

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABBES LAGHROUR
KHENCHELA
FACULTE DES SCIENCES & DE LA
TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE
INDUSTRIEL



جامعة عباس لغرور خنشلة

كلية العلوم و التكنولوجيا

قسم: الهندسة الصناعية

No. Réf. :/...../2020

Projet de fin d'études

Pour obtenir le diplôme de Master (LMD)

Spécialité : Automatique et informatique industrielle

Thème

**Optimisation des paramètres d'un PID par
essais particuliers**

-Dirigé par :

-Madame. BESSAM besma

-Realisé par :

-MEDAKOU oussama.

-HACHANI adam

Année universitaire : 2021-2022

Dédicace

Dédicace

Grace à ALLAH le miséricordieux le tout puissant qui nous éclaire le chemin vers cette réussite et grâce à nos très chers parents nous toujours soutenus et en particulier mes parents, mes frères et mes sœurs, A tous mes amis, A tous les collègues de la promotion 2022

Remerciement

Remerciement

Tout d'abord, nous tenons à remercier Dieu, De nous avoir donné la santé, la volonté et la patience pour mener à terme notre formation, et pouvoir réaliser ce travail .Nous tenons à exprimer nos profonds remerciements à notre encadreur qui nous a fourni le sujet de ce mémoire et nous a guidé de se précieux conseils et suggestions, et la confiance qu'il nous a témoigné tout au long de ce travail. Soyez assurée de notre gratitude infinie pour nous avoir fait bénéficier de votre rigueur scientifique et de votre expérience dans ce domaine. Vous avez été pour nous un modèle à suivre de par votre sérieuse, votre disponibilité et votre modestie qui font de vous un homme respecté par tout le monde. Puisse ce travail vous honorer et faire votre fierté. Aux membres du jury, nous sommes très heureux de l'honneur que vous nous faites en acceptant de juger notre travail. Votre présence est pour nous, l'occasion de vous exprimer notre admiration de votre grande compétence professionnelle et de votre généreuse sympathie. Veuillez trouver à travers ce modeste travail la manifestation de notre plus haute estime, de nos sentiments les plus respectueux et de notre reconnaissance. Ainsi que tous nos professeurs qui nous enseigné durant notre études. Et nous tenons à remercier tous nos collègues d'étude, particulièrement notre propension.

Liste des figures

Figure	Titre
Figure(I . 1)	Exemple d'un PID à structure mixte
Figure (I. 2)	correcteur en parallèle
Figure (I .3)	correcteur en série
Figure (I .4)	correcteur mixte
Figure (I .5)	réponse en boucle ouvert
Figure (I .6)	modélisation par la méthode de broïda
Figure (I .7)	représentation graphique du dépassement
Figure (I .8)	Représentation graphique du temps de réponse
Figure (I .9)	représentation graphique du temps de montée
Figure (I .10)	Teste sans l'intervention du régulateur PID
Figure (I .11)	Réponse de système sans l'intervention du régulateur.
Figure (I .12)	Modèle réalisé sous Matlab/Simulink utilisé pour les différentes méthodes de réglages.
Figure (I .13)	Réponse du système en boucle ouvert.
Figure (I .14)	Méthode du gain critique.
Figure (I .15)	Modélisation par la méthode de Broïda.
Figure (II. 1)	Déplacement d'une particule.
Figure (II . 2)	Organigramme générale de la méthode PSO.
Figure (II .3)	Fonction de Rastring en 2 dimensions.
Figure (II .4)	Fonction de Booth en 2 dimensions.
Figure (II .5)	Fonction d'Ackley en 2 dimensions.
Figure (III.1)	Organigramme des OEP
Figure (III.2)	Bloc diagramme d'implantation d'OEP pour l'ajustement du PID
Figure (III.3)	Intégrale faisant intervenir l'erreur

Liste des figures

Figure (III.4)	Réponses du système du second ordre pour le PID-ZN et le PID-OEP.
Figure (III.5)	Réponses des coefficients K_p , K_i et K_d du système de second ordre pour le PID-OEP.
Figure (III.6)	Réponse de la fonction objective du système de second ordre pour le PID-OEP.
Figure (III.7)	Réponses du système du 3 ^{ème} ordre pour le PID_ZN et le PID_OEP
Figure (III.8)	Réponses des coefficients K_p , K_i et K_d du système de 3 ^{ème} ordre pour le PID_OEP.
Figure (III.9)	Réponse de la fonction objective du système de 3 ^{ème} ordre pour le PID_OEP.
Figure (III.10)	Réponses du système du 4 ^{ème} ordre pour le PID_ZN et le PID_OEP.
Figure (III.11)	Réponses des coefficients K_p , K_i et K_d du système de 4 ^{ème} ordre pour le PID_OEP.
Figure (III.12)	Réponse de la fonction objective du système de 4 ^{ème} ordre pour le PID-OEP

Liste des tableaux

tableaux	Titre
Tableau (I. 1)	Paramètres PID obtenus à partir de zielger nichols
Tableau (I .2)	Paramètres PID obtenus à partir d'une réponse indicielle
Tableau (I . 3)	Paramètres PID obtenus à partir du point critique
Tableau (I . 4)	réglage des régulateurs selon Chien-Hrones-Reswick en régulation
Tableau (I .5)	réglage des régulateurs selon Chien-Hrones-Reswick en poursuite
Tableau (I . 6)	
Tableau (I . 7)	Méthodes des Réglages de Ziegler et Nichols en boucle ouverte
Tableau (I . 8)	Réglage de Ziegler et Nichols par méthode du gain critique.
Tableau (I . 9)	Réglage de Broïda.
Tableau (I .10)	Relations de réglage préconisé par la méthode de Cohen-Coon en boucle ouverte.
Tableau (I . 11)	Réglage des régulateurs selon Chien-Hrones-Reswick en poursuite.
Tableau (I . 12)	Réglage des régulateurs selon Chien-Hrones-Reswick en régulation.
Tableau (I .1)	Les paramètres d'OEP pour les systèmes du 2eme, 3eme et 4eme ordre.
Tableau (III .2)	Paramètres optimisés de PID
Tableau (III .3)	Indices de performance pour un système de second ordre
Tableau(III .4)	Paramètres optimisés de PID du système de 3ème ordre
Tableau (III .5)	Indices de performance pour un système de 3ème ordre
Tableau (III .6)	Paramètres optimisés de PID du système de 4ème ordre
Tableau (III .7)	Indices de performance pour un système de 4ème ordre

Sommaire

Liste des figures

Liste des tableaux

Résumé

Introduction générale

• Chapitre I : Commande PID et méthodes de réglages

I.1 introduction	4
1.2 Régulation avec un correcteur PID.....	4
1.3 Structure d'un PID	4
1.3.1 Structure parallèle.....	6
1.3.2 structure Série.....	7
1.3.3 Structure mixte	7
1.3.4 La principale différence.....	8
1.4 Méthodes de réglages.....	8
α . Méthode de ziegler et nichols.....	9
β . méthodes de la réponse indicielle.....	9
γ . méthodes de point critique.....	9
δ . méthode de broida.....	10
φ . Méthodes de chien –hrones –Reswick.....	11
σ . Méthode de Cohen coon	12
1.5 Critère de performance	13
1.5.1 Critère de performance de la précision dynamique.....	13
α . L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur	13
β .L'intégrale de carré de l'erreur	14
γ .L'intégrale de la valeur absolue pondérée par le temps.....	14

δ.L'intégrale du carré de l'erreur pondérée par le temps.....	14
1.5.2 Dépassement	14
1.5.3 Temps de réponse	15
1.5.4 Temps de montée	15
1.6 Illustration à travers de exemples sur simulink	16
1.6.1 Simulation avec les défférentes méthodes e réglages.....	17
1.6.2 Réglage des paramètres du PID avec la méthode de ziegler et Nichols	17
1.6.2.1 Méthode de la réponse indicielle	18
1.6.2.2 Méthode Du pompage.....	18
1.6.3 Méthode de broida	19
1.6.4 Méthode de Cohen coon.....	20
1.6.5 Méthodes de chien –hrones –Reswick.....	21
1.6.6 Pourquoi le contrôleur PID est important ?.....	22
1 .7 Conclusion	23

• Chapitre II : optimisation par essaim particulaire

2.1 Introduction	25
2 .2 problème d'optimisation	25
2.3 Principe de fonctionnement de PSO	25
2.4 Mécanisme de confinement	28
2.5 Déroulement de l'algorithme	29
2.6 Illustration à travers des exemple	31
2.6.1 Fonction de Rastrigin	31
2.6.2 Fonction de Booth	32
2.6.3 Fonction de ACKLEY	32
2.7 Conclusion	34

• **Chapitre III : simulation et résultat**

3.1 Introduction.....36

3.2 Optimisation par L’essaim de particules (OEP) :.....36

3.3 CRITERES DE PERFORMANCE.....38

3.4 Pourcentage de dépassement38

3.5 Intégrales faisant intervenir l’erreur38

4. résultats pour différents systèmes.....39

4.1 Comparaison pour le système du second ordre40

4.2 Comparaison pour le système troisième ordre40

4.3 comparaison pour le système quatrième ordre.....42

5. Conclusion48

Conclusion générale49

RESUMÉ

Dans ce travail, l'optimisation par essaim particulaire (OEP) est appliquée pour déterminer les paramètres optimaux du régulateur PID. Les performances de l'approche d'optimisation sont illustrées sur des systèmes de complexité différente. Le mémoire est en trois chapitres structurés comme suit : Dans le premier chapitre, on rappelle les différentes structures du régulateur PID, les différents critères de performances ainsi que quelques les méthodes classiques de réglage des boucles de régulations telle que la méthode de Ziegler Nichols. Dans le deuxième on expose la nouvelle technique d'optimisation (PSO), et son principe de fonctionnement. Des exemples d'optimisation à base du cet algorithme sont donnés à la fin du chapitre. Introduction générale Dans le troisième chapitre, on utilise l'approche pour un ajustement optimal des paramètres du régulateur PID.

Mots clés

Synthèse d'un régulateur PID, optimisation par l'essaim de particules, méthode de Ziegler-Nichols.

Introduction générale

Les régulateurs PID répondent à plus de 90% des besoins industriels par exemple, se compte par milliers. Malheureusement, malgré l'expérience acquise au fil des ans, les valeurs choisies pour les paramètres P, I et D ne sont pas toujours satisfaisantes, ni adaptées au processus à régler. L'histoire des régulateurs est déjà longue et il peut être intéressant de rappeler quelques étapes importantes. Les premiers régulateurs de type centrifuge apparaissent vers l'année 1750 pour régler la vitesse des moulins à vent, suivi en 1788 du fameux contrôleur de vitesse d'une machine à vapeur de James Watt.

En 1942, Ziegler et Nichols [2] ont proposé deux démarches permettant de trouver facilement les paramètres optimums pour une installation donnée. Au fil des ans, les propositions de Ziegler et Nichols ont été adaptées ou modifiées selon les besoins.

En 1963, Horowitz [6] a ajouté un degré de liberté supplémentaire au régulateur PID afin de mieux contrôler les dépassements obtenus lors d'une réponse indicielle. Ce nouveau degré de liberté consiste, en particulier, à ne réinjecter vers le terme proportionnel qu'une partie du signal de sortie. Au début des années 1990 et dans le but de fournir des règles d'ajustement simples mais plus performantes que celles de Ziegler-Nichols, Åström [8], [16] et ses collaborateurs ont analysé le comportement dynamique d'un grand nombre de processus. Cette analyse a conduit à l'établissement de tableaux servant aux calculs des paramètres P, I et D à partir de mesures simples.

Pour renforcer le potentiel des techniques d'accord de paramètre traditionnel de PID, plusieurs approches intelligentes ont été suggérées pour améliorer le PID, comme ceux utilisant des algorithmes génétiques (GA) et l'optimisation d'essaim de particules (OEP). Avec l'avance des méthodes informatiques dans les temps récents, on propose souvent des algorithmes d'optimisation pour régler les paramètres de contrôle afin de trouver des performances optimales.

Ce travail essaye de d'introduis une méthode de synthèse d'un régulateur PID en exploitant la méthode d'optimisation d'essaim de particules OEP. L'algorithme d'OEP est un algorithme stochastique basé sur des principes d'algorithme de sélection naturelle et de recherche. Les algorithmes à essaim de particules ont été utilisés pour réaliser différentes tâches d'extraction de connaissances [14]. L'OEP a été appliquée avec succès dans de

nombreux domaines: La régulation de système électrique ; La conception d'ailes d'avion ; L'analyse d'image ...etc.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante:

- Dans le premier chapitre, on rappelle les définitions et les notions de la régulation, les différents correcteurs ainsi que les méthodes classiques de réglage des boucles de régulations tel que la méthode de Ziegler-Nichols.
- Le deuxième chapitre sera consacré à l'optimisation par l'essaim de particules (OEP). Au début nous allons donner une vue générale sur la méthode d'optimisation d'essaim de particules (OEP). Cette technique d'optimisation OEP, fondée sur la notion de coopération entre particules. L'échange d'information entre eux fait que, globalement, ils arrivent à résoudre des problèmes difficiles.
- Le troisième chapitre fera l'objet d'implantation de la technique d'OEP, dans le but d'optimiser les paramètres du régulateur PID.

CHAPITRE I

Commande PID et méthodes de réglages

I.1 Introduction

L'action de recherche de ces valeurs est appelée « réglage ». Lorsque le régulateur de température PID est réglé de façon optimale, il permet de minimiser l'écart par rapport au point de consigne et offre une réponse rapide aux perturbations ou changements de valeurs de consigne, avec un dépassement minimal.

Bien qu'un grand nombre des régulateurs se règlent automatiquement, connaître les modalités de réglage d'un PID s'avèrera utile pour assurer des performances optimales. Le chapitre est divisé en plusieurs sections portant sur :

Les bases de la régulation PID

Les méthodes de réglage des régulateurs PID

- Le réglage manuel
- Les méthodes heuristiques de réglage
- Le réglage automatique

Les applications classiques des régulateurs PID

1.2 Régulation avec un correcteur PID

Le régulateur PID repose sur la rétroaction. Le signal en sortie d'un dispositif ou d'un processus, comme un réchauffeur, est mesuré et comparé par rapport à une valeur cible ou de consigne. En cas de différence détectée, une correction est calculée et appliquée. Le signal en sortie est mesuré une seconde fois et toute correction éventuellement recalculée elle aussi.

L'acronyme « PID » se réfère aux fonctions « proportionnelle-intégrale-dérivée ». Tous les régulateurs n'utilisent pas ces trois fonctions mathématiques. Grand nombre de processus peuvent être pris en charge à un niveau acceptable en faisant appel uniquement aux fonctions proportionnelle et intégrale. Cependant, tout réglage de précision, notamment pour éviter les dépassements, nécessite l'ajout du contrôle de la dérivée.

Dans le contrôle proportionnel, le facteur de correction est déterminé par l'ampleur de la différence entre le point de consigne et la valeur mesurée. Le problème avec cette approche, c'est qu'à mesure que la différence se rapproche de zéro, la correction se rapproche aussi de zéro. Par conséquent, l'erreur n'atteint jamais zéro.

1.3 Structure d'un PID

Un des régulateurs industriels les plus utilisés est le PID : action proportionnelle, action intégrale et action dérivée. Nous retrouvons grâce aux actions proportionnelle et intégrale la possibilité d'agir sur la précision et d'apporter de la phase par l'action dérivée

pour avoir une stabilité satisfaisante. Les combinaisons possibles sont de type P, PI, PD et PID. La figure ci-dessous représente sous forme des asymptotes, une comparaison en module entre le correcteur retard-avance et le régulateur PID.

