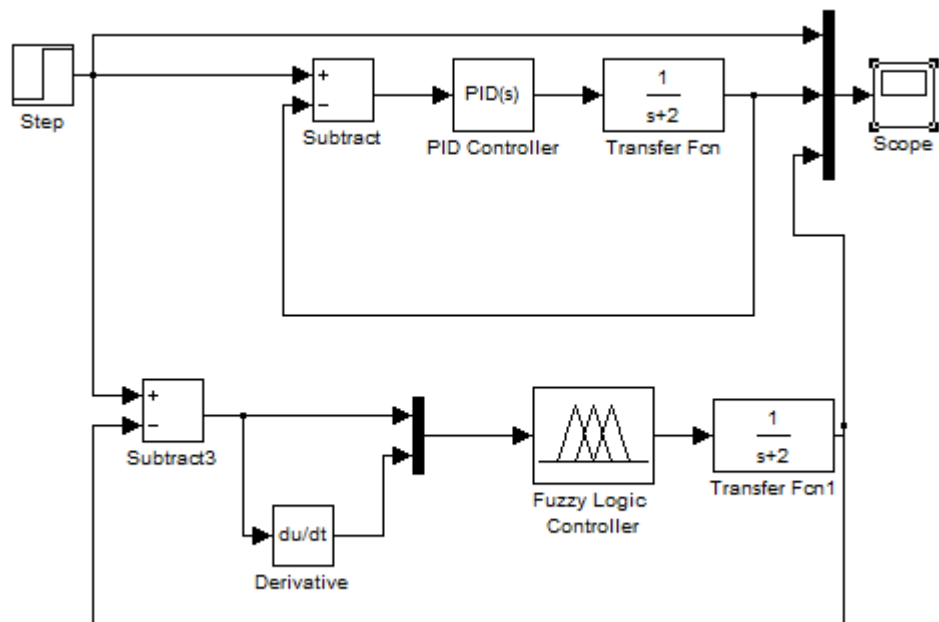


Figure IV.2. Schéma bloc d'un system de 1^{er} ordre régulé par un PID et une commande floue

On commence tout d'abord par définir les entrées et les sorties, et par la suite on va essayer de lier les fonctions d'appartenances d'une façon logique afin de réponde au cahier des charges.

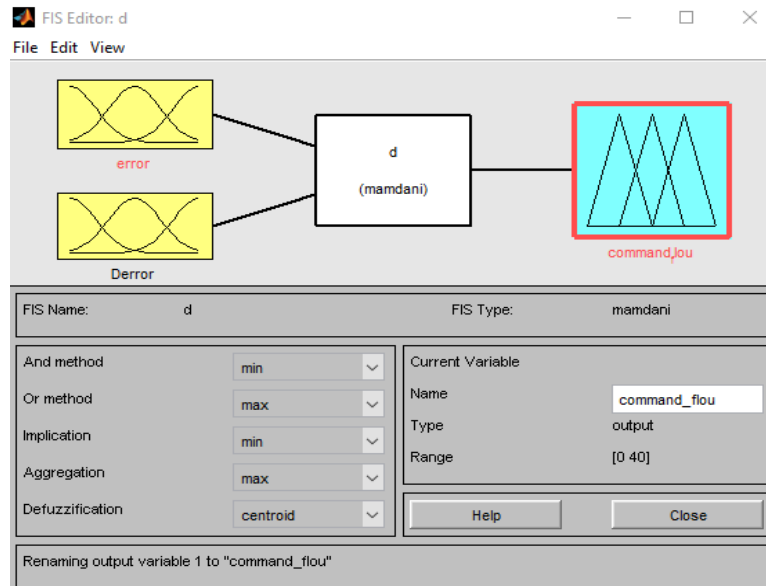


Figure IV.3. Création d'entrée et sortie

L'entrée (ERRPOR et DERROR) a été partitionnée en 3 valeurs linguistiques triangulaire et sémiotique, Elles peuvent être sur un intervalle de [0,1].

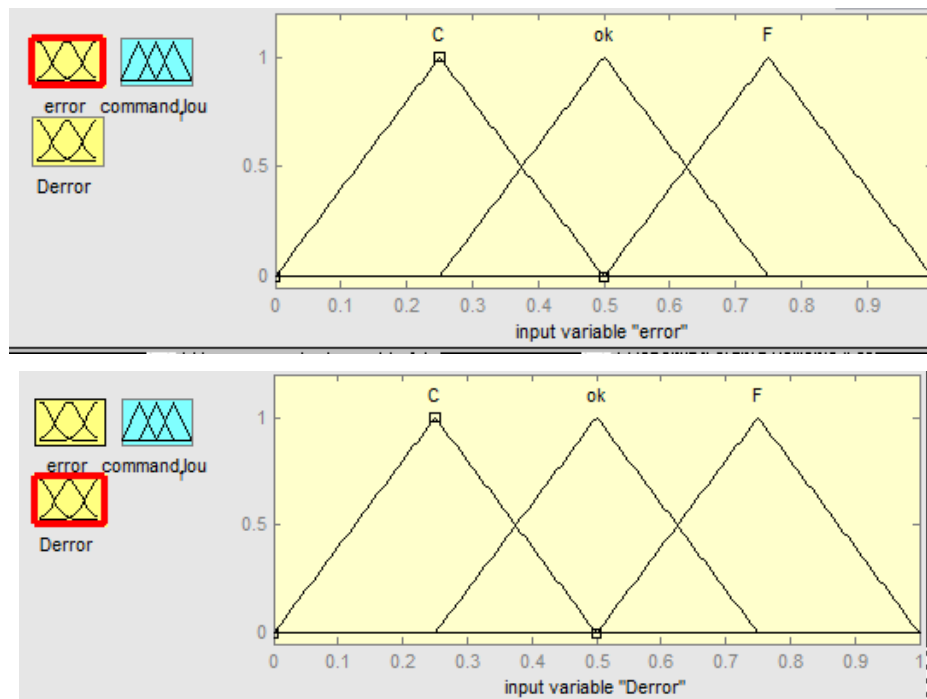


Figure IV.4. Fuzzification des deux entrées ERROR et DERROR

La commande a été partitionnée en 5 valeurs linguistiques triangulaire et sémiotique, Elle peut être sur un intervalle de [0,40].