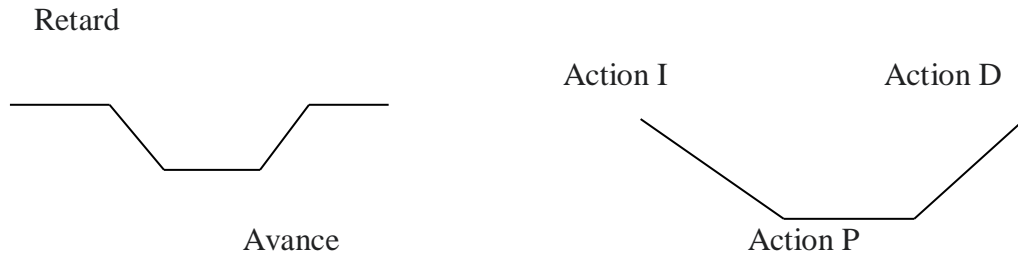


Figure I.1 :Asymptotes en module retard avance et PID

Architecture d'un régulateur PID :

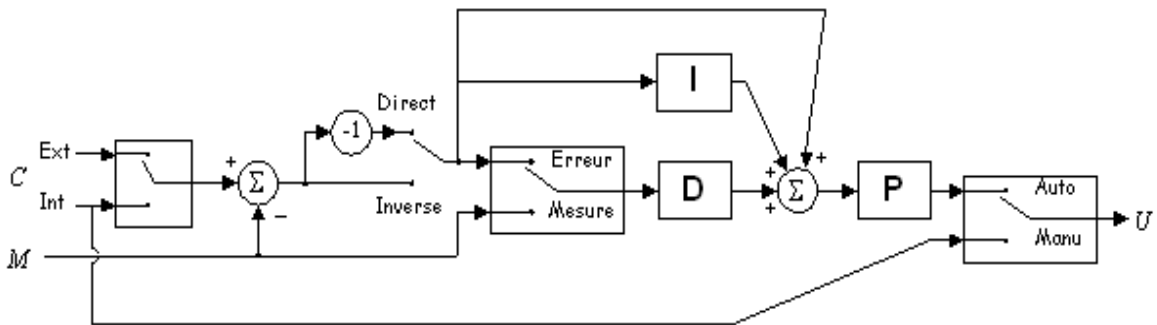


Figure I.2 : Exemple d'un PID à structure mixte

- **Fonction de transfert des 3 actions**

Action proportionnelle : $U(p) = Kp \cdot \varepsilon(p)$ (I.1)

Action intégrale : $U(p) = \frac{1}{TiP} \cdot \varepsilon(p)$ (I.2)

Action dérivée non filtrée : $Ud(p) = Td P \cdot \varepsilon(p)$ (I.3)

et filtrée $Ud(P) = \frac{TdP}{1+N^{-1} TdP} \cdot \varepsilon(p)$ (I.4)

- **Structures de base (action dérivée non filtrée)**

Type mixte : $K_{r,m} \left(1 + \frac{1}{Ti,m P} + Td,m P \right)$ (I.5)

Type parallèle : $K_{r,p} + \frac{1}{Ti,p P} + Td,p P$ (I.6)

Type série :
$$K_{r,s} \left(1 + \frac{1}{T_{i,sP}}\right) (1 + T_{d,sP}) \quad (I.7)$$

• **Passage d'une structure à une autre**

La connaissance du type de structure est impérative. La synthèse du régulateur est réalisée à partir d'une structure donnée, le régleur doit ensuite adapter les valeurs des actions à régler à la structure technologique du régulateur

1.3.1 Structure parallèle :

Un régulateur PID à structure parallèle a pour équation de fonctionnement :

$$Y(t) = A. \epsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \epsilon(t) dt + Td \frac{d\epsilon(t)}{dt} \quad (I.8)$$

$$\rightarrow Y(p) = \left(A + \frac{1}{T_{i,p}} + Td.P \right) \epsilon(p) \quad (I.9)$$

Ce qui permet d'aboutir au schéma bloc représenté ci-contre. La fonction de transfert du

correcteur vaut $C(p) = A + \frac{1}{T_{i.P}} + Td.p$ (I.10)

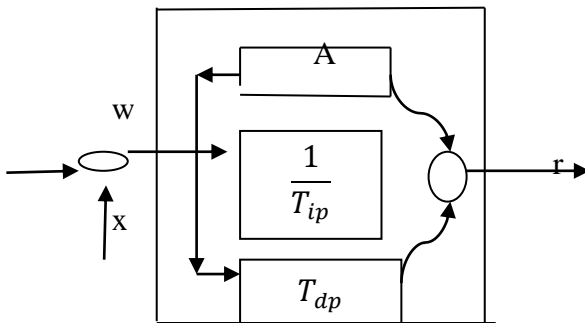


Figure I .3 : correcteur en parallèle

1.3.2 Structure en série

Le schéma bloc d'un régulateur PID à structure série est donné ci-contre. Sa fonction de transfert s'écrit donc :

$$C(p) = A \left(1 + \frac{1}{T_{i,p}}\right) (1 + Td.p) \quad (I.11)$$

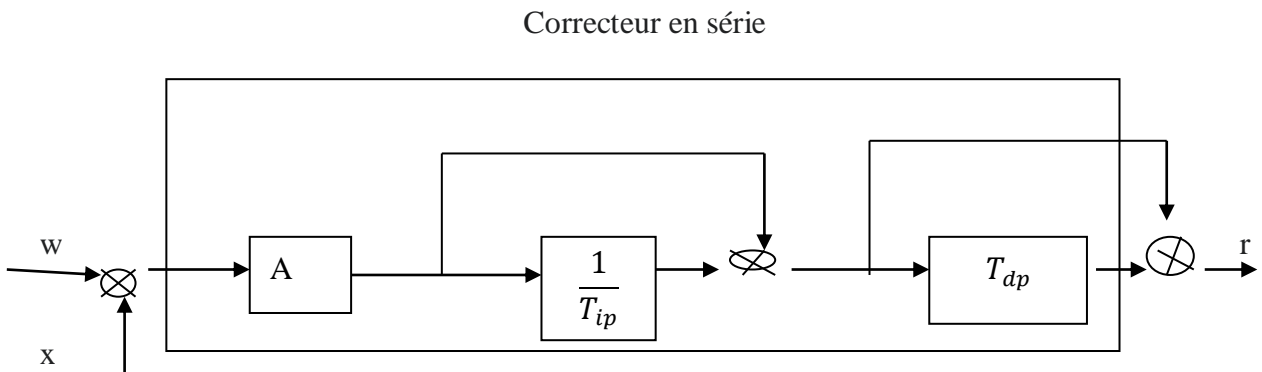


Figure I.4 : correcteur en série

1.3.3 structure mixte

Une 3^{ème} forme de PID existe ! Celle-ci est appelée « standard », « mixte » ou parfois « idéal ». Elle est définie par l'équation ci-dessous :

$$C_{\text{standard}}(s) = K_p(1 + 1/sT_i + sT_d) \quad (I.11)$$

Cette forme standard se rapproche beaucoup de la forme parallèle et les équations de transformation entre les deux sont évidentes. La transformation de la forme série en forme standard s'obtient par les équations suivantes :

$$K_p = k(1 + \tau_d/\tau_i) \quad (I.12)$$

$$T_i = \tau_i + \tau_d \quad (I.13)$$

$$T_d = \tau_d\tau_i/(\tau_d + \tau_i) \quad (I.14)$$

Il existe donc trois formes différentes des mises en œuvre des régulateurs PID et ces trois formes sont presque mathématiquement équivalentes. Dans la plupart des cas (à l'exception par exemple de $k_i=0$), il existe des formules pour transformer un régulateur d'une forme vers une autre forme.

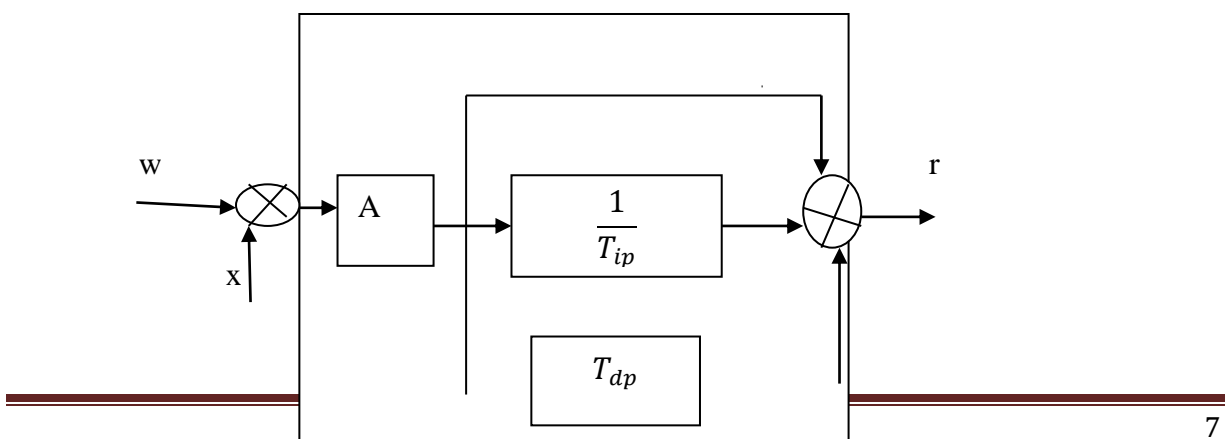


Figure I. 5: correcteur mixte

1.3.4 La principale différence

La principale différence entre ces différentes formes concerne l'effet des coefficients de réglage sur le comportement du régulateur. Ainsi la forme parallèle permet de découpler complètement les actions proportionnelle, intégrale et dérivée entre elles. Alors que dans la forme standard, une modification sur la valeur du coefficient K_p va modifier simultanément les actions proportionnelle, intégrale et dérivée. À ce titre, certaines personnes, qui règlent des PID de manière manuelle, préfèrent la forme parallèle.

La forme série se trouve parfois dans certains automates de régulation du marché. Il existe une 2nde formulation de la forme série :

$$C_{\text{série}}(s) = (1+\tau_1)(1+\tau_2)/\tau_i(1+\tau_Ns) \quad (I.15)$$

Cette formulation permet de facilement mettre en relation les constantes de temps du procédé avec les paramètres de réglage du régulateur et notamment les deux zéros réels du numérateur.

Dans l'industrie, les formes standard et parallèle sont les plus courantes. Ainsi dans le logiciel Simulink, le bloc « PID Controller » propose les formes standard (« Ideal ») et parallèle (« Parallel »).

Un autre point important à remarquer est que les formes série et standard ne permettent pas l'annulation de l'action intégrale et donc la transformation d'un régulateur de type PID en régulateur de type PD.

1.4 Méthodes de réglages

Il existe plusieurs méthodes de réglages des paramètres du régulateur PID ,nous citerons quatre méthodes à savoir : Ziegler et Nichols ,Broida ,Chien –hrones-reswick,et la méthode du cohen –coon

α . Méthode de Ziegler et Nichols

Ziegler et Nichols ont proposé deux approches expérimentales destinées à fixer rapidement les paramètres des régulateurs P, PI et PID. La première nécessite l'enregistrement de la réponse indicielle du système à régler, alors que la deuxième exige d'amener le système en boucle fermée à sa limite de stabilité.

Méthode de Ziegler Nichols			
Type de contrôle	k_p	k_i	k_d
P	$k_u/2$	-	-
PI	$k_u/2.2$	$\frac{K_p}{T_U}/1.2$	-
PID classique	$0.60K_U$	$2K_P/T_U$	$K_P T_U/8$
Pessen integral rule	$0.70K_U$	$2K_P/T_U$	$0.15K_P T_U$
Quelques dépassement	$0.33K_U$	$2K_P/T_U$	$K_P T_U/3$
Pas de dépassement	$0.2K_U$	$2K_P/T_U$	$K_P T_U/3$

Tab I.1 : Paramètres PID obtenus à partir de Ziegler Nichols

β . Méthode de la réponse indicielle

Pour obtenir les paramètres du régulateur PID, il suffit d'enregistrer la réponse indicielle du processus seul (c'est-à-dire sans le régulateur), puis de tracer la tangente au point d'inflexion de la courbe. On mesure ensuite sa pente p , le retard apparent L correspondant au point d'intersection de la tangente avec l'abscisse et le gain $K_0 = y_1/E$ (figure 3). On peut alors calculer les coefficients du régulateur choisi à l'aide du tableau 1.

Généralement, les gains K_p proposés par Ziegler-Nichols sont trop élevés et conduisent à un dépassement supérieur à 20%. Il ne faut donc pas craindre de réduire K_p d'un facteur 2 pour obtenir une réponse satisfaisante

Type	k_p	T_i	T_d
P	$1/(pLK_0) = 1/(aK_0)$		
PI	$0.9/(pLK_0) = 0.9/(aK_0)$	3L	
PID	$1.2/(pLK_0) = 1.2/(aK_0)$	2L	0.5L

Tab I. 2 : Paramètres PID obtenus à partir de la réponse indicielle

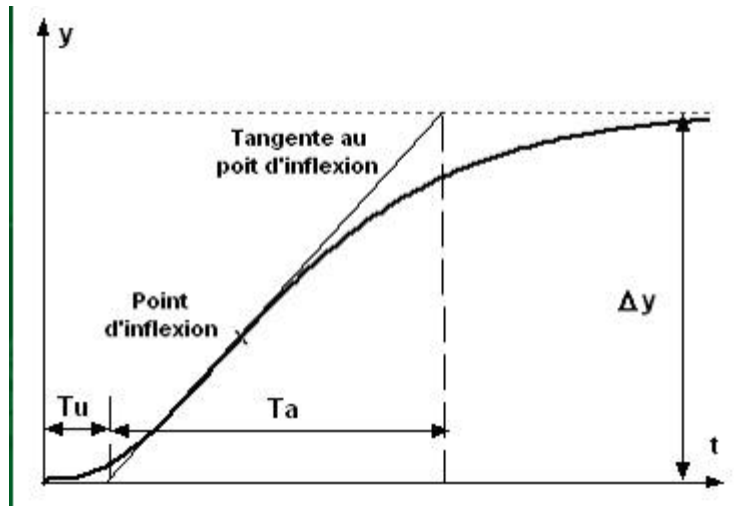


Figure I .6 : réponse en boucle ouvert

γ. Méthode du point critique

Cette méthode est basée sur la connaissance du point critique du processus. Expérimentalement, on boucle le processus sur un simple régulateur proportionnel dont on augmente le gain jusqu'à amener le système à osciller de manière permanente ; on se trouve ainsi à la limite de stabilité. Après avoir relevé le gain critique K_{cr} du régulateur et la période d'oscillation T_{cr} de la réponse, on peut calculer les paramètres du régulateur choisi à l'aide du tableau 2. Ici également, les valeurs proposées conduisent à un temps de montée relativement court malheureusement assorti d'un dépassement élevé. Cette situation n'étant pas toujours satisfaisante, on peut être amené à corriger les coefficients proposés et, en particulier, à diminuer le gain K_p . On notera que les paramètres T_i et T_d proposés par les deux méthodes de Ziegler-Nichols sont dans un rapport constant égal à 4. Le régulateur possède donc deux zéros confondus valant $-1/(2T_d) = -2/T_i$.

Type	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_{cr}$		
PI	$0.4K_{cr}$	$0.8T_{cr}$	
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5T_{cr}$	$0.125T_{cr}$

Tab I. 3 : Paramètres PID obtenus à partir du point critique

δ.Méthode de broïda

Le système est modélisé par $\frac{ke^{-\tau p}}{1+\theta p}$, identifié à partir d'une réponse indicielle en boucle ouverte. La méthode de Broïda consiste à observer cette réponse et à l'assimiler à la réponse d'un système du premier ordre (de constante de temps θ), avec un retard pur τ . Les points d'ordonnées 28 % et 40 % (donnant respectivement les temps t_1 et t_2) permettent de calculer θ et τ par les formules :

$$\tau = 2,8 t_1 - 1,8 t_2$$

$$\theta = 5,5 (t_2 - t_1)$$

$$K = \frac{\Delta \gamma C}{\Delta U E}$$

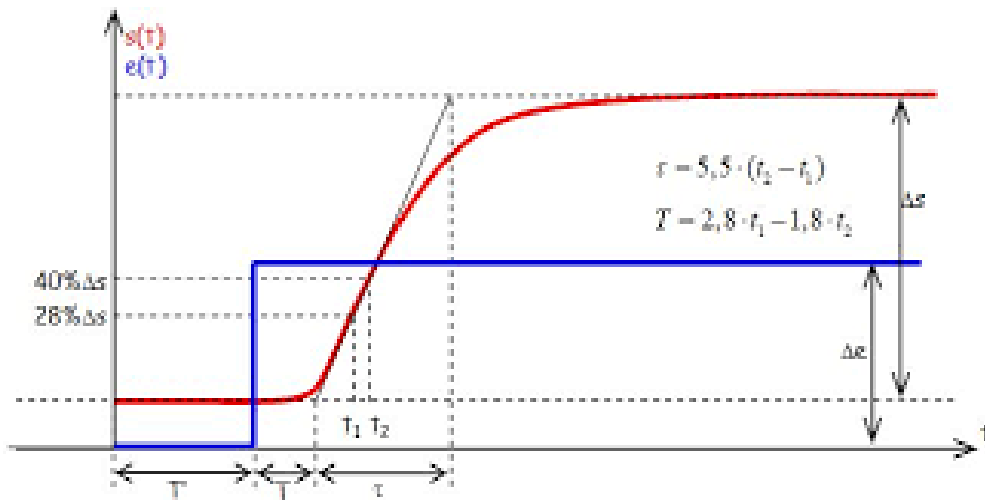


Figure I. 7 : modélisation par la méthode de broïda

φ. Méthode de Chien-Hrones-Reswick

Cette méthode représente une amélioration de la méthode de Ziegler-Nichols temporelle, qui peut parfois générer des constantes de temps intégrales trop petites. Chien-Hrones-Reswick proposent de travailler avec le modèle de Broïda, soit $T(P)=\frac{ke^{-\tau p}}{1+\tau p}$ et donnent des tableaux pour obtenir des systèmes plus amortis en boucle fermée, soit un dépassement de 0% ou de 20%. Ils distinguent le fonctionnement en régulateur (entrée constante et rejet des perturbations, Tableau 9) et le fonctionnement en poursuite (perturbations nulles et entrée variable, Tableau 10). Les réglages sont proposés pour une réponse en boucle fermée à coefficient d'amortissement $z=0,7$, soit un t_r minimum.

dépassement	régulateur	P	PI	PID
0%	K_R	$0.3\frac{\tau}{T}$	$0.6\frac{\tau}{T}$	$0.95\frac{\tau}{T}$
	τ_i	-----	4τ	$2.4T$
	τ_d	-----	-----	$0.42T$
20%	K_R	$0.7\frac{\tau}{T}$	$0.7\frac{\tau}{T}$	$1.2\frac{\tau}{T}$
	τ_i	-----	$2.3\frac{\tau}{T}$	$2T$
	τ_d	-----	-----	$0.47T$

Tableau I. 4 : réglage des régulateurs selon Chien-Hrones-Reswick en régulation

dépassement	régulateur	P	PI	PID
0%	K_R	$0.3\frac{\tau}{T}$	$0.35\frac{\tau}{T}$	$0.6\frac{\tau}{T}$
	τ_i	-----	1.2τ	τ
	τ_d	-----	-----	$0.5T$
20%	K_R	$0.7\frac{\tau}{T}$	$0.6\frac{\tau}{T}$	$0.95\frac{\tau}{T}$
	τ_i	-----	τ	1.4τ
	τ_d	-----	-----	0.47τ

Tableau I. 5 : réglage des régulateurs selon Chien-Hrones-Reswick en poursuite

σ .Méthode de cohen-coon

La méthode de réglage automatique Cohen-Coon est une méthode de réglage des régulateurs PID hors ligne. Cette méthode utilise les paramètres PID obtenus avec une expérience de fonction de transfert en boucle ouverte. Cette méthode est similaire à la méthode Ziegler-Nichols mais fournit de meilleurs résultats si le régulateur a un temps mort (T_d) élevé par rapport à la constante de temps (T).

Le tableau suivant présente les recommandations Cohen-Coon relatives aux paramètres de réglage sous différentes spécifications de réglage :

régulateur	k_c	t_i	t_d
P	$\frac{T}{K_c \times T_d} \left[1 + \frac{T_d}{3T} \right]$	-----	-----
PI	$\frac{T}{K_c \times T_D} \left[0.9 + \frac{T_D}{12T} \right]$	$\frac{T_D [30 + 3(\frac{T_D}{T})]}{9 + 20(\frac{T_D}{T})}$	-----
PID	$\frac{T}{k_c \times t_d} \left[\frac{3}{4} + \frac{T_D}{4T} \right]$	$\frac{T_D [32 + 6(\frac{T_D}{T})]}{13 + 8(\frac{T_D}{T})}$	$\frac{4T_D}{11 + 2(\frac{T_D}{T})}$

Tab I. 6 : Paramètres PID obtenus à partir du Broida

T : étant la constante de temps

Kc : étant le gain proportionnel

Td : étant le temps mort

1.5 Critère de performance

Une simulation (ou expérimentation) ayant été réalisée, il est alors nécessaire d'analyser la réponse du système obtenue. Si une expérience a été menée en parallèle, on peut confronter la réponse expérimentale à la réponse simulée.

1.5.1 Critère de performance de la précision dynamique

La précision dynamique est caractérisée par le dépassement D1 lors du régime transitoire de la réponse de la grandeur réglée suite à un échelon de consigne ou de perturbation. Cette précision est liée directement au degré de stabilité du procédé ; c'est un critère de performance qui peut être défini par les marges de gain et de phase.

L'écart entre la consigne (sortie attendue) et la sortie (sortie réelle) se caractérise donc de la manière suivante (entrée et sortie homogènes) :

$$e(t) = e(t) - s(t) \implies e(t) = 0$$

L'écart est exprimé dans l'unité de la grandeur de sortie, ou encore en %. On peut alors envisager l'écart à la sortie du comparateur, ce qui est équivalent. On distingue différents types d'erreur, en fonction du signal d'entrée.

α . L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE)

IAE intègre l'erreur absolue dans le temps. Cela n'ajoute de poids à aucune des erreurs dans une réponse du système. Il a tendance à produire une réponse plus lente que les systèmes optimaux ISE, mais généralement avec une oscillation moins soutenue. Est donné par :

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (I.16)$$

β .L'intégrale du carré de l'erreur (ISE)

Une mesure de la performance du système formée en intégrant le carré de l'erreur du système sur un intervalle de temps fixe ; cette mesure de performance et ses généralisations sont fréquemment utilisées dans la théorie du contrôle optimal linéaire et de l'estimation.

Donner par : $ISE = \int_0^{\infty} (e(t))^2 dt \quad (I.17)$

γ .L'intégrale de la valeur absolue pondérée par le temps (ITAE)

L'intégrale de l'erreur absolue pondérée dans le temps ITAE est définie comme suit : La pondération temporelle « t » est utilisée, car l'erreur initiale pour une réponse échelonnée est toujours importante et, pour la plupart des cas de points de consigne, il est raisonnable de peser moins cette erreur.

Exprimé par : $ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt \quad (I.18)$

δ .L'intégrale du carré de l'erreur pondérée par le temps (ITSE)

Est donné par :

$$ITSE = \int_0^{\infty} t(e(t))^2 dt \quad (I.19)$$

Ce critère met peu l'accent sur les erreurs initiales. Et pénalise fortement les erreurs qui se produisant vers la fin de la réponse transitoire à une entrée échelon.

1.5.2 Dépassement

En pratique il est recommandé pour avoir un système <<agile>> un dépassement de 10%

$$D_{1\%} = \frac{y_{max} - y_{\infty}}{y(\infty)} \cdot 100\% \quad (I.20)$$

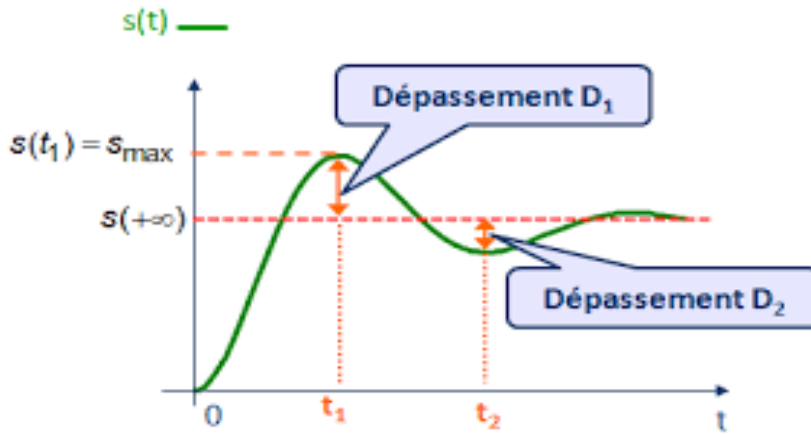


Figure I.8 : représentation graphique du dépassement

1.5.3 Temps de réponse

Théoriquement, le temps de réponse est le temps nécessaire pour que le régime transitoire ait totalement disparu. Toutefois, en pratique, on convient, en fonction de la précision exigée, que c'est le temps au bout duquel la réponse du système pénètre dans le couloir de plus ou moins 5% de la valeur finale sans en sortir.

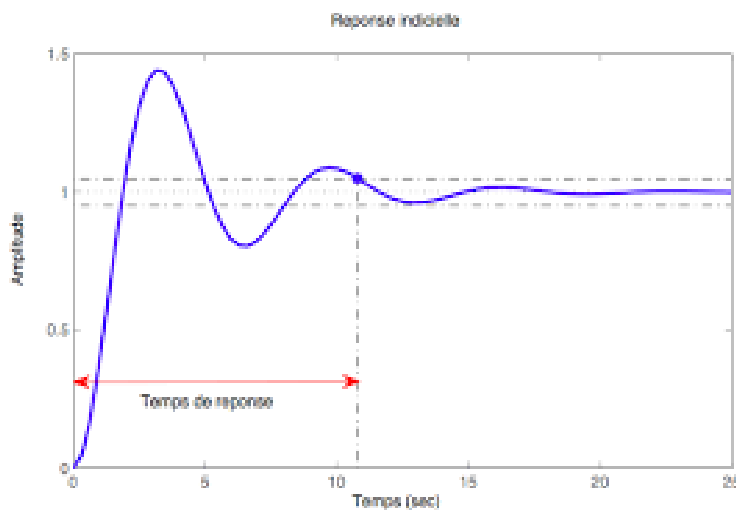


Figure I.9 : Représentation graphique du temps de réponse

1.5.4 Temps de montée

Le temps de montée correspond au temps nécessaire à la sortie de signal pour augmenter le niveau des signaux de 10% à 90%. Pour les appareils de mesure numériques, il s'agit du temps parcouru pour émettre une valeur de mesure stable.

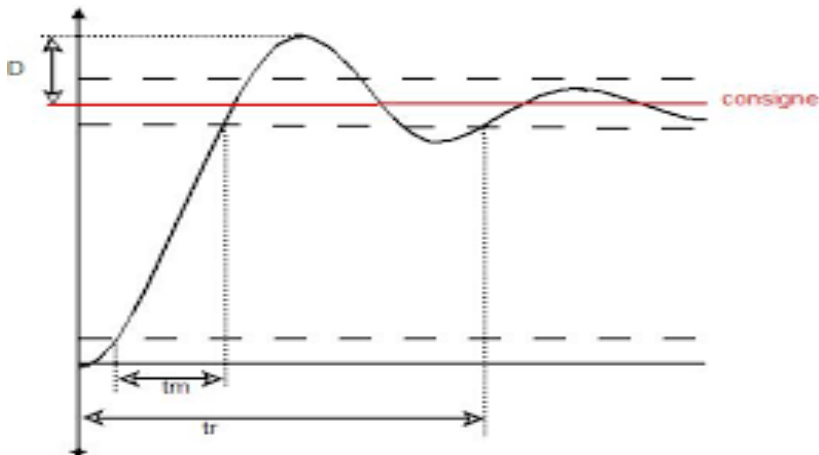


Figure I.10: représentation graphique du temps de montée

1.6 Illustration à travers de exemples sur simulink

Dans ce qui suit, nous allons tester et comparer les différentes méthodes de réglage des paramètres du PID, présentées précédemment à travers un exemple de commande d'un système de troisième ordre de fonction de transfert.

$$G(p) = \frac{1}{(1+p)^3} \quad (I.21)$$

La figure (10) donne le modèle réalisé sous *Matlab/Simulink* pour la simulation du système en boucle fermée sans l'intervention du régulateur.

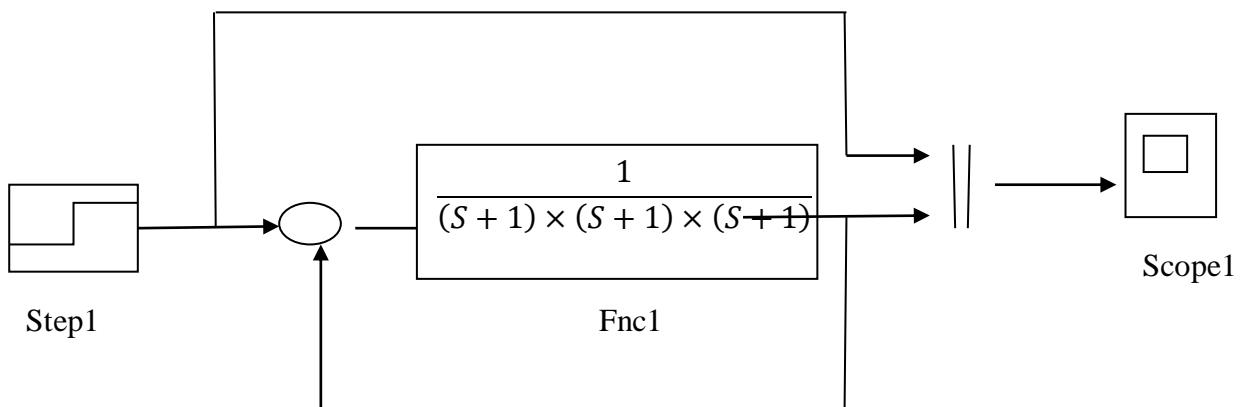


Figure I.11: Teste sans l'intervention du régulateur PID

La réponse obtenue est représenté dans la figure (12)

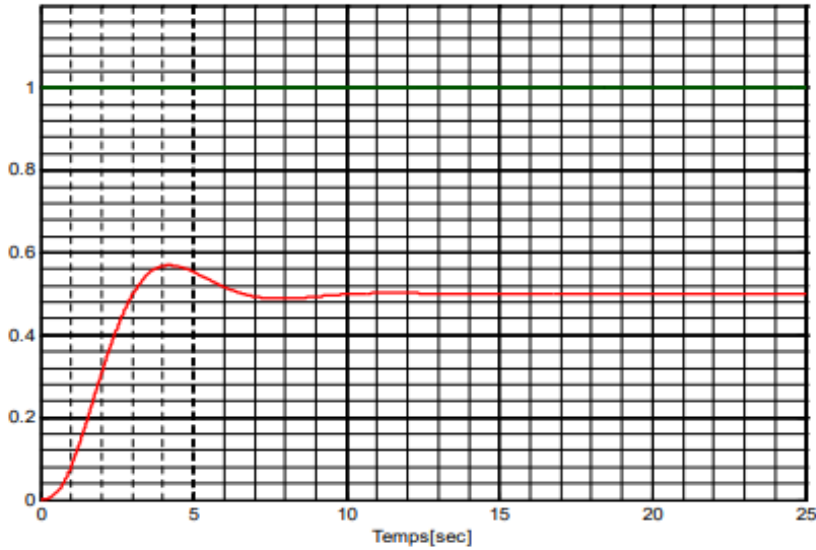


Figure I. 12: Réponse de système sans l'intervention du régulateur.