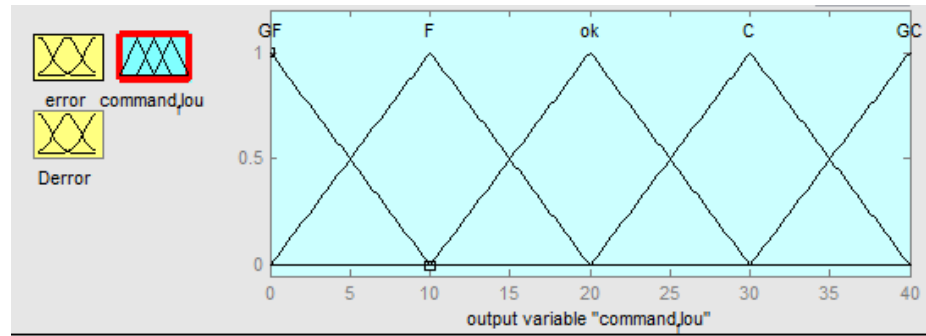


Figure IV.5. Fuzzification de commande

Les règles Floues

On suppose que le système est présenté le cas de réglage de température, La liste des règles utilisées est la suivante :

- R 1:SI (e) est C ET (Δe) est C ALORS (s) est GF**
- R 2:SI (e) est C ET (Δe) est OK ALORS (s) est F**
- R 3:SI (e) est C ET (Δe) est F ALORS (s) est OK**
- R 4:SI (e) est OK ET (Δe) est C ALORS (s) est C**
- R 5:SI (e) est OK ET (Δe) est OK ALORS (s) est OK**
- R 6:SI (e) est OK ET (Δe) est F ALORS (s) est F**
- R 7:SI (e) est F ET (Δe) est C ALORS (s) est OK**
- R 8:SI (e) est F ET (Δe) est OK ALORS (s) est C**
- R 9:SI (e) est F ET (Δe) est F ALORS (s) est GC**

Les Entrées

C : chaud ; OK : rien ; F=froid

La Sortie

C : chauffer ; GC : réchauffer plus ; OK : rien ; F : refroidir ; GF : refroidir plus

On retire les courbes de l'oscilloscope, la courbe jaune représente la consigne d'entrée et la courbe Mauve représente la réponse du système régulé par PID et la courbe Bleu représente la réponse du système régulé par la logique floue.

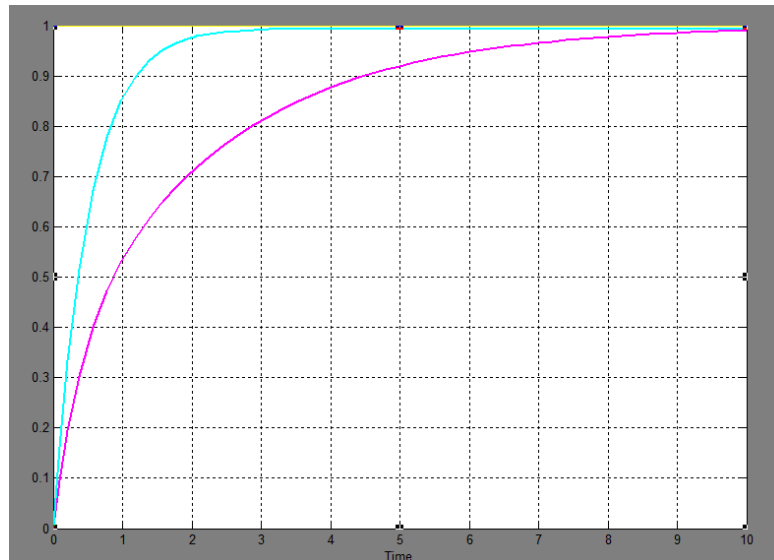


Figure IV.6. La réponse du système de 1^{er} ordre

On Remarque que la rapidité du système (temps de réponse, temps de montée) qui régulé par la commande floue est meilleure que la réponse de commande PID, ensuite les deux régulateurs ne donnent pas l'erreur et le dépassement.

On fait la même simulation avec un retard par une seconde et une perturbation de

-2.

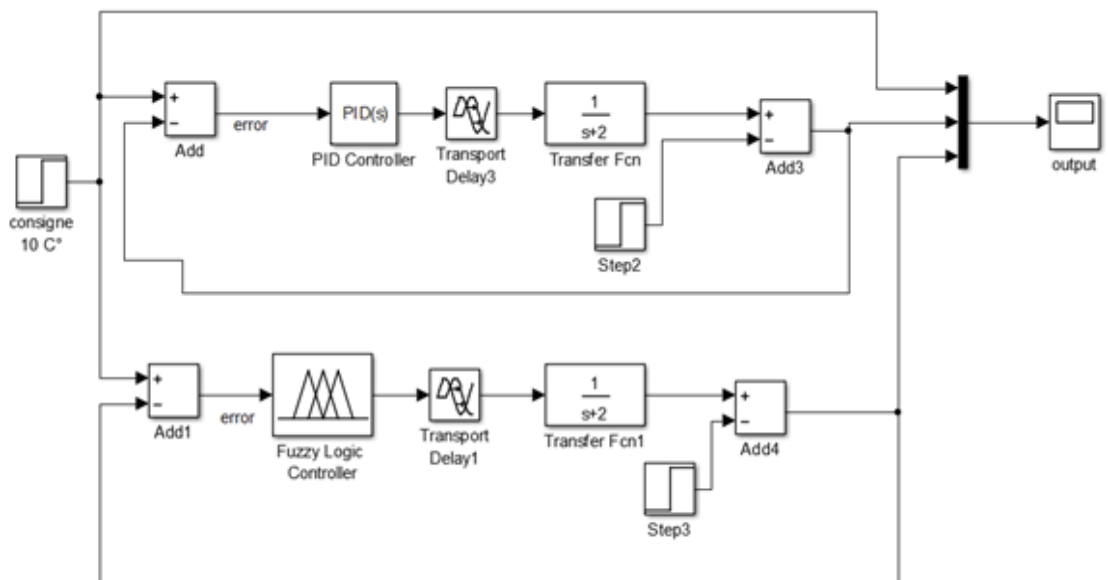


Figure IV.7. Schéma bloc d'un system de 1^{er} ordre régulé par un PID et une commande floue retardé et perturbé

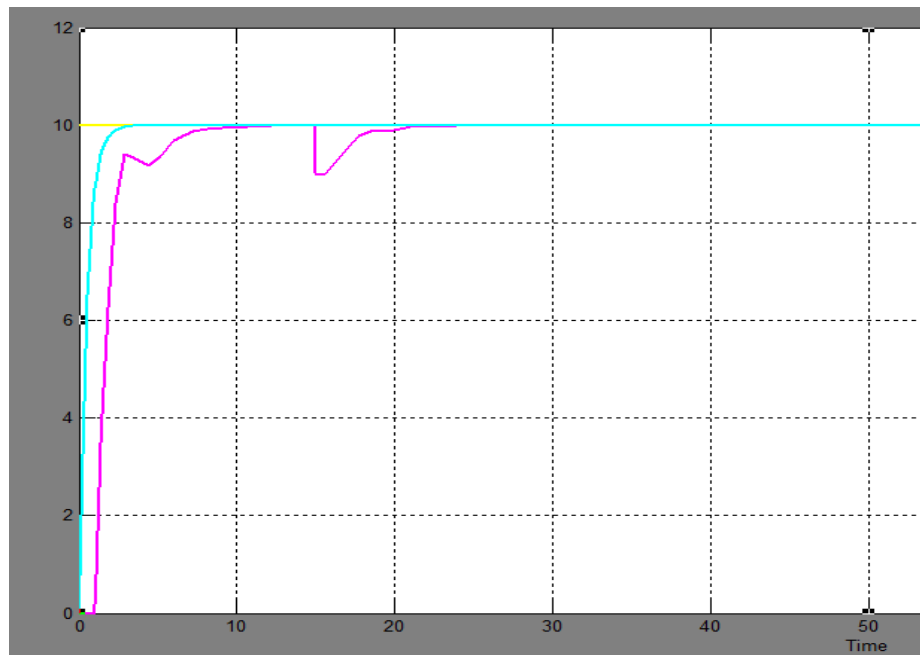


Figure IV.8. La réponse de système est retardée par 1 seconde et perturbé

Notez que la logique floue n'a pas été affectée par le retard et la perte contrairement que le PID.