D'après la Figure () on remarque que la réponse indicielle du système en boucle fermé présente une erreur statique égale à 0.5 (50%) et un dépassement d'ordre 13.82%.

1.6.1 Simulation avec les différentes méthodes de réglages

La figure (12) donne le modèle réalisé sous *Matlab/Simulink* pour la simulation du système en boucle fermée avec l'intervention du régulateur pour les différentes méthodes de réglages.

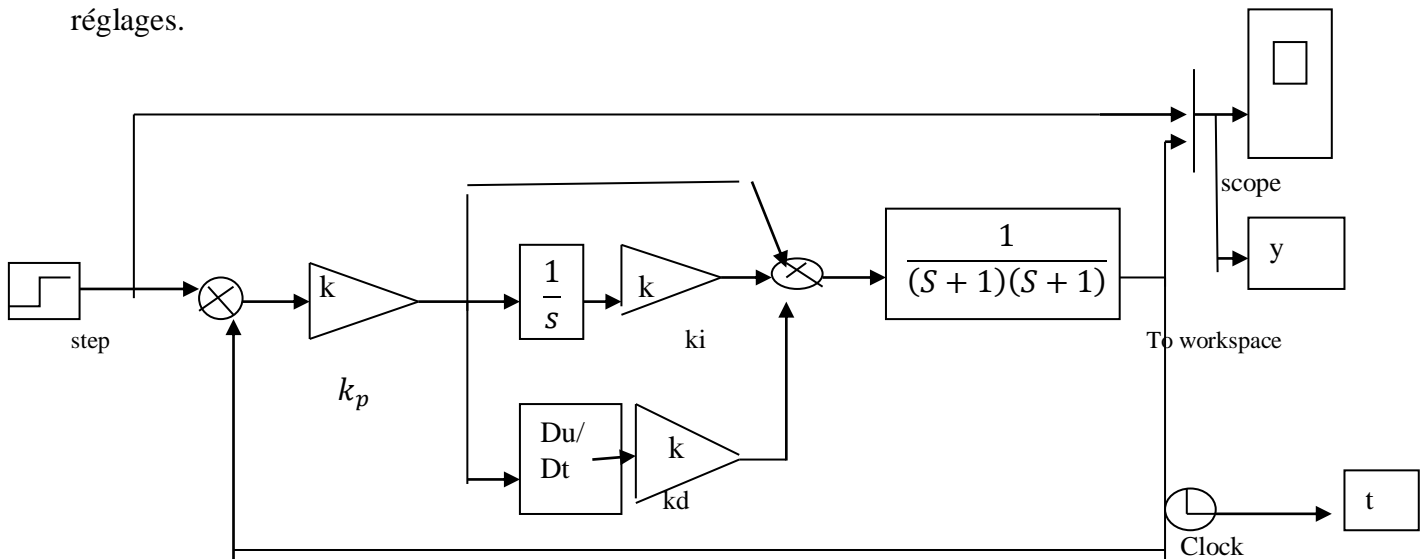


Figure I.12 : Modèle réalisé sous Matlab/Simulink utilisé pour les différentes méthodes de réglages.

1.6.2 Réglage des paramètres du PID avec la méthode de ziegler et Nichols

En 1942, Ziegler et Nichols ont proposé deux approches heuristiques basées sur leur expérience et quelques simulations pour ajuster rapidement les paramètres des régulateurs P, PI et PID. La première méthode nécessite l'enregistrement de la réponse indicielle en boucle

ouverte, alors que la deuxième demande d'amener le système bouclé à sa limite de stabilité. Dans cette section on va tester la méthode de la réponse indicielle et la méthode de pompage (point critique).

1.6.2.1 Méthode de la réponse indicielle

Pour obtenir les paramètres du régulateur PID, il suffit d'enregistrer la réponse indicielle du processus seul (c'est-à-dire sans le régulateur), puis de tracer la tangente au point d'inflexion de la courbe. On mesure ensuite les deux grandeurs T_u et T_a comme indiqué par la Figure (13)

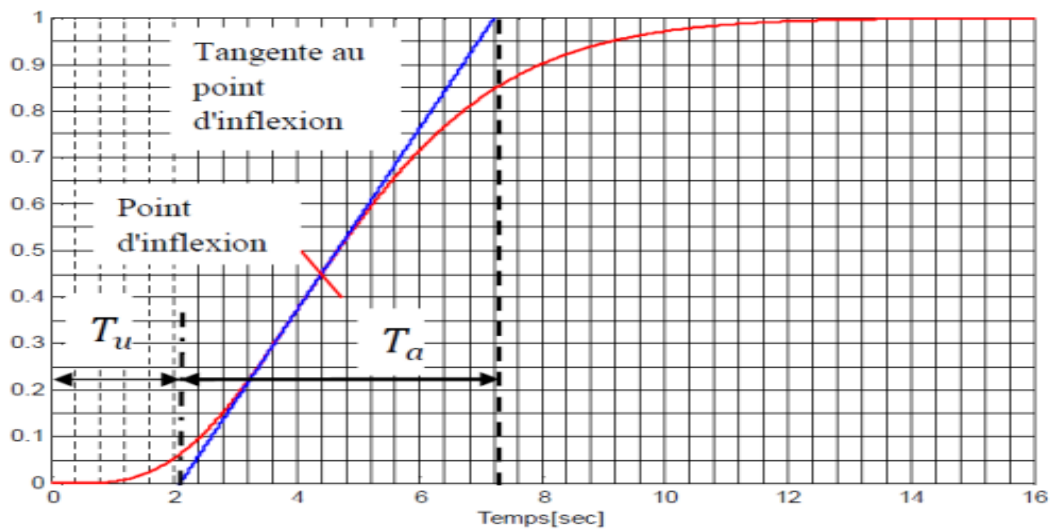


Figure I .13: Réponse du système en boucle ouvert

Le tableau(5) nous donne les performances du système obtenu avec cette méthode.

type	<i>PID série</i>	<i>PID parallèle</i>	<i>PID mixte</i>
k_p	$0.6 \frac{T_a}{T_u}$	$1.2 \frac{T_a}{T_u}$	$1.2 \frac{T_a}{T_u}$
T_i	T_a	$1.67 \frac{T_a}{T_u}$	$2 \frac{T_a}{T_u}$
T_d	T_u	$0.6 \frac{T_a}{T_u}$	$\frac{T_a}{2}$

Tableau I. 7 : Méthodes des Réglages de Ziegler et Nichols en boucle ouverte

Généralement, les gains K_p proposés par Ziegler-Nichols sont trop élevés et conduisent à un dépassement supérieur à 20%. Donc il faut réduire K_p d'un facteur 2 pour obtenir une réponse satisfaisante.

1.6.2.2 Méthode Du pompage

Cette méthode est basée sur la connaissance du point critique du processus. Expérimentalement, on boucle le processus sur un simple régulateur proportionnel dont on augmente le gain jusqu'à amener le système à osciller de manière permanente ; on se trouve ainsi à la limite de stabilité. On boucle le processus sur un simple régulateur proportionnel k_p dont on augmente le gain jusqu'à amener le système à osciller de manière permanent, on se trouve ainsi à la limite de stabilité Figure(14). Après avoir relevé le gain critique k_{cr} du régulateur et la période d'oscillation T_{cr} de la réponse, on peut calculer les paramètres de régulateur choisis à l'aide du tableau(6).

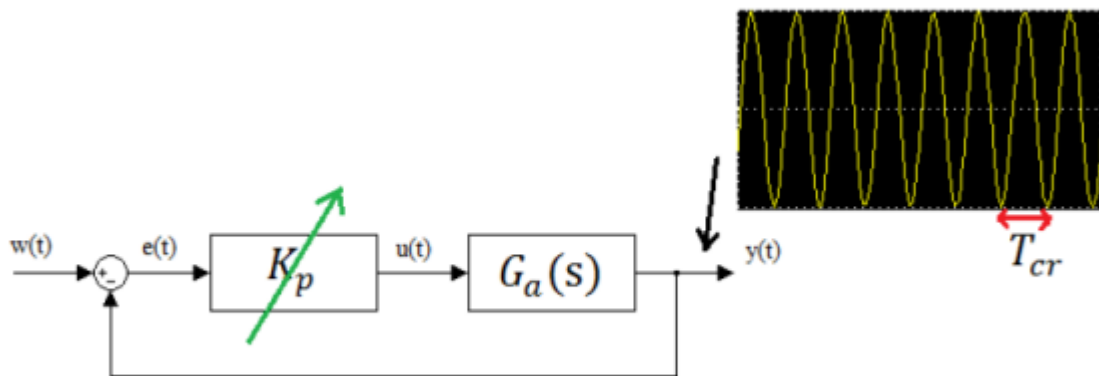


Figure I. 14: Méthode du gain critique

type	PID série	PID parallèle	PID mixte
k_p	0.3^*	$0.6 * k_{cr}$	$0.6 * k_{cr}$
T_i	$\frac{T_{cr}}{4}$	$\frac{T_{cr}}{1.2 * k_{cr}}$	$\frac{T_{cr}}{2}$
T_d	$\frac{T_{cr}}{4}$	$\frac{T_{cr} * T_{cr}}{13.3}$	$\frac{T_{cr}}{8}$

Tableau I. 8: Réglage de Ziegler et Nichols par méthode du gain critique.

1.6.3 Méthode de Broida

Cette méthode est basée sur l'identification en boucle ouverte du système en premier lieu et le calcul des paramètres en second lieu. On mesure les temps t_1 , et t_2 qui correspondent respectivement aux temps de réponse 28% et à 40% ; de la valeur finale de la réponse indicelle figure (15)

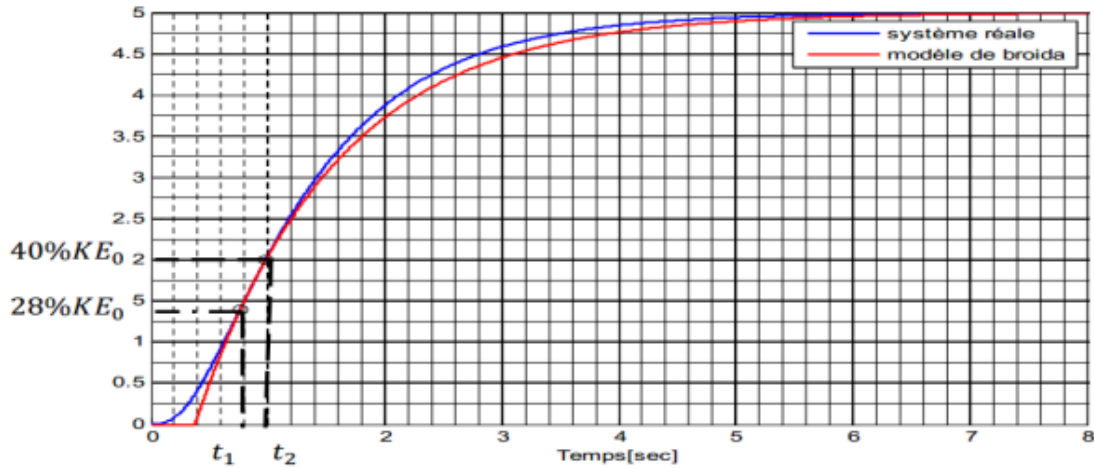


Figure I .15: Modélisation par la méthode de Broïda.

La fonction de transfert du système est exprimée par :

$$G(p) = \frac{ke^{-\tau p}}{1+\tau p} \quad (I.22)$$

Avec :

$$T = 5.5.(t_2-t_1).$$

$$\tau = 2,8.t_1 - 1,8.t_2.$$

K : Le gain statique.

Les paramètres du correcteur PID sont représentés dans le tableau () :

type	PID série	PID mixte
k_p	$0.83 \frac{1}{K} \frac{\tau}{T}$	$\frac{\frac{\tau}{T} + 0.4}{1.2K}$
T_i	τ	$\tau + 0.42T$
T_d	$0.42T$	$\frac{\tau T}{T + 2.5\tau}$

Tableau I. 9: Réglage de Broïda.

1.6.4 Méthode de Cohen Coon

Cette méthode est basée sur un système ayant un retard et son critère principal est le rejet de perturbation. Elle est utilisée juste pour les processus stables avec une réponse apériodique. La méthode de Cohen-Coon procède en premier lieu à l'identification des paramètres du système K,θ et τ à partir de la réponse indicielle du processus en boucle ouverte afin d'obtenir un modèle simplifié décrit par une fonction de transfert de premier ordre à retard :

$$G(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{1+\tau s}$$

Puis on procède au calcul des paramètres du régulateur selon les relations résumées dans le tableau :

type	k_p	T_i	T_d
P	$\frac{1. \tau 3. \tau + \theta }{K\theta}$	-----	-----
PI	$\frac{1. \tau 10.8. \tau + \theta }{K\theta}$	$\theta \frac{30 + 3(\frac{\theta}{\tau})}{9 + 20(\frac{\theta}{\tau})}$	-----
PID	$\frac{1. \tau 16. \tau + 3. \theta }{K\theta}$	$\theta \frac{32 + 6(\frac{\theta}{\tau})}{13 + 8(\frac{\theta}{\tau})}$	$\frac{40}{11 + 2(\frac{\theta}{\tau})}$

Tableau I .10 : Relations de réglage préconisé par la méthode de Cohen-Coon en boucle ouverte.

1.6.5 – Méthodes de chien –Hrones –Reswick

Cette méthode s’applique au système ayant une fonction de transfert du premier ordre qui a une constante de temps τ avec retard θ . Le réglage des paramètres se fait soit par rapport à la consigne (poursuite), soit par rapport à la perturbation (régulation). Deux réglages de cette méthode sont proposés (voir tableaux ci-dessous) afin obtenir des systèmes plus amortie en boucle fermée, soit un dépassement de 0% ou 20%. Les réglages sont proposés pour une réponse en boucle fermée à coefficient d’amortissement $z = 0.7$, soit un temps de réponse minimum.

Les paramètres du régulateur sont calculés séparément pour le rejet de perturbation tableau(11) et pour la réponse au changement de consigne tableau(12)

dépassement	régulateur	P	PI	PID
0%	k_p	$0.3 \frac{\tau}{\theta}$	$0.35 \frac{\tau}{\theta}$	$0.6 \frac{\tau}{\theta}$
	T_i	-	1.2τ	T
	T_d	-		0.5θ
20%	k_p	$0.7 \frac{\tau}{\theta}$	$0.6 \frac{\tau}{\theta}$	1.4τ
	T_i	-	τ	2θ
	T_d	-	-	0.47θ

Tableau I .11 : Réglage des régulateurs selon Chien-Hrones-Reswick en poursuite

dépassement	régulateur	P	PI	PID
0%	k_p	$0.3 \frac{\tau}{\theta}$	$0.6 \frac{\tau}{\theta}$	$0.95 \frac{\tau}{\theta}$
	T_i	-	4τ	2.4θ
	T_d	-		0.42θ
20%	k_p	$0.7 \frac{\tau}{\theta}$	$0.7 \frac{\tau}{\theta}$	$1.2 \frac{\tau}{\theta}$
	T_i	-	τ	2θ
	T_d	-	-	0.42θ

Tableau I. 12 : Réglage des régulateurs selon Chien-Hrones-Reswick en régulation.