	Temps de réponse (sec)	Temps de montée (sec)	Dépassement %	Erreur
PID	1,2	9	0	0
Logique floue	0,5	3,5	0	0

Tableau IV.1. Résultat d'un système de 1^{er} ordre

	Temps de réponse (sec)	Temps de montée (sec)	Dépassement %	Erreur
PID	2.2	11	0	0
Logique floue	0,5	3,5	0	0

Tableau IV.3. Résultat d'un système de 1^{er} ordre avec un retard et perte

IV.3 La deuxième étude

On applique la même étude dans un système de 2^{ème} ordre, On suppose que le système a une fonction de transfert

$$H(s) = \frac{1.117s + 3.1472}{s^2 + 4.6429s + 5.3821}$$

avec les paramètres suivants : Step = 1 ; Kp = 1; Ki = 7; Kd = 0.

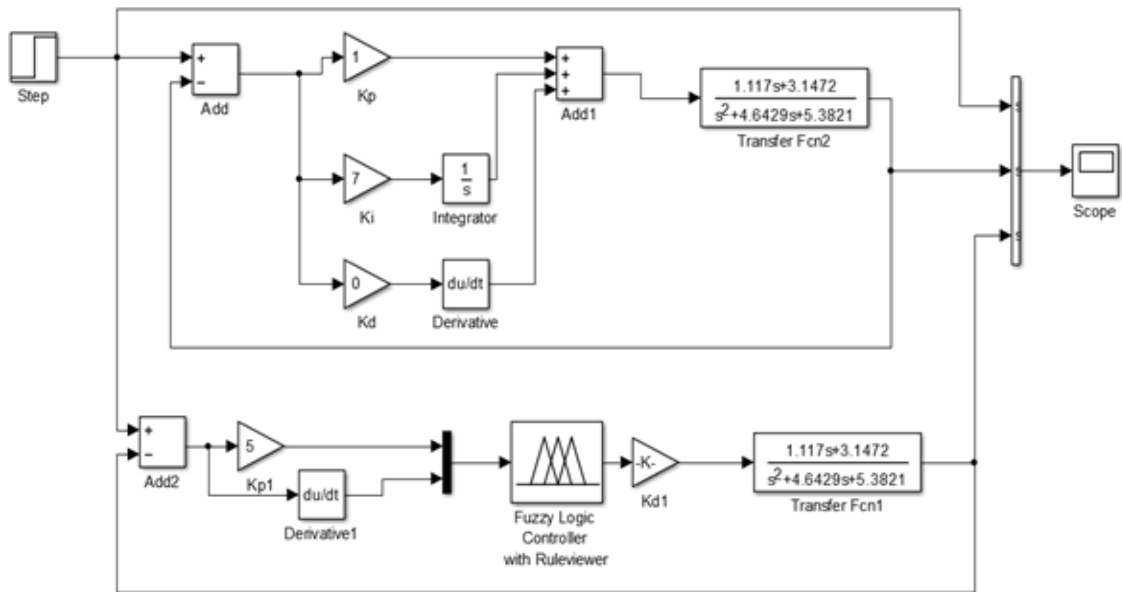


Figure IV.9. Schéma bloc d'un system de 2^{ème} réglé par un PID et une logique floue

les fonctions d'appartenances de logique floue:

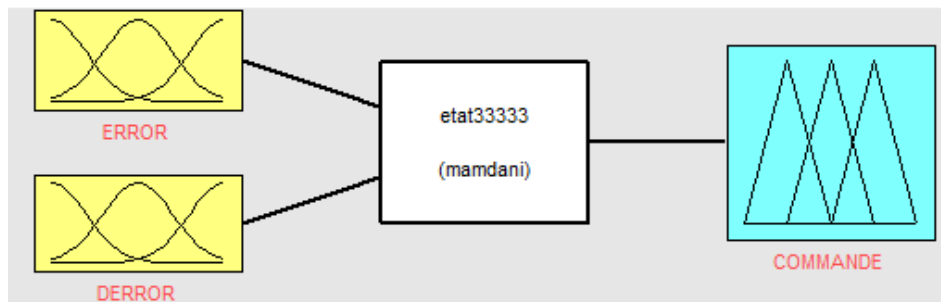


Figure IV.10. Création d'entrée et sortie

Les entrée (ERRPOR et DERROR) a été partitionnée en 3 valeurs linguistique triangulaire et sémitique, Elles peuvent être sur un intervalle de [0, 0,2] et [0 ; 0,8] respectivement.

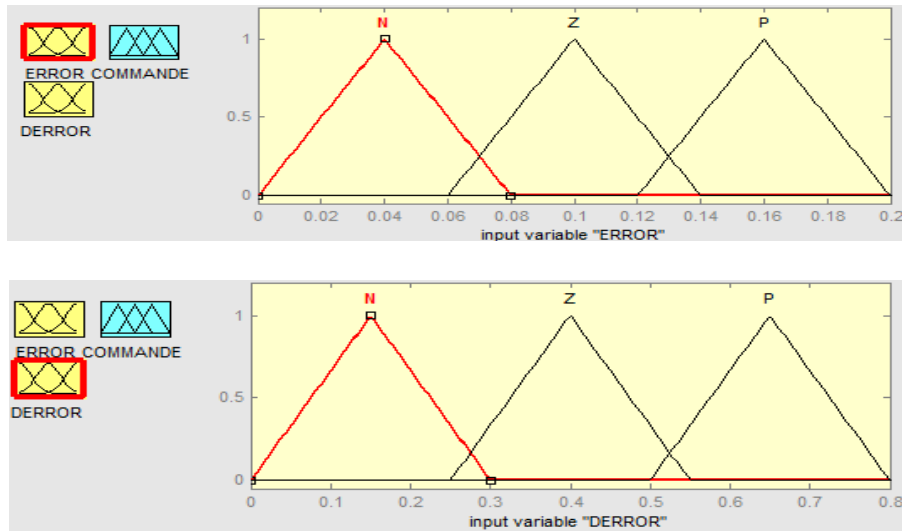


Figure IV.11. Fuzzification des deux entrées ERROR et DERROR

La commande a été partitionnée en 3 valeurs linguistiques, Elle peut être sur un intervalle de [0,40].