1.6.6 Pourquoi le contrôleur PID est important ?

Un contrôleur PID est un instrument utilisé dans les applications de contrôle industriel pour réguler la température, le débit, la pression, la vitesse et d'autres variables de processus. Les contrôleurs PID (proportionnel intégral dérivé) utilisent un mécanisme de rétroaction de boucle de contrôle pour contrôler les variables de processus et sont le contrôleur le plus précis et le plus stable.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu comment les contrôleurs PID peuvent être utilisés pour optimiser les boucles de contrôle pour le temps de réponse, la précision et la stabilité dans toutes les conditions de processus – et comment les termes I et D offrent un niveau de contrôlabilité impossible avec le terme proportionnel seul.

Le contrôleur PID est le cheval de bataille des systèmes de contrôle de processus modernes. Les modes de contrôle proportionnel, intégral et dérivé remplissent chacun une fonction unique. Les modes de contrôle proportionnel et intégral sont essentiels pour la plupart des boucles de contrôle, tandis que la dérivée n'est utile que dans certains cas.

CHAPITRE II

Optimisation Par Essaim Particulaire

2.1 Introduction

L'optimisation est une branche des mathématiques qui permet de résoudre des problèmes en déterminant le meilleur élément d'un ensemble selon certains critères prédéfinis. De ce fait, l'optimisation est omniprésente dans tous les domaines et évolue sans cesse depuis Euclide. En 1995, Russel Eberhart, ingénieur en électricité et James Kennedy, socio-psychologue, s'inspirent du monde du vivant pour mettre en place une méta-heuristique : l'optimisation par essaim particulière. Cette méthode se base sur la collaboration des individus entre eux : chaque particule se déplace et à chaque itération, la plus proche de l'optimum communique aux autres sa position pour qu'elles modifient leur trajectoire. Cette idée veut qu'un groupe d'individus peu intelligents puisse posséder une organisation globale complexe. De par sa récence, de nombreuses recherches sont faites sur la P.S.O., mais la plus efficace jusqu'à maintenant est l'élargissement au cadre de l'optimisation combinatoire. En effet, en 2000, Maurice Clerc, un chercheur de France Telecom met en place la D.P.S.O (Discrete Particle Swarn Optimization), en remplaçant les points par des ordonnancements et les fonctions continues par des fonctions d'évaluation.

Dans ce chapitre, nous allons détailler le principe de fonctionnement d'un PSO.

2.2 Problème d'optimisation

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (l'optimum) d'une fonction donnée.

Les variables de cette fonction sont souvent contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. On aura donc un problème d'optimisation sous contraintes. Mathématiquement, on cherche à minimiser f sur E , c'est à dire, on cherche $x^* \in E$ tel que :

$$(fx^*) = \min(x) \quad (II.1)$$

2.3 Principe de fonctionnement de PSO

Dans cet algorithme, les solutions candidates d'une population, appelées des particules, coexistent et évoluent simultanément en se basant sur le partage des connaissances avec les particules voisines. Alors qu'il volait à travers l'espace de recherche, chaque particule génère une solution utilisant sa vectrice vitesse. Chaque particule modifie sa vitesse pour trouver une meilleure solution (position) en appliquant sa propre expérience de vol (c-à-

d. mémoire ayant la meilleure position trouvée dans les vols précédents) et l'expérience de particules voisines (c-à-d meilleure solution trouvée de la population).

Dans un tel contexte ce déplacement à une signification et doit parallèlement répondre à une logique, fondement même du PSO. Il consiste à chercher un optimum dans un voisinage donné, ce déplacement est influé par les trois composantes suivantes :

- **Une composante d'inertie** : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement.
- **Une composante cognitive** : la particule tend à se fier à sa propre expérience et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée.
- **Une composante sociale** : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint collectivement par l'essaim.

Le principe de la méthode d'essaim de particule est résumé par la figure :

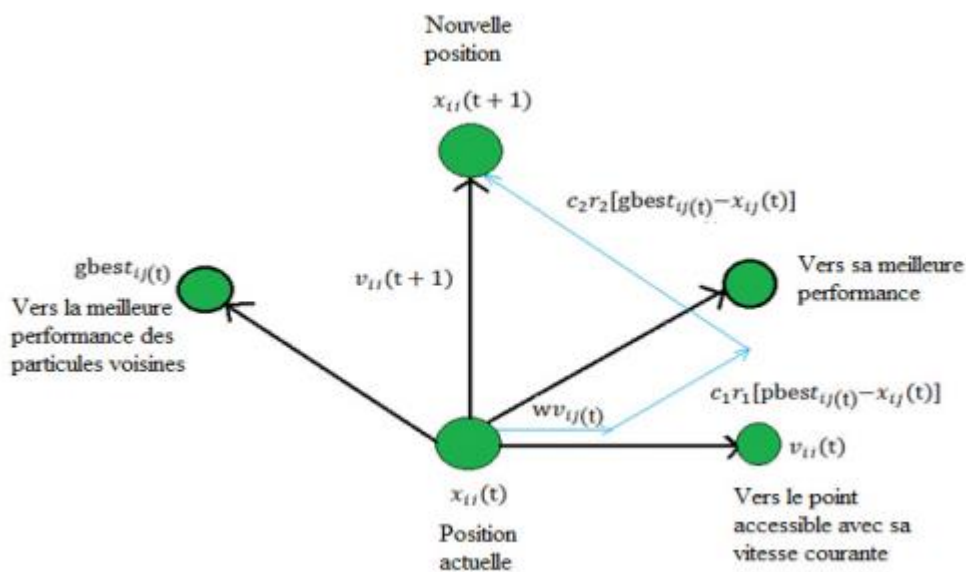


Figure II .1: Déplacement d'une particule.

Dans un espace de recherche de dimension D , la particule i de l'essaim est modélisée par son vecteur position $x_{ij} = (x_{i1} x_{i2} \dots x_{iD})^T$ et par son vecteur vitesse $v_{ij} = (v_{i1} v_{i2} \dots v_{iD})^T$.

La qualité de sa position est déterminée par la valeur de la fonction objectif en ce point. Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note.

$p_{ij} = (p_{i1} p_{i2} \dots p_{iD})^T$ La meilleure position atteinte par ses particules voisines est notée

$$g_{ij} = (g_{i1} g_{i2} \dots g_{iD})^T \quad (II.2)$$

Le vecteur vitesse est calculé à partir de l'équation suivante

$$v_{ij(k)} = wv_{ij}(k+1) + c_1 r_1 (P_{ij}(k-1) - x_{ij}(k-1)) + C_2 r_2 (g_i(k-1) - x_{ij}(k-1)) \quad (II.3)$$

La position à l'iteration de la particule i est alors définie par l'équation suivante :

$$X_{ij}(k) = x_{ij}(k-1) + v_{ij}(k) \quad (II.4)$$

$$i = 1, 2, 3 \dots N_p. \quad (II.5) \quad J = 1, 2, 3 \dots N_d. \quad (II.6)$$

$$K = 1, 2, 3 \dots K_{max} \quad (II.7)$$

N_p Est le nombre de particules de l'essaim.

N_d Est le nombre de variables du problème (c-à-d dimension d'une particule).

K_{max} Est le nombre maximal d'iteration.

$V_{ij}(k)$ Est la vitesse de la J ième composante de la i ième particule de l'essaim, à la k ième itération.

P_{ij} est la j ième composante de la meilleure position occupée par la i ième particule de l'essaim enregistrée dans les itérations précédentes (local best).

G_j est la j ième composante de la meilleure position occupée par la i ième particule globale de l'essaim (global best).

$X_{ij}(k)$ est la j ième coordonnée de la position actuelle de la particule i , à la k ième itération.

Ω est en général une constante appelée coefficient d'inertie, c_1 et c_2 sont deux constantes appelées coefficients d'accélération, r_1 et r_2 sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans $[0,1]$ à chaque itération et pour chaque dimension.

$w \cdot v_{ij}(k-1)$ correspond à la composante physique du déplacement. Le paramètre w contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur. Il est à noter que, dans certaines applications, le paramètre w , peut être variable.

$C_1, r_1 (P_{ij}^{best} - x_{ij}(k-1))$ correspond à la composante cognitive du déplacement où c_1 contrôle le comportement cognitif de la particule.

$C_2, r_2 (g_j^{best} - x_{ij}(k-1))$ correspond à la composante sociale du déplacement, où contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Les gammes appropriées de valeur pour c_1 et c_2 , sont de 1 à 2, mais 2 est le plus approprié dans beaucoup de cas [20]. Le coefficient d'inertie peut être variable selon.

$$w = w_{max} - \left(\frac{w_{max} - w_{min}}{K_{max}} \right) \quad (II.8)$$

w_{min} et w_{max} : sont respectivement les coefficients minimum et maximum d'inertie.

Le coefficient d'inertie w joue un rôle important dans la procédure de recherche. Elle garantit un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, un bon choix de cette fonction augmente l'efficacité de la méthode pour avoir une solution globale. L'expérience a montré que la diminution linéaire de la valeur de w de 0.9 à 0.4 au cours de la procédure de recherche donne des meilleurs résultats. Il arrive parfois que compte tenu de la position courante et de la vitesse courante d'une particule, cette dernière a tendance à sortir de l'espace de recherche lors de son déplacement. Lorsque c'est le cas, l'algorithme fait intervenir un mécanisme de confinement, dit confinement d'intervalle, afin de gérer le déplacement de la particule et ce, de manière à ce que celui-ci l'amène sur un nouveau point appartenant lui aussi à l'espace de recherche. De manière générale, ce mécanisme consiste à ramener la particule dans le point admissible le plus proche.

2.4 Mécanisme de confinement

Il arrive parfois que compte tenu de la position courante et de la vitesse courante d'une particule, cette dernière a tendance à sortir de l'espace de recherche lors de son déplacement. Lorsque c'est le cas, l'algorithme fait intervenir un mécanisme de confinement, dit confinement d'intervalle, afin de gérer le déplacement de la particule et ce, de manière à ce que celui-ci l'amène sur un nouveau point appartenant lui aussi à l'espace de recherche. De

manière générale, ce mécanisme consiste à ramener la particule dans le point admissible le plus proche.

$$\text{si } x_{ij} > x_{j\max} \text{ alors } x_{ij} = x_{j\max} \quad (II.9)$$

$$\text{si } x_{ij} < x_{j\min} \text{ alors } x_{ij} = x_{j\min} \quad (II.10)$$

$$v_{ij} = 0$$

Ou : $x_{j\max}$ et $x_{j\min}$ sont les valeurs limites du paramètre x_{ij} .

2.5 Déroulement de l'algorithme

Pour expliquer le principe de l'algorithme PSO appliqué pour résoudre un problème d'optimisation, considérons le problème de minimisation.

$$\mathbf{Min} f(\mathbf{x}) \quad (II.11)$$

$$\mathbf{x} \in \mathbf{D}$$

La fonction fitness associée est :

$$\mathbf{fitness}(x_j) = f(x_j) \quad (II.12)$$

L'algorithme PSO se déroule suivant les étapes suivantes :

- **Etape 1** : initialiser une population de particules et de vitesses, uniformément réparties dans l'espace de recherche D , et fixer le critère d'arrêt.
- **Etape 2** : évaluer la fonction objective, pour chaque particule.
- **Etape 3** : mettre à jour la meilleure position P_{best} pour chaque particule et la meilleure position globale g_{best} dans la population.
- **Etape 4** : mettre à jour la position et la vitesse utilisant les équations président.
- **Etape 5** : si une particule, déplacée par l'algorithme vers la limite ou à l'extérieur de l'espace de recherche, le mécanisme de confinement des particules exprimé par l'équation .intervient et ramène la particule à l'intérieur de l'espace de recherche.
- **Etape 6** : vérifier le critère d'arrêt. Si le critère d'arrêt n'est pas satisfait, aller vers l'étape 2 sinon, le programme se termine, et la solution optimale est produite. La figure montre l'organigramme qui résume ces étapes :

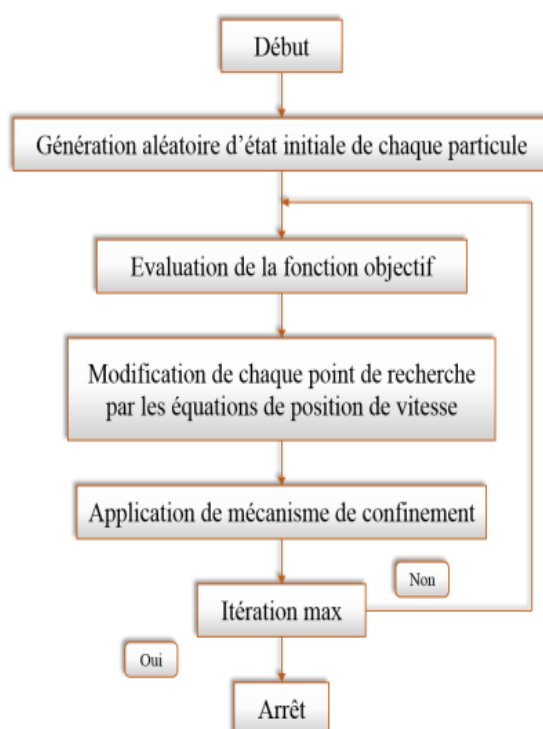


Figure II .2: Organigramme générale de la méthode PSO.

2.6 Illustration à travers des exemples

2.6.1 Fonction de Rastrigin

En optimisation mathématique, la fonction Rastrigin est une fonction non convexe utilisée comme problème de test de performance pour les algorithmes d'optimisation. C'est un exemple typique de fonction multimodale non linéaire. Il a été proposé pour la première fois en 1974 par Rastrigin comme une fonction bidimensionnelle et a été généralisé par Rudolph. La version généralisée a été popularisée par Hoffmeister & Bäck et Mühlenbein et al.

La fonction de Rastring est une fonction convexe, continue, multimodale et à dimension élevée conçue pour l'évaluation de la qualité des méthodes d'optimisation. Sa formule mathématique est définie comme suit :

$$f(x, y) = 0.5 + \frac{\sin^2(x^2 + y^2) - 0.5}{(1 + 0.001(x^2 + y^2))^2} \quad (II.13)$$

Avec :

$$-100 \leq X_i \leq 100$$

La fonction de Rastring contient un ensemble de minima locaux, mais un seul minimum global, sa valeur est égale zéro, ce qui signifie :

$$f(0, \dots, 0) = 0$$

La Figure est une représentation de la fonction de Rastring en 2 dimensions.

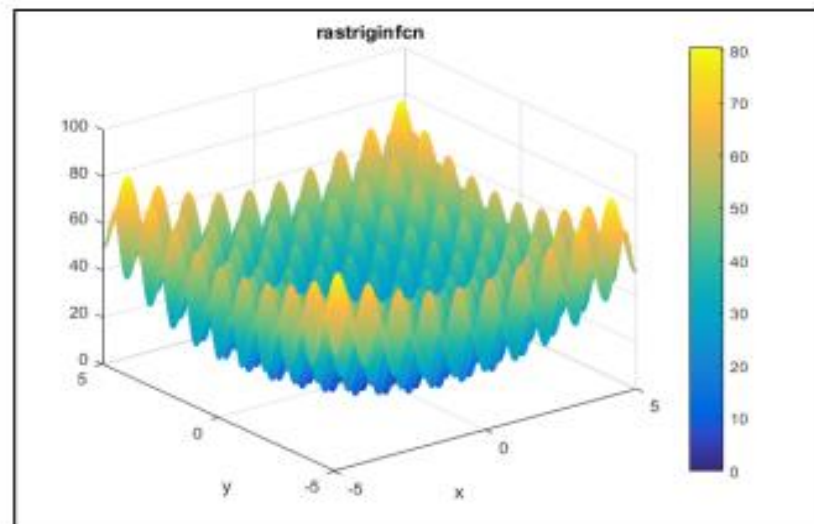


Figure II .3 : Fonction de Rastring en 2 dimensions

2.6.2 Fonction de Booth

La fonction de Booth est une fonction de test mathématique convexe, continue et unimodale. Sa formule mathématique est définie comme suit :

$$f(x, y) = (x + 2y - 7)^2 + (2x + y - 5)^2 \quad (II.14)$$

Avec :

$$-10 \leq X_i, y_j \leq 10$$

Le minimum global est obtenu au point $(x, y) = (1, 3)$ pour lequel la fonction vaut 0, ce qui signifie :

$$f(1, 3) = 0 \quad (II.15)$$

La Figure est une représentation de la fonction de Booth de en 2 dimensions.

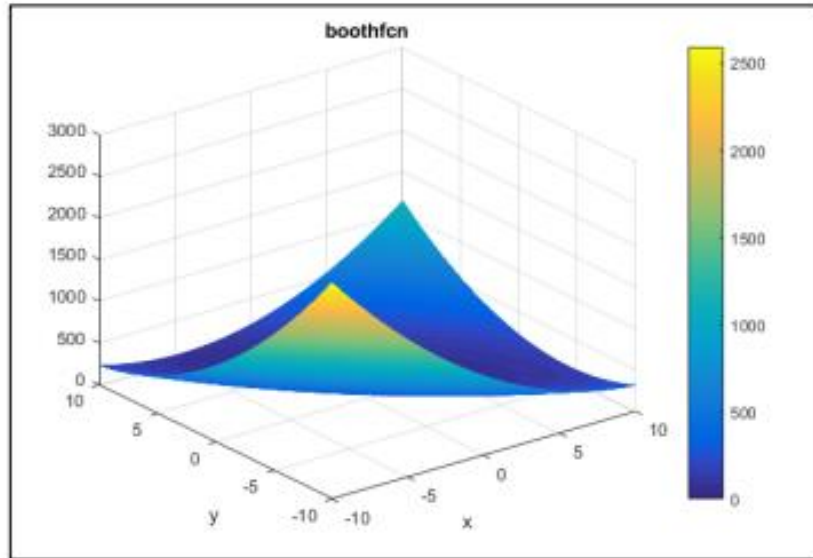


Figure II .4 : Fonction de Booth en 2 dimensions.

2.6.3 Fonction d'ACKLEY

En optimisation mathématique, la fonction d'Ackley est une fonction non convexe utilisée comme problème de test de performance pour les algorithmes d'optimisation. Il a été proposé par David Ackley dans sa thèse de doctorat de 1987.

La fonction d'Ackley est une fonction de test mathématique convexe, continue et multimodale. Sa formule mathématique est définie comme suit :

$$f(x) = \sum_{i=0}^n \alpha_i x_{Ai}(x) \quad (II.16)$$

Avec :

$$-5 \leq x_i \leq 5$$

Le minimum global est obtenu au point $(x, y) = (0,0)$ pour lequel la fonction vaut 0, ce qui signifie :

$$f(0,0) = 0$$

La Figure est une représentation de la fonction d'Ackley de en 2 dimensions.

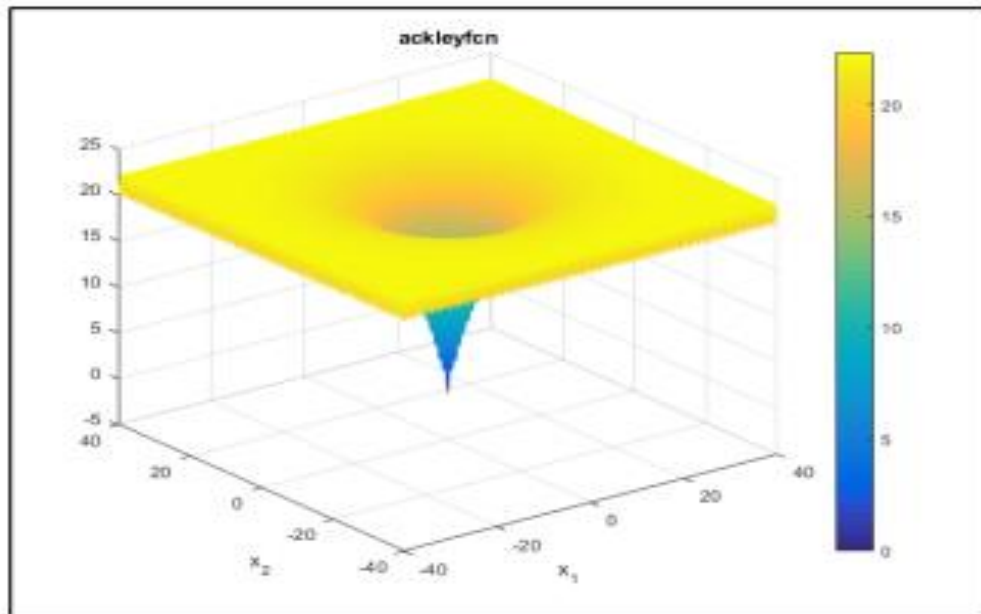


Figure II. 5 : Fonction d'Ackley en 2 dimensions.

2.7 Conclusion

L'optimisation par essaims de particules présente un fort potentiel d'application pratique, mais le choix de paramètres reste l'un des problèmes de l'optimisation par particules d'essaim.

La validité de l'algorithme, sa simplicité d'implémentation lui donne un avantage conséquent. On a présente le problème de l'optimisation globale de fonctions tests mathématiques. Ces fonctions possèdent des propriétés similaires aux problèmes du monde réel et fournissent une bonne base pour tester la crédibilité d'un algorithme d'optimisation, notamment du fait de leur grand nombre d'optima locaux.

CHAPITRE III

SIMULATION ET RESULTATS

III.1 Introduction

Les contrôleurs PID sont utilisés dans la plupart des applications de contrôle de processus automatique dans l'industrie. Ils peuvent réguler le débit, la température, la pression, le niveau et de nombreuses autres variables de processus industriels. Cette note d'application passe en revue la conception des contrôleurs PID et explique les modes de contrôle P, I et D qui y sont utilisés.

Ce chapitre a pour but, d'implémenter la commande PID-OEP pour un seul objectif est d'annuler l'erreur statique, diminuer le dépassement, le temps de réponse et le temps de montée afin d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation et d'avoir un système précis, rapide, stable et robuste.

Nous avons appliqué le régulateur PID-OEP sur des systèmes d'ordre différents définis dans [17] à savoir un système du second ordre avec retard pur, un système du troisième ordre, un système du quatrième ordre.

3.2 OPTIMISATION PAR L'ESSAIM DE PARTICULES (OEP)

Pour la mise en œuvre informatique nous avons exploité les équations (II.1) et (II.2) pour le développement d'un programme sous MATLAB qu'on peut le schématiser sous l'organigramme présenté par la figure (III.1), avec l'intégration des OEP dans le schéma fonctionnel (figure III.2).

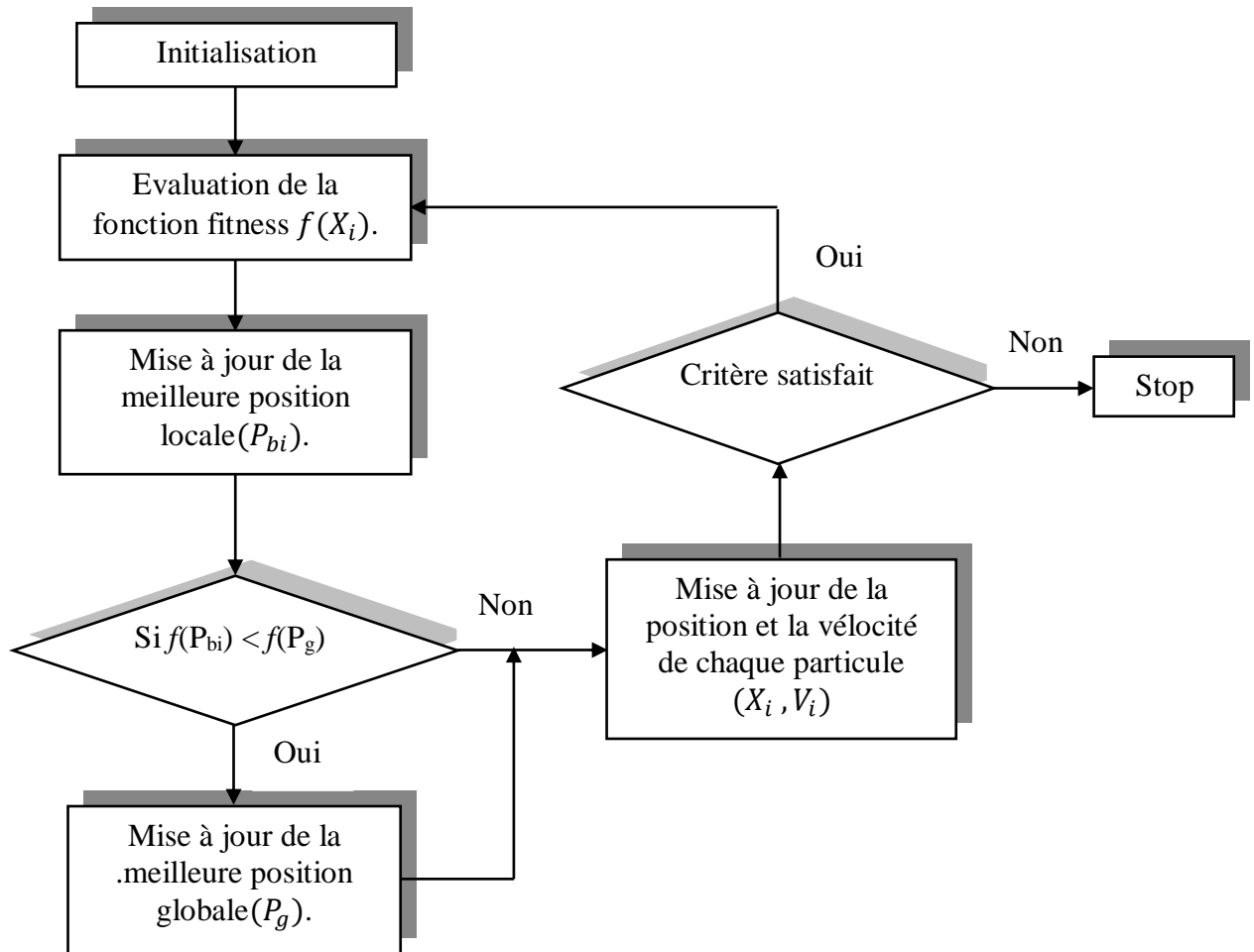
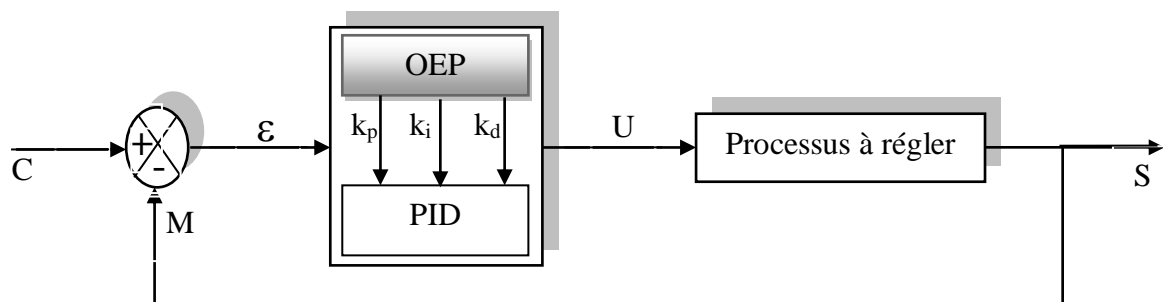


Figure (III.1) : Organigramme des OEP



Figure(III.2) : Bloc diagramme d'implantation d'OEP pour l'ajustement du PID

L'implémentation d'OEP a été effectuée en se référant à l'organigramme suscité. Mais avant tout, on donne quelques explications aux symboles utilisés :

P_{bi} : représente la i^{eme} meilleure solution (position) de la particule i .

P_g : représente la meilleure solution (position) globale du groupe.

X_i : représente la solution (position) de la i^{eme} particule.

V_i : représente la vitesse (vitesse) de la i^{eme} particule.

f : la fonction fitness à optimiser.

φ_1, φ_2 : sont des coefficients de pondérations.

r_1, r_2 : sont deux variables aléatoires uniformément distribuées.

ω : Fonction de pondérations.

Il est à noter que chaque particule contient un nombre de composantes, pour notre exemple chaque particule contient trois composantes (coefficients des régulateurs) à savoir : (K_p, K_i, K_d)

L'organigramme se récapitule en :

Etape 1 : initialisation de toutes les positions locales X_i , meilleures positions locales P_{bi} et la meilleure position globale P_g .

Etape 2 : évaluer la fonction fitness de chaque particule $f(X_i)$.

Etape 3 : mise à jour de toutes les meilleures positions locales P_{bi} .

Etape 4 : si $f(P_{bi}) < f(P_g)$ alors $P_g = P_{bi}$

Etape 5 : mise à jour de X_i et V_i suivant les deux équations (II.1) et (II.2).

Etape 6 : si le critère d'arrêt est satisfait alors stop si non aller à étape 2.

3.3 CRITERES DE PERFORMANCE

Différents indices de performance peuvent être évalués à partir de la réponse temporelle. De façon générale, on cherche à quantifier la différence entre la réponse réelle du système asservi et une réponse idéale qui serait un échelon. Les indices couramment utilisés sont définis de la façon suivante :

3.4 Pourcentage de dépassement « D »

Avant de se stabiliser, la sortie du système passe par un régime transitoire oscillant de part et d'autre de la valeur finale. On définit le pourcentage de dépassement par :

$$D\% = \frac{y_{max} - y(\infty)}{y_{max}} \times 100\% \quad (\text{III.1})$$

3.5 Intégrales faisant intervenir l'erreur

Pour évaluer la différence existante entre la réponse réelle et une réponse idéale de type échelon, on peut calculer l'intégrale d'un terme positif faisant intervenir l'erreur présentée dans la figure (III.3). Un indice calculé de cette façon prend une valeur d'autant plus élevée que la réponse réelle est éloignée de la réponse idéale. En pratique, l'intégrale est calculée sur un intervalle $[0, T]$ suffisamment étendu pour contenir tout le régime transitoire.

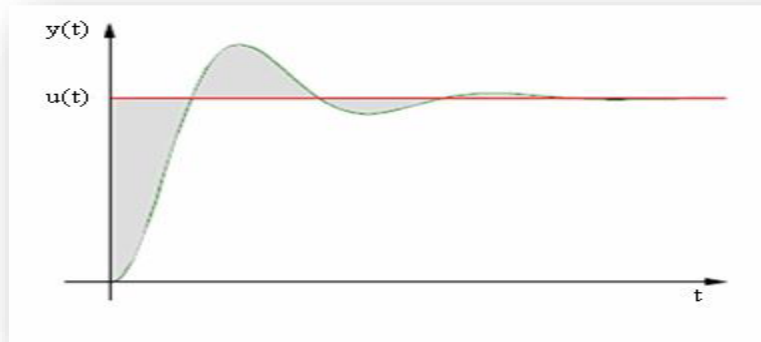


Figure (III.3) : Intégrale faisant intervenir l'erreur.