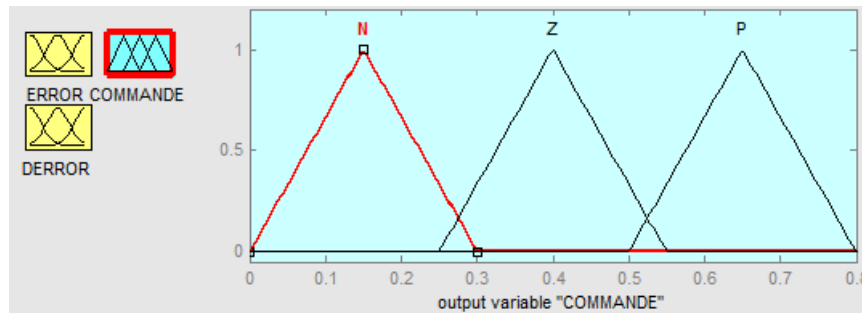


Figure IV.12. Fuzzification de sortie

Les règles Floues

La liste des règles utilisées est la suivante :

R 1:SI (e) est N ET (Δe) est N ALORS (s) est N

R 2:SI (e) est N ET (Δe) est Z ALORS (s) est N

R 3:SI (e) est N ET (Δe) est P ALORS (s) est Z

R 4:SI (e) est Z ET (Δe) est N ALORS (s) est N

R 5:SI (e) est Z ET (Δe) est Z ALORS (s) est Z

R 6:SI (e) est Z ET (Δe) est P ALORS (s) est P

R 7:SI (e) est P ET (Δe) est N ALORS (s) est Z

R 8:SI (e) est P ET (Δe) est Z ALORS (s) est P

R 9:SI (e) est P ET (Δe) est P ALORS (s) est P

On vu la réponse de même couleur des courbes précédent ;

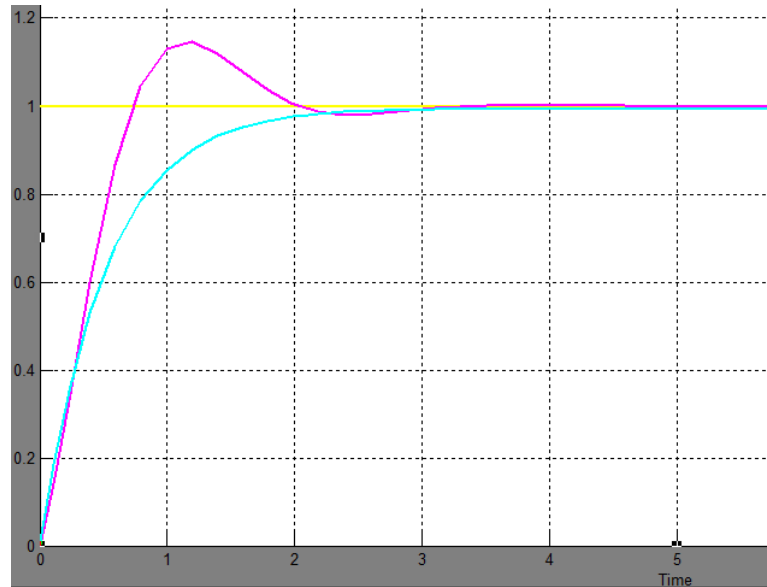


Figure IV.13. L réponse du système de 2^{ème} ordre

	Temps de réponse (sec)	Temps de montée (sec)	Dépassement %	Erreur
PID	0,6	4	14	0
Logique floue	0,5	3,4	0	0

Tableau IV.3. Résultat d'un système de 2eme ordre

IV.4 La troisième étude

On applique la même étude dans un système de 3^{ème} ordre, On suppose que le système a une fonction de transfert :

$$H(s) = \frac{3}{s^3 + s^2 + 11s + 6}$$

avec les paramètres suivants : Step =1 ; Kp = 12; Ki = 12; Kd = 3,

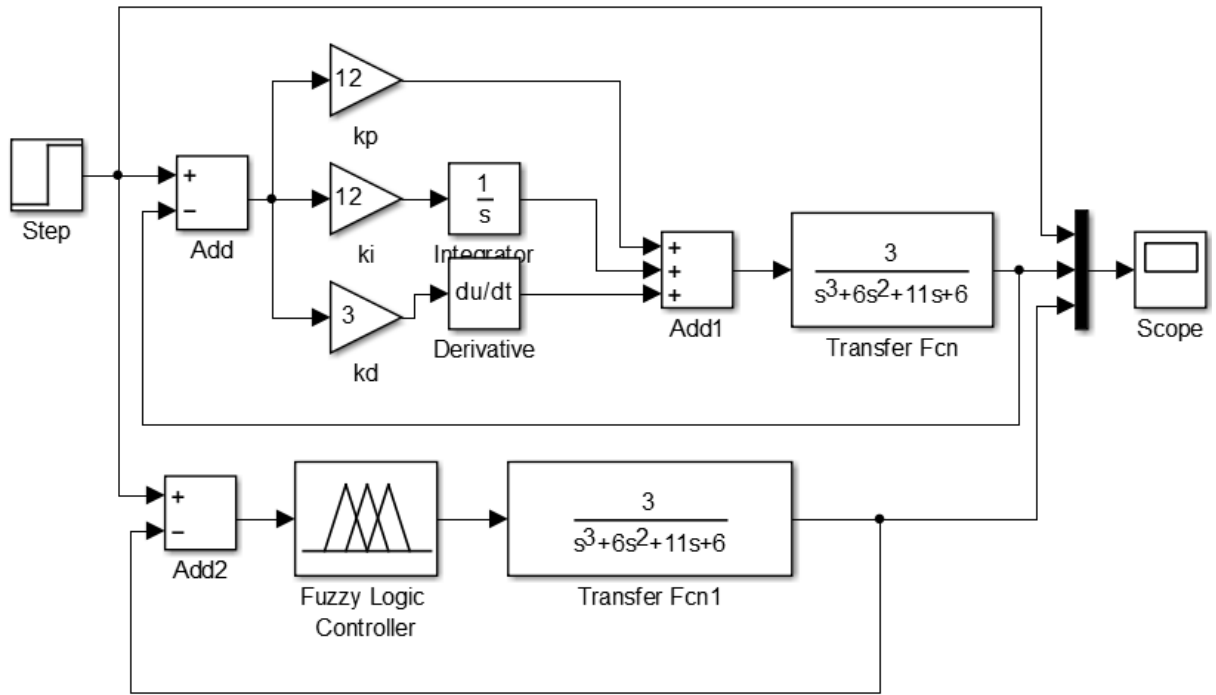


Figure IV.14. Schéma bloc d'un system de 3^{eme} régulé par un PID et une logique floue

les fonctions d'appartenances de logique floue:

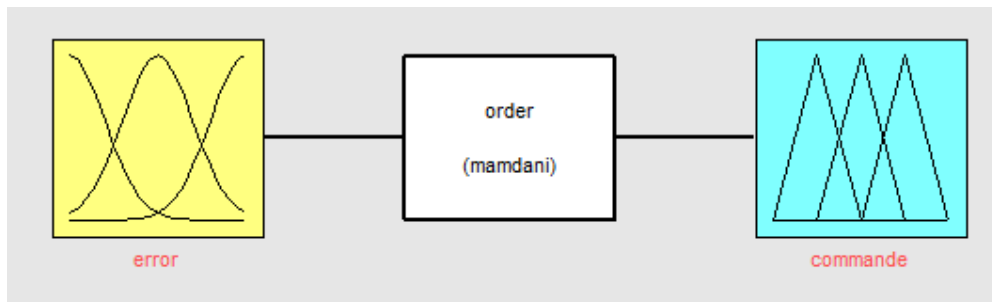


Figure IV.15. Création d'entrée et sortie

L'erreur et la commande a été partitionnée en 3 valeurs linguistiques triangulaire non sémitique, Elle peut être sur un intervalle de [-10;10],[0;10] respectivement.