L'erreur $\varepsilon(t) = y(t) - u(t)$; où $y(t)$: signal de sortie, $u(t)$: signal d'entrée

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par :

$$IAE = \int_0^T |\varepsilon(t)| dt \quad (III.2)$$

Cet indice exprime la surface générée par la différence entre la valeur de consigne et la valeur réelle.

On utilise également l'intégrale de l'erreur quadratique, définie par :

$$ISE = \int_0^T \varepsilon^2(t) dt \quad (III.3)$$

Pour pénaliser les systèmes dont le régime transitoire dure trop longtemps, on utilise également l'intégrale du produit de l'erreur par le temps, donnée par :

$$ITAE = \int_0^T t \cdot |\varepsilon(t)| dt \quad (III.4)$$

Et également l'intégrale du produit de l'erreur quadratique par le temps, donnée par :

$$ISTE = \int_0^T t \cdot \varepsilon^2(t) dt \quad (III.5)$$

Dans [21], on peut trouver une liste plus complète de mesures de performances d'un système asservi. Dans notre étude, nous nous sommes limités aux quatre derniers indices de performance (IAE, ISE, ITAE et ISTE) définis ci-dessus.

III.4 RESULTATS POUR DIFFERENTS SYSTEMES

Nous avons utilisé les exemples des systèmes définis dans [17] : un système du second ordre avec retard pur, un système du troisième ordre et un système du quatrième ordre. Les fonctions de transfert de ces systèmes sont les suivantes :

$$G_1(p) = \frac{e^{-0,5}}{(p+1)^2} \quad (\text{III.6})$$

$$G_2(p) = \frac{1}{p(p+1)^2} \quad (\text{III.7})$$

$$G_3(p) = \frac{1}{p(p+10.53)(p^2 + 0.4706p + 1.045)} \quad (\text{III.8})$$

Pour chaque exemple, nous avons optimisé les paramètres du régulateur PID par la méthode de Z-N décrite dans le premier chapitre (I.3.1.2) et la méthode d'OEP assurant le réglage dynamique du PID. Pour comparer qualitativement les performances, nous représentons les réponses (régulateur + système) pour un même signal d'entrée constitué d'un échelon. Pour comparer quantitativement les deux PID à savoir le PID-ZN et le PID-OEP, nous présentons dans un tableau les indices de performance D_{max} , T_m et T_r calculés.

Les paramètres de l'OEP dans le tableau (III.1) sont utilisés pour vérifier les performances des paramètres du régulateur PID-OEP.

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>
<i>Taille de population</i>	<i>50</i>
<i>Nombre d'itération</i>	<i>100</i>
ω_{max}	<i>0.6</i>
ω_{min}	<i>0.1</i>
$\varphi_1 = \varphi_2$	<i>1.5</i>

Tableau (III.1) : Les paramètres d'OEP pour les systèmes du 2^{eme}, 3^{eme} et 4^{eme} ordre.

III.4.1 Comparaison pour le système du second ordre

Les réponses du système du second ordre avec retard pur pour chacun des deux PID sont présentées sur la figure (III.4). Pour le PID de Ziegler-Nichols, les paramètres sont fixés aux valeurs suivantes : $K_p = 1,5625$; $T_i = 2,1839$; $T_d = 0,5405$. On constate aisément que le régulateur PID-OEP qui a été optimisé est le plus performant des deux, puisque la réponse du système est la plus proche de la réponse idéale de type échelon.

Selon les quatre critères, la comparaison quantitative présentée dans les tableaux (III.2) et (III.3) confirme les résultats de la comparaison qualitative. Donc le PID-OEP est plus performant que le PID réglé par la méthode de Ziegler-Nichols.

III.4.2 Comparaison pour le système du troisième ordre

Les réponses du système du troisième ordre pour les deux PID sont présentées sur la figure (III.7). Pour le PID de Ziegler-Nichols, les paramètres sont fixés aux valeurs suivantes : $K_p = 1,1765$; $T_i = 3,1417$; $T_d = 0,7854$. On constate encore que le PID-OEP qui a été optimisé est le plus performant des deux régulateurs.

La comparaison quantitative est présentée dans les tableaux (III.4) et (III.5). On constate encore que, selon les quatre critères, le PID-OEP est plus performant que le PID de Ziegler-Nichols.

III.4.3 Comparaison pour le système du quatrième ordre

Les réponses du système du quatrième ordre pour les deux PID sont tracées sur la figure (III.10). Pour le PID de Ziegler-Nichols, les paramètres sont fixés aux valeurs suivantes : $K_p = 5,8824$; $T_i = 3,1417$; $T_d = 0,7854$. Le PID-OEP dont le régulateur a été optimisé par la méthode d'optimisation d'essaim de particules est encore le plus performant des deux. Les critères de performance évalués sur ces deux réponses sont présentés dans les tableaux (III.6) et (III.7). On constate également que, selon les deux quatre critères, le PID-OEP est plus performant que le PID de Ziegler-Nichols.

D'après les figures (III.4), (III.7) et (III.10) on constate que les courbes concernant les indices de performances, (ITAE, ISE et ISTE), possèdent des dépassements, oscillent, puis se stabilisent, solutions médiocres, car elles ne répondent pas aux exigences souhaitées. Pour les autres courbes, elles satisfaites aux conditions exigées par le cahier de charge.

L'allure en rouge, indice (IAE), semble la meilleure. Pour cette raison on a choisi avec l'application qui suit (Application à un moteur à courant continu à excitation séparée) l'indice de performance suivant :

$$F = IAE \times \beta + D_{max} \times \alpha; \quad (III.9)$$

Avec : $\alpha = 5$;

$\beta = 10$;

Le régulateur PID-OEP avec des indices de performances différents a donné des performances similaires excepté celui optimisé par (IAE) dont nous avons vu un temps de réponse long.

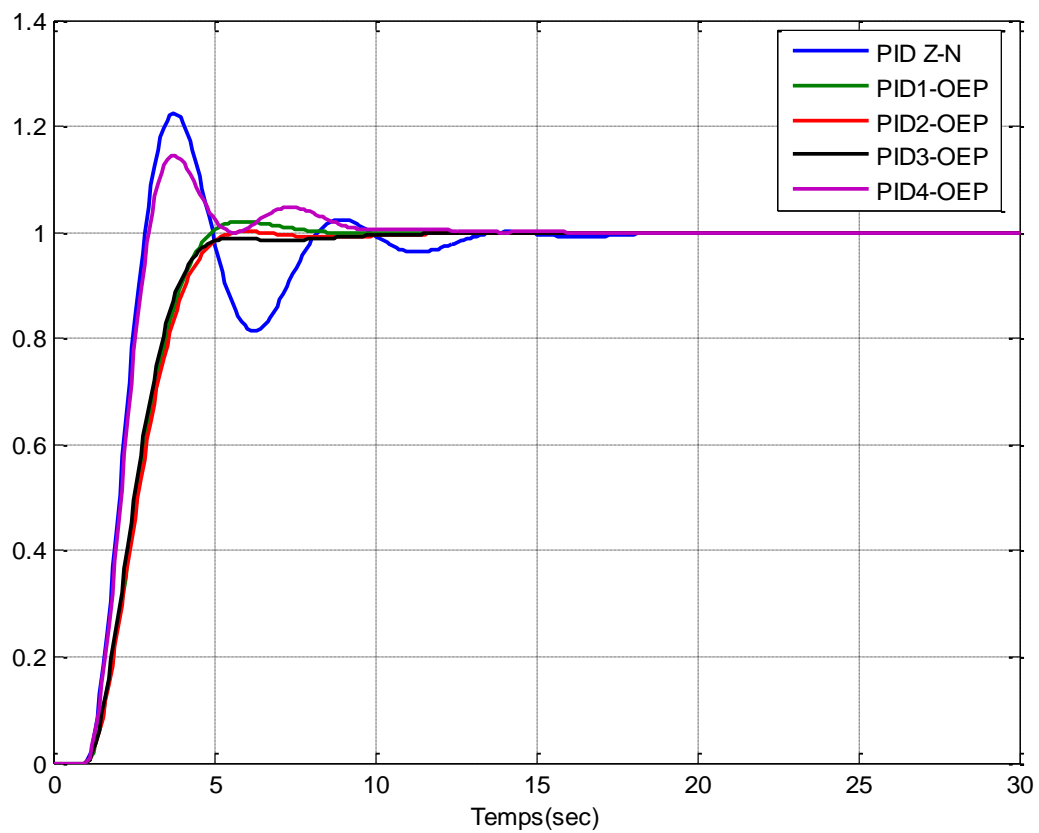


Figure (III.4) : Réponses du système du second ordre pour le PID-ZN et le PID-OEP.

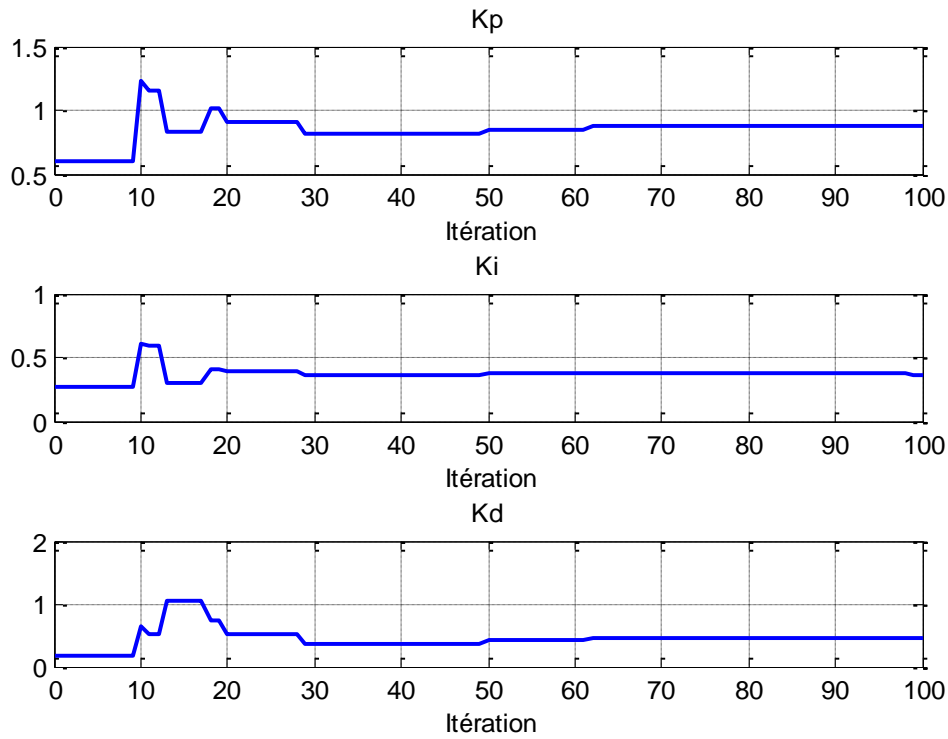


Figure (III.5) : Réponses des coefficients K_p , K_i et K_d du système de second ordre pour le PID-OEP.

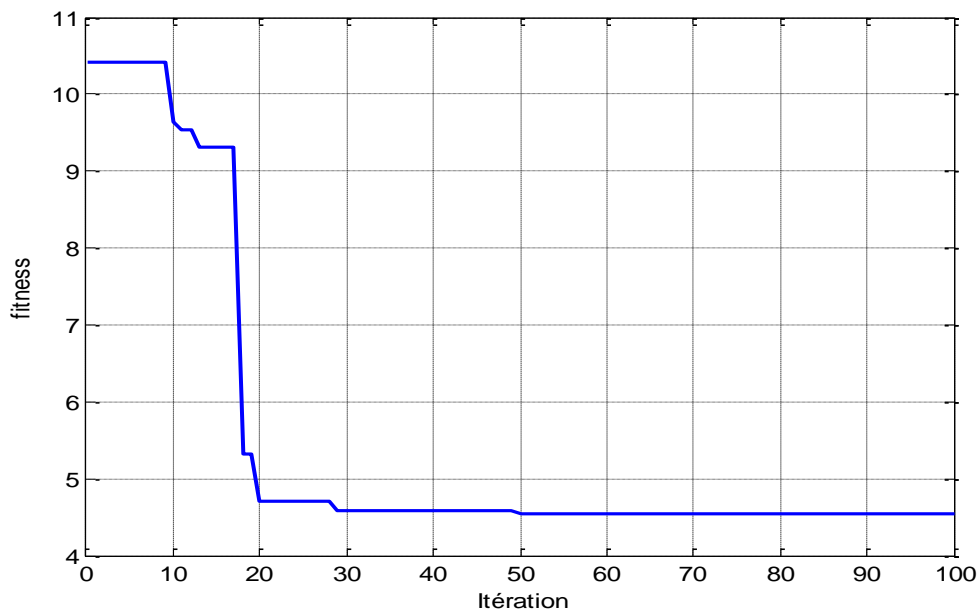


Figure (III.6) : Réponse de la fonction objective du système de second ordre pour le PID-OEP.

	K_p	K_i	K_d
PID Z-N	1.5625	0.4579	0.5405

PID1-OEP (ISE)	0.8001	0.3753	0.3569
PID2-OEP (IAE)	0.7909	0.3585	0.3432
PID3-OEP (ISTE)	0.8809	0.3683	0.4503
PID4-OEP (ITAE)	1.4042	0.5655	1.0116

Tableau (III.2) : Paramètres optimisés de PID

	$D_{max}(\%)$	T_m (sec)	T_r (sec)
PID Z-N	22.1	2.63	12.31
PID1-OEP(ISE)	2.09	4.13	6.18
PID2-OEP(IAE)	0	4.258	5.01
PID3-OEP(ISTE)	0	4.01	6.28
PID4-OEP(ITAE)	14.51	2.79	8.92

Tableau (III.3) : Indices de performance pour un système de second ordre

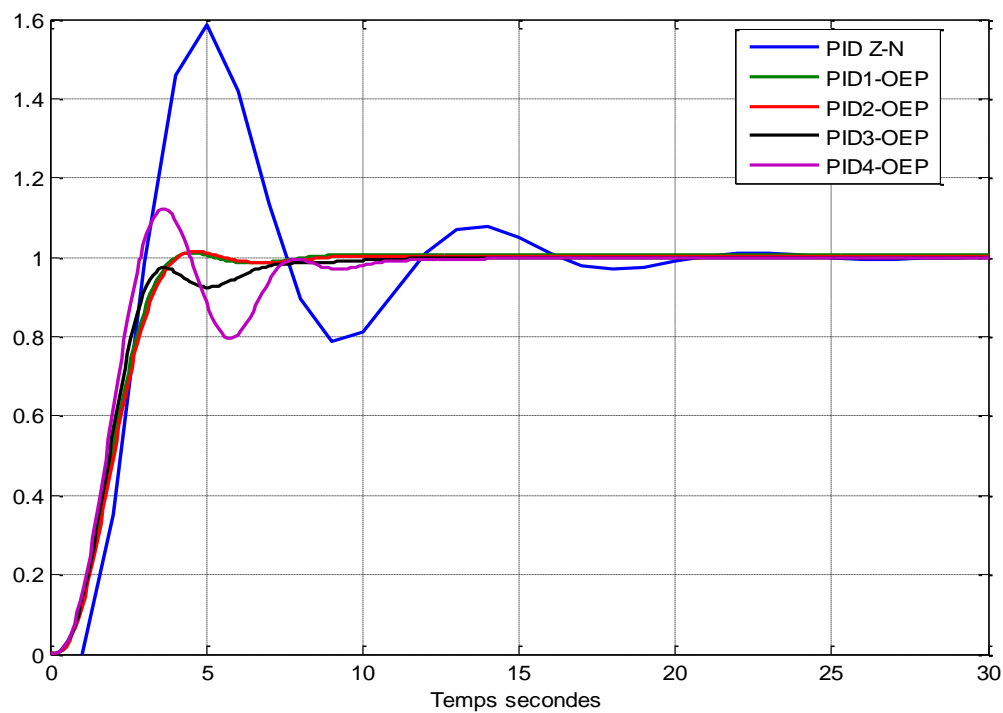


Figure (III.7) : Réponses du système du 3ème ordre pour le PID_ZN et le PID_OEP.