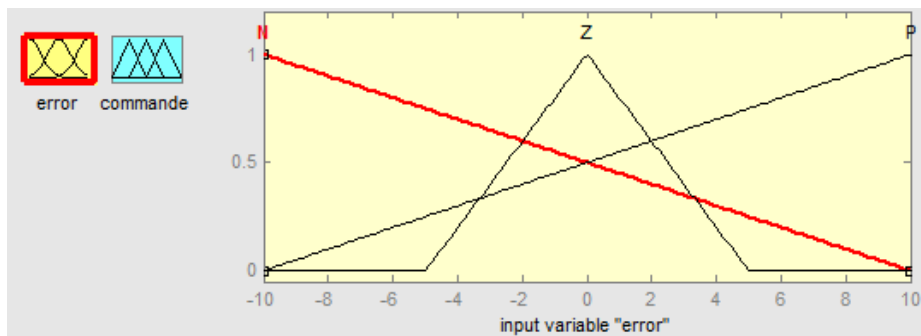


Figure IV.16. Fuzzification d'ERROR

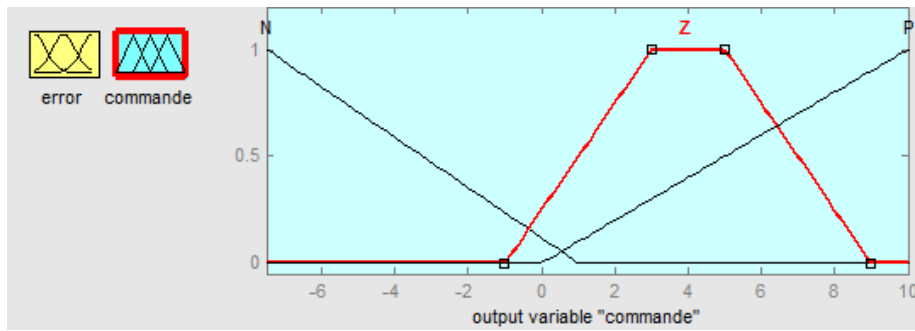


Figure IV.17. Fuzzification de commande

Les règles Floues

La liste des règles utilisées est la suivante :

R 1:SI (e) est **N** ALORS (s) est **N**

R 2:SI (e) est **Z** ALORS (s) est **Z**

R 3:SI (e) est **Z** ALORS (s) est **Z**

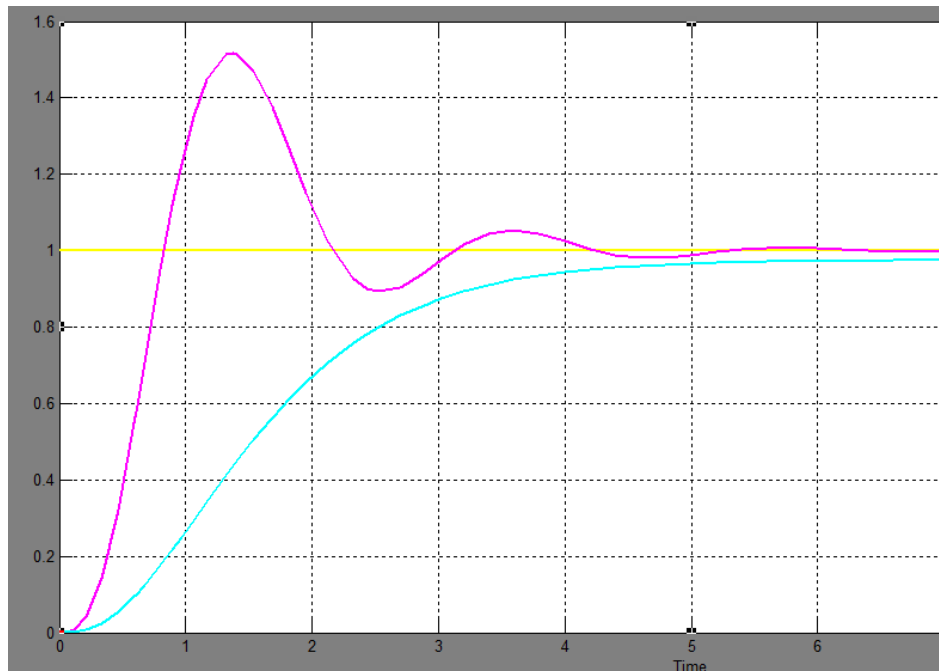


Figure IV.18. La réponse du système de 3^{eme} ordre

	Temps de réponse (sec)	Temps de montée (sec)	Dépassement %	Erreur
PID	0,8	6	50	0
Logique floue	2,5	4,5	0	0

Tableau IV.4. Résultat d'un système de 3^{ème} ordre

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a fait des études comparatives en simulation entre le correcteur PID et la commande floue pour réguler des systèmes de différent ordre (1^{er}, 2^{ème} et 3^{ème} ordre).

On remarque que la commande floue est très efficace très performe (rapidité, stabilité et précision) que le correcteur PID, parce qu'elle n'a pas été affecté de retard et perte contrairement que le PID, Aussi on utilise la logique floue avec deux entrés dans la première et deuxième étude, mais dans la troisième étude on utilise une seule entrée. Ensuite si Nous avons augmenté le nombre de règle flou l'erreur est réduit et le temps de calcul est augmenté.

CONCLUSION GENERALE

Après les définitions de quelques concepts de système, l'automatique, la régulation, l'asservissement et la modélisation dans le premier chapitre, nous avons présenté dans le deuxième chapitre les caractéristiques de correcteur PID (proportionnel, intégrateur et dérivateur) et les avantages et les inconvénients de tel action. Nous avons vu que le proportionnel réagit l'erreur statique et le temps de réponse mais le dépassement est augmenté, l'intégrateur élimine l'erreur statique et s'accélère la réponse de système mais il fait un peu de dépassement et dégrade la stabilité, le dérivateur diminue le temps de réponse et réduit le dépassement. Ensuite il existe trois structures pour associer les paramètres P, I et D (parallèle, série et mixte), on prouve que la structure de PID en parallèle est la plus utile. Afin on a appliqué la méthode de Ziegler et Nichols pour trouver les bonnes valeurs de paramètres du correcteur PID.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté les concepts de base de la théorie des ensembles flous et la structure générale de régulateur flou (fuzzification, règles de base, moteur d'inférence et défuzzification) qu'il est de type mamdani.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation des systèmes régulés par les deux types de régulateur précédent. Nous avons noté que le régulateur flou a une bonne performance (rapidité, stabilité et précision) et plus utile que le régulateur PID, ensuite le régulateur flou n'affecte pas par les parasites (retard et perturbation) contrairement que le PID. Poursuite, si nous augmentons le nombre des règles flous, l'erreur est réduite et le temps de calcul est augmenté.

Afin. La comparaison présentée dans ce mémoire prouve que les PID intelligents (logique flou) est le plus utile que les PID classiques.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] K.Ahmed.2013/2014. Régulation automatique. Université Kasdi Merbah – Ouargla.
- [2] E.Laroche. 2009/2010. Asservissement des systèmes linéaires à temps continu. Ecole nationale supérieure de physique de Strasbourg. Université de Strasbourg.
- [3] M.Fellah. 2013. Automatique 1 et 2 (asservissements linéaires continus). Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique. Université Djillali Liabès – Sidi Bel-Abbès
- [4] H.Bode.1975. Network analysis and feedback *amplifier* designer.huntington. (isbn 0882752421)
- [5] V.Boitier. 2005. Asservissement linéaires continus.université paule sabatier Toulouse
- [6] P.Prouvost. 2010. Automatique control et régulation.2émeed.
- [7] M.Bouacida. 2010. Régulation classique en industrie.
- [8] A.Mezache. Said Barkati.2010/2011. Modélisation et commande des machines électriques dc et ac. Université de M'sila
- [9] E.Geest.2000/2001. Méthodes d'optimisation pour le réglage de contrôleurs pid. Université de Liège faculté des sciences appliquées
- [10] K.Aström .1995.Hägglund. Pid controllers: theory, design and tuning.second edition.instrument society of America.

[11] P.Prouvost.2010. Instrumentation et régulation en 30 fiches.

ISBN 978-2-10-054825-5

[12] P.welander. 02/01/2010. Understanding derivative in pid control control engineering . Article

[13] V.Vandoren .2010. Loop tuning fundamentals. Control engineering.Article

[14] C.Lann .2006/2007. Le PID utilisé en régulation de position et/ou de vitesse de moteurs électriques. Imperial college London .

[15] B.Nezha .2013/2014. Evaluation du risque d'accident vasculaire cérébral à l'aide de la logique floue. Université Abou Bakr Belkaid– Tlemcen

[16] f. Chevie & F. Guély.1998. La logique floue. Ct 191 édition mars 1998.

[17] T.Tamakawa,. 1986. High speed fuzzy controller hardware system. Proc. 2nd

[18] S.Djaaboub.2009. Logique floue et SMA : Aide à la décision floue dans les systèmes multi-agents. Magister en informatique. Universitaire m'entoure de Constantine. Faculté de science et de l'ingénierie

[19] D.Mokeddem. 11 juillet 2010. Contrôle flou des processus biotechnologiques à base d'algorithmes génétiques. Thèse doctorat en sciences en électronique. Université Ferhat Abbas de Setif.

[20] W.Wei. 1998.Synthèse d'un contrôleur flou par algorithme génétique : Application au réglage dynamique des paramètres d'un système, thèse de doctorat de l'université de Lille 1

[21] B. Bouchon. 1995.La logique floue et ses applications. Addison-Wesley France

[22] A.Sibai & A.Loubany. 8 juillet 2013. Une approche intelligente pour les systèmes OFDM à modulation adaptative. Projet de fin d'études. Ingénieur de l'université Libanaise. Faculté de génie. Branche III

[23] S.Fredric1997/1998. Présentation de la logique floue. Magistère de mathématiques. Ecole normale supérieure de cachan

[24] L. Zadeh.1968. Fuzzy algorithm. Information and control.

[25] E.Cox.1994. The fuzzy systems handbook. Academic press.

[26] F.Alouani.2006. Magister en électronique : option control, commande par logique floue appliquée aux pendules inversés et au simulateur de vol d'hélicoptère : Simulation et expérimentation, université de Mohamed Boudiaf de M'sila,

ANNEXES

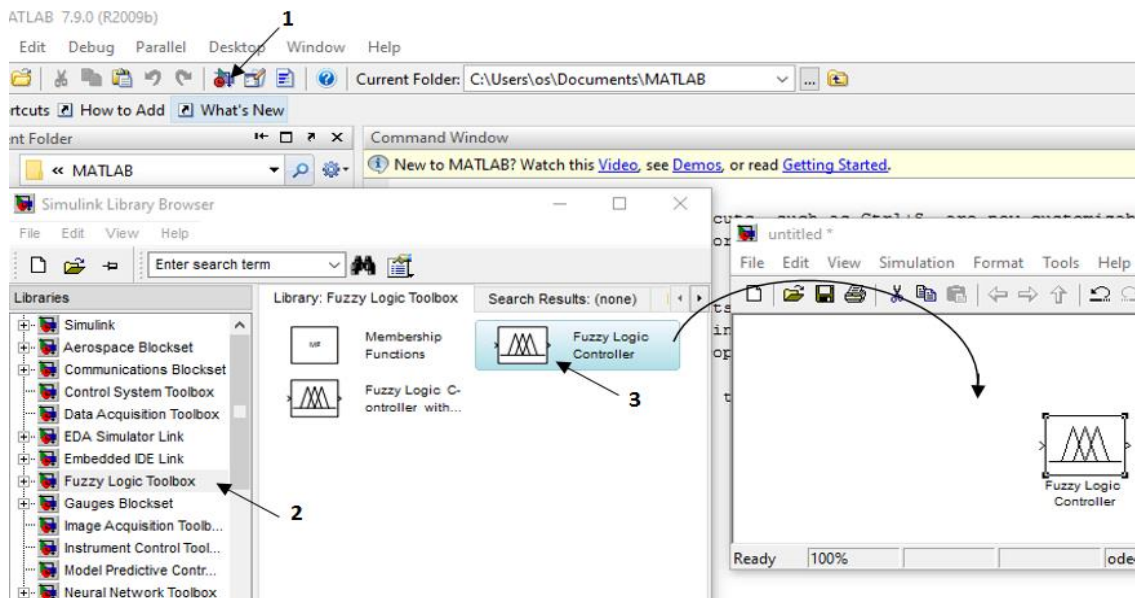
Annexe A : le tableau de transformation de Laplace

f(t), t ≥ 0	F(s)	ROC
1. $\delta(t)$	1	All s
2. $u(t)$	$\frac{1}{s}$	$\text{Re}(s) > 0$
3. t	$\frac{1}{s^2}$	$\text{Re}(s) > 0$
4. t^n	$\frac{n!}{s^{n+1}}$	$\text{Re}(s) > 0$
5. e^{-at}	$\frac{1}{s+a}$	$\text{Re}(s) > -a$
6. te^{-at}	$\frac{1}{(s+a)^2}$	$\text{Re}(s) > -a$
7. $t^n e^{-at}$	$\frac{n!}{(s+a)^{n+1}}$	$\text{Re}(s) > -a$
8. $\sin bt$	$\frac{b}{s^2 + b^2}$	$\text{Re}(s) > 0$
9. $\cos bt$	$\frac{s}{s^2 + b^2}$	$\text{Re}(s) > 0$
10. $e^{-at} \sin bt$	$\frac{b}{(s+a)^2 + b^2}$	$\text{Re}(s) > -a$
11. $e^{-at} \cos bt$	$\frac{s+a}{(s+a)^2 + b^2}$	$\text{Re}(s) > -a$
12. $t \sin bt$	$\frac{2bs}{(s^2 + b^2)^2}$	$\text{Re}(s) > 0$
13. $t \cos bt$	$\frac{s^2 - b^2}{(s^2 + b^2)^2}$	$\text{Re}(s) > 0$

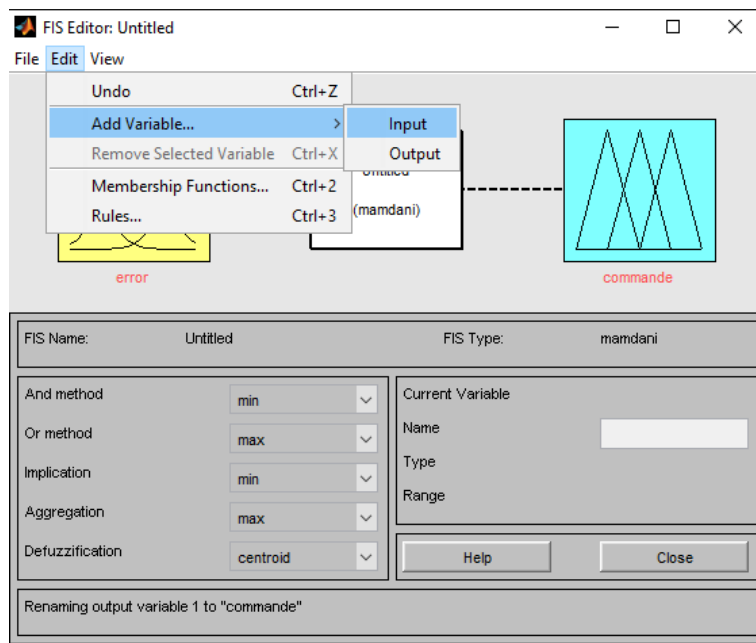
Annexe B : simulation pour La logique floue en Matlab

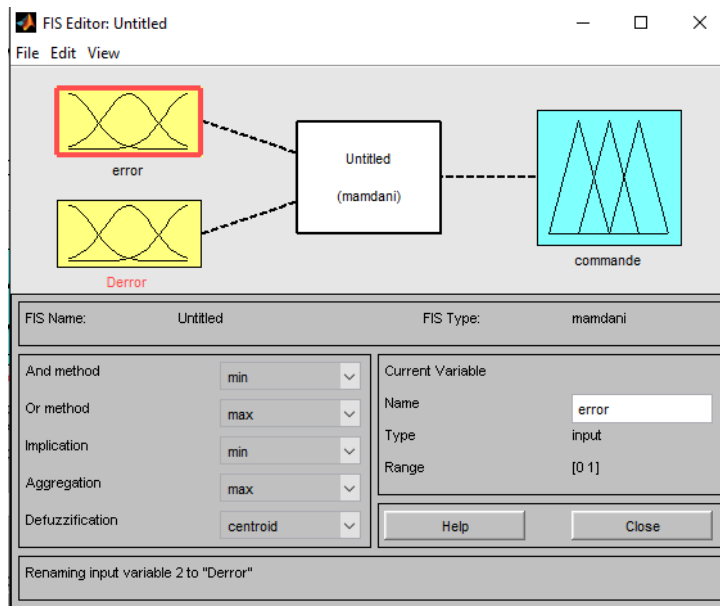
Pour utiliser la logique floue contrôleur pour régler la réponse de quelque système, on suivre les étapes suivantes :

1. Après Ouvrir le programme Matlab on clique sur la porte Simulink (1) et on va fuzzy logic toolbox(2) ,on choisir fuzzy logic controller .



Pour configurer le on va à command window de Matlabe et on écrit la commande "fuzzy".Nous apparaît l'image suivant pour déterminer les variable d'entré et de sorite de la logique floue :

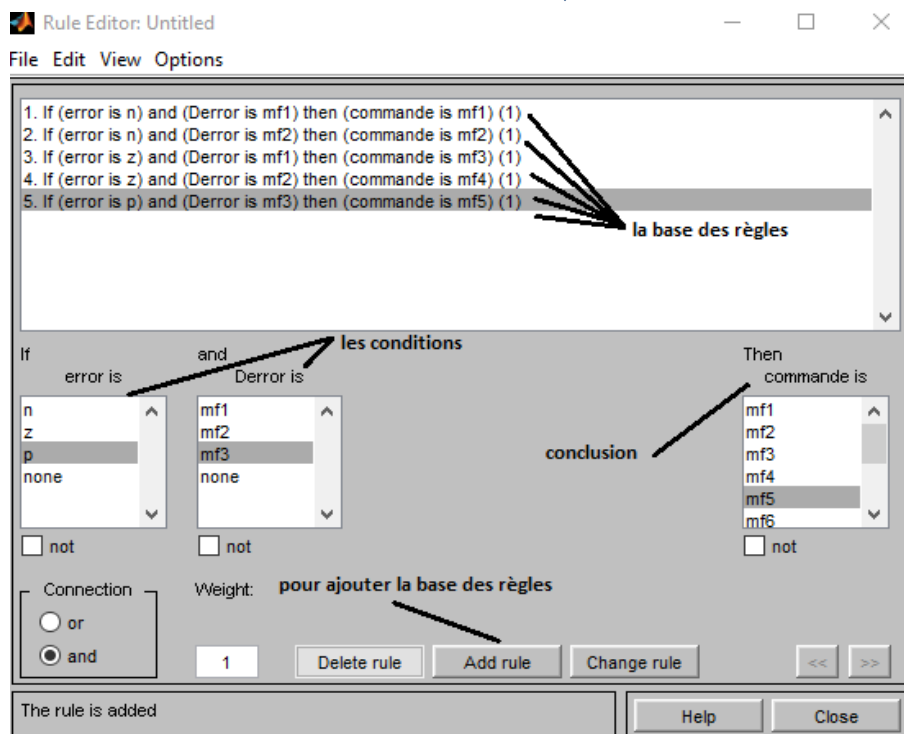
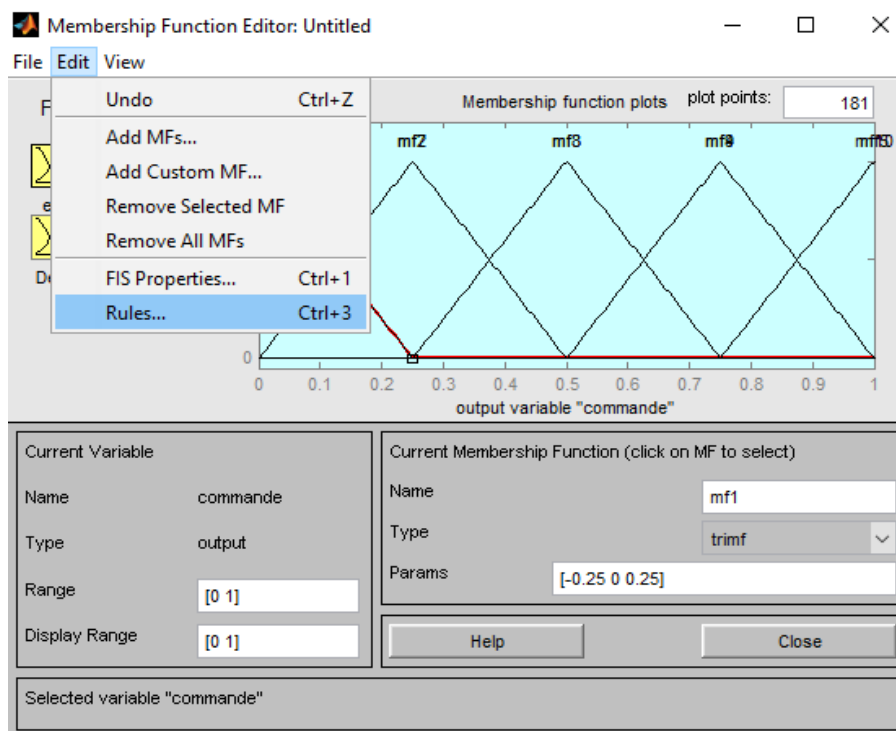




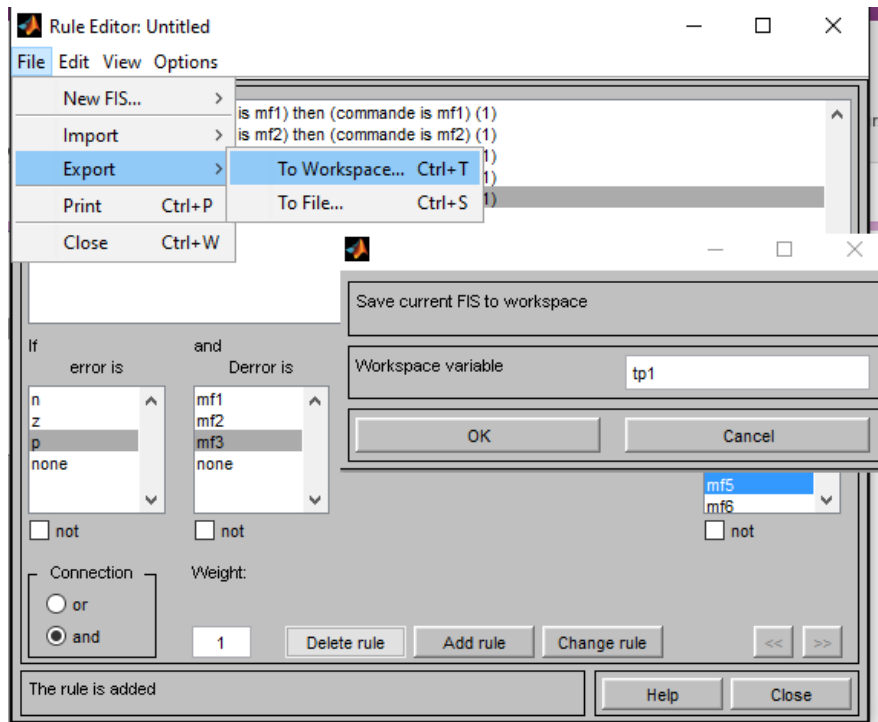
Avec une double clique de tel variable d'entré ou sortie, on peut changer le nombre de variable l'inguistique et la forme de fonction d'appartenance.



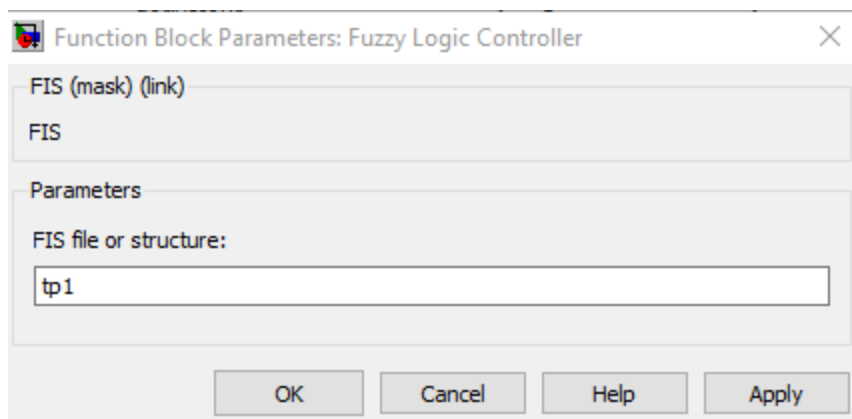
Pour entrer la base des règles en suivre l'étape suivante :



Pour utiliser cette base des règles, il faut exporter la dans workspace, et pour conserver là on choisit export to files comme suite :



On va a la simulation window et avec un double clique de la logique floue, il apparait un commande pour entrer le nom de workspace file.



Après toute les étapes précédentes nous pouvons simuler notre simulation.

RESUME

La majorité des processus industriels nécessitent le contrôle d'un certain nombre de grandeurs telles que la température, la pression, la vitesse, la position...etc.

Plusieurs techniques sont utilisés pour contrôler ces grandeurs physiques, de telle sorte que celles-ci gardent constamment sa valeur ou reste proche de la valeur désirée, quelles que soient les perturbations qui peuvent subvenir. La régulation d'un système physique est basée sur trois opérations fondamentales qui sont : Mesure, Décision et Action.

Suite au développement énorme de l'informatique, les méthodes d'optimisation connaissent un essor considérable. D'autre part Les régulateurs PID répondent à plus du 90% des besoins industriels et ce type de contrôleurs se révèlent suffisants pour résoudre un grand nombre de problèmes de contrôle et ce, particulièrement lorsque la dynamique du système est bénigne et que les exigences en termes de performances sont modestes.

Mots clés : contrôle, régulation, PID, logique floue.

ABSTRACT

The majority of industrial processes requiring the monitoring of a number of variables such as temperature, pressure, speed, position ... etc.

Several techniques are used to control these physical quantities, so that they constantly keep its value or remains close to the desired value, whatever the disturbances that may occur. The regulation of a physical system is based on three fundamental operations are: Measurement, Decision and Action.

Following the huge development of information technology, optimization methods are experiencing a boom. Moreover, PID regulators respond to over 90% of industrial needs and what type of controllers prove sufficient to solve many control problems and that, particularly when the system dynamics is benign and that the requirements in terms performance is modest.

Keywords: control, control, PID, fuzzy logic.