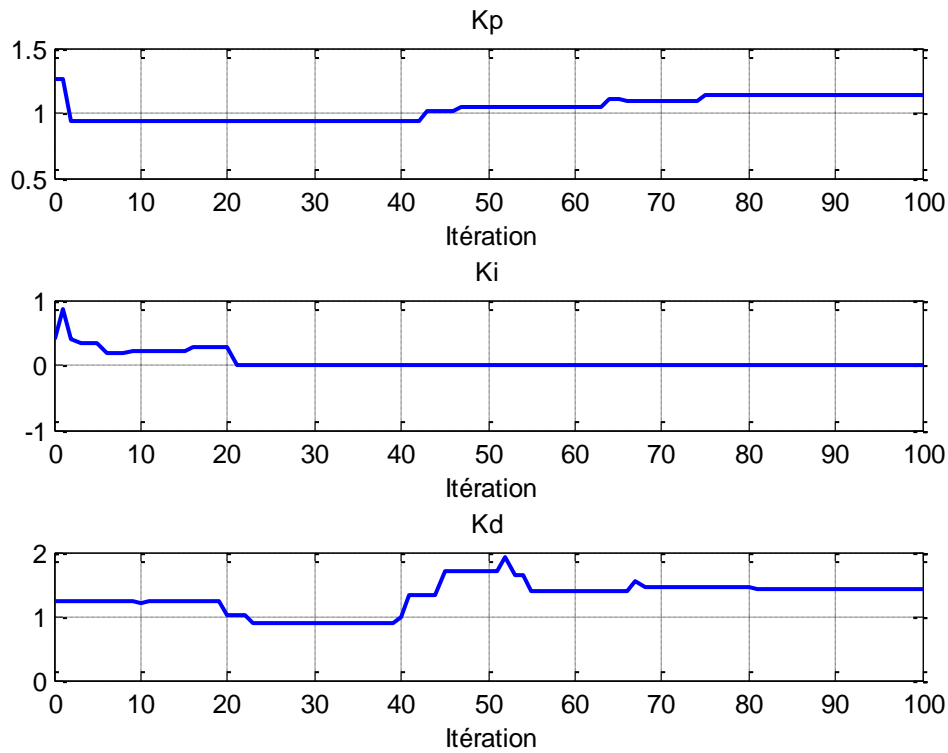


Figure (III.8) : Réponses des coefficients K_p , K_i et K_d du système de 3ème ordre pour le PID_OEP.

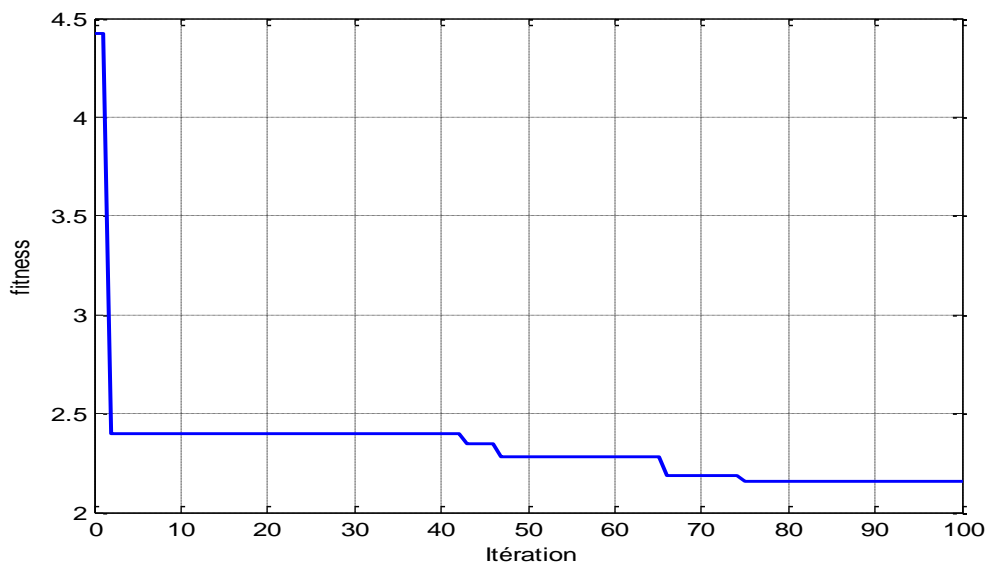


Figure (III.9) : Réponse de la fonction objective du système de 3ème ordre pour le PID_OEP.

	K_p	K_i	K_d
PID Z-N	1.1765	0.3183	0.7854

PID1-OEP (ISE)	1.2673	0.0001	1.9166
PID2-OEP (IAE)	1.1576	0.0012	1.4341
PID3-OEP (ISTE)	1.3819	0.0003	2.9395
PID4-OEP (ITAE)	1.5047	0.0003	3.7228

Tableau (III.4) : Paramètres optimisés de PID du système de 3ème ordre

	$D_{max}(\%)$	T_m (sec)	T_r (sec)
PID Z-N	58.7	1.36	18.2
PID1-OEP(ISE)	0	3.41	7.35
PID2-OEP(IAE)	1.31	3.32	3.87
PID3-OEP(ISTE)	0	2.98	7.03
PID4-OEP(ITAE)	12.18	2.67	10.11

Tableau (III.5) : Indices de performance pour un système de 3ème ordre

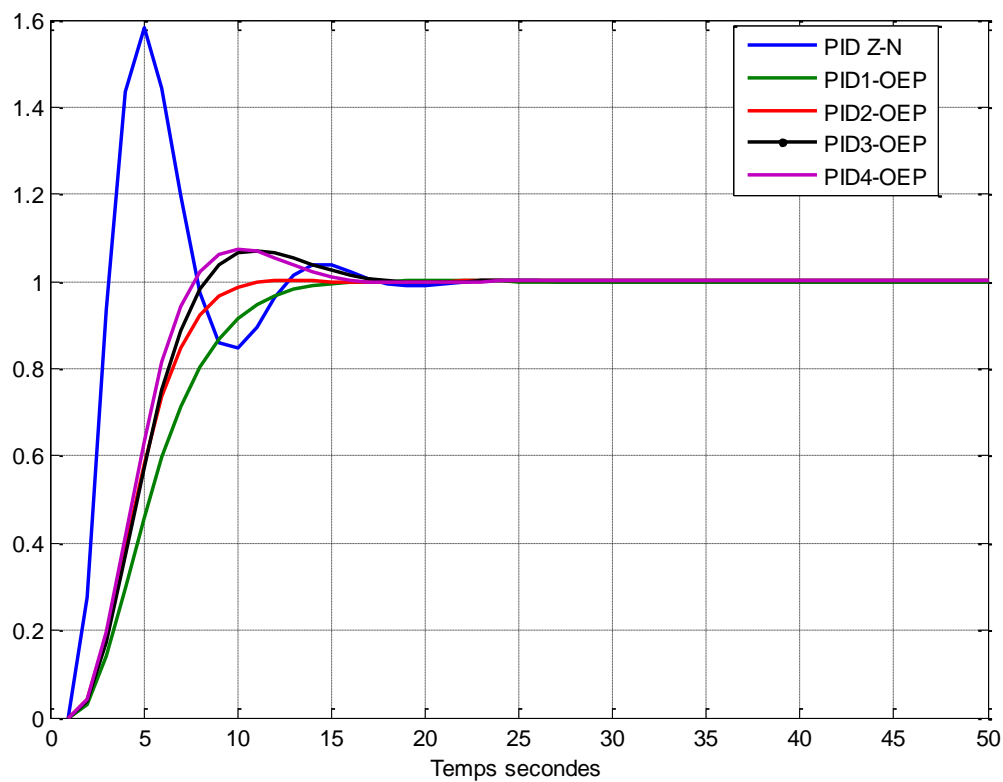


Figure (III.10) : Réponses du système du 4ème ordre pour le PID_ZN et le PID_OEP.

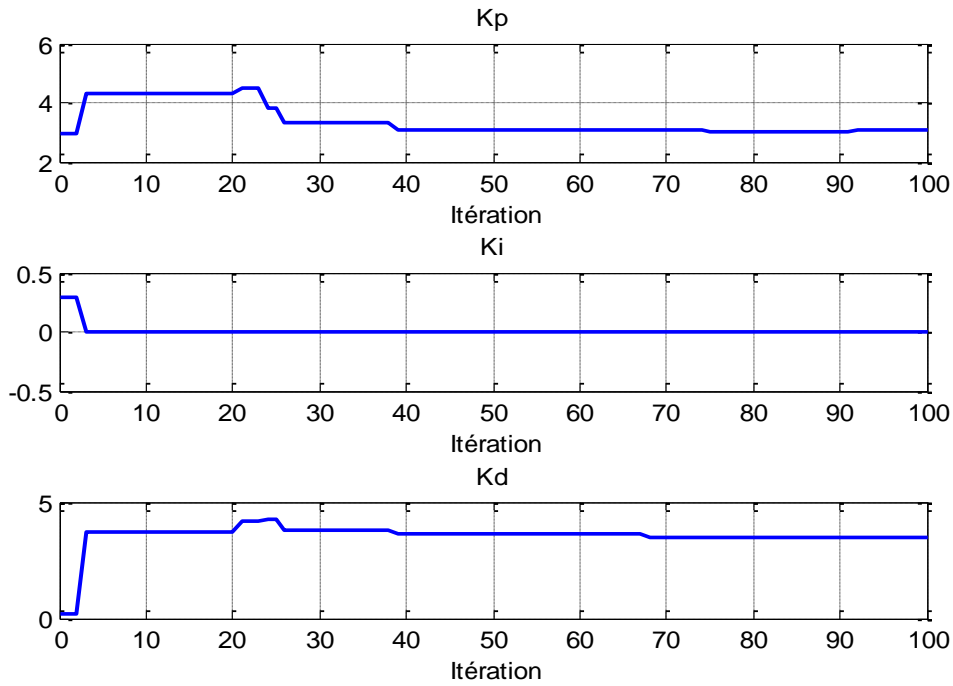


Figure (III.11) : Réponses des coefficients K_p , K_i et K_d du système de 4^{ème} ordre pour le PID_OEP.

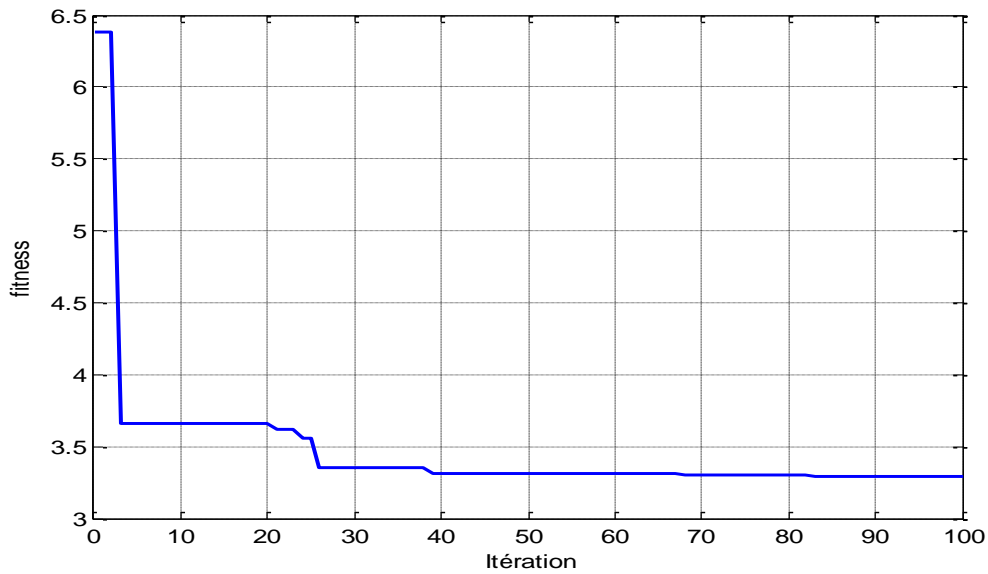


Figure (III.12) : Réponse de la fonction objective du système de 4^{ème} ordre pour le PID-OEP.

	K_p	K_i	K_d
PID Z-N	5.8824	0.3183	0.7854
PID1-OEP (ISE)	2.5008	0.0004	2.5767

PID2-OEP (IAE)	3.1111	0.0019	3.5544
PID3-OEP (ISTE)	3.5386	0.0072	3.0400
PID4-OEP (ITAE)	3.8323	0.0036	3.5458

Tableau (III.6) : Paramètres optimisés de PID du système de 4^{ème} ordre

	$D_{max}(\%)$	T_m (sec)	T_r (sec)
PID Z-N	58.2	1.32	15.1
PID1-OEP(ISE)	0.0669	3.47	5.47
PID2-OEP(IAE)	0.232	2.59	4.28
PID3-OEP(ISTE)	7.16	2.28	7.3
PID4-OEP(ITAE)	7.41	2.08	6.6

Tableau (III.7) : Indices de performance pour un système de 4^{ème} ordre

III.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté des exemples d'application de la méthode d'optimisation d'essaim de particules (OEP) décrite dans le chapitre II pour la synthèse d'un régulateur PID optimale. Durant le processus d'optimisation, les solutions possibles sont évaluées par l'intermédiaire d'une fonction qui fait intervenir les critères de performance calculés sur la réponse du système global.

Les simulations réalisées sur trois systèmes d'ordre différents, nous montrent que le régulateur PID optimisé par l'algorithme OEP est plus performant que le PID dont les paramètres sont fixés par la méthode de Ziegler-Nichols.

Le régulateur PID-OEP est le meilleur car il présente des performances satisfaisantes et possède une bonne robustesse.

Conclusion générale

Les travaux que nous avons menés dans ce mémoire ont pour but de présenter une approche de commande optimale de type PID en utilisant l'optimisation par essaim particulaires (PSO). Il s'agit de rechercher les paramètres optimaux (K_p , K_i et K_d) d'un régulateur PID pour améliorer les performances de la boucle de régulation.

La mise en œuvre d'un tel objectif, nous a conduit à utiliser les deux critères ITAE et ISE pour construire la fonction objectif nécessaire à l'évolution des solutions durant le processus d'optimisation. Nous avons également utilisé quatre systèmes dynamiques d'ordre différent pour valider la méthode d'optimisation.

Les résultats obtenus sont très encourageants et la comparaison effectuée avec la méthode de réglage de Ziegler-Nichols, justifie bien l'intérêt de la méthode dans conception des régulateurs de type PID.

La méthode stochastique, des OEP, utilisée évite le recours au calcul habituel pour déterminer les valeurs des gains du régulateur PID selon l'application désirée, on peut conclure que c'est une technique robuste et flexible.

Bibliographie

[1][Barkat Fathi et Mesai Mohamed Massoud], « L'approche neuronale pour la régulation », mémoire ingénieure d'état, Université de Biskra 2009.

[2][Marek ZELAZNY, Fouad GIRI, Taïeb BENNANI], « Système asservis », Tome 1, Eyrolles, 1993

[4][Marc Correvon], « Système électroniques », Haute école spécialisée de suisse occidentale

[6][Jean-Marie Flaus],« La régulation industrielle, régulateurs PID, prédictifs et flous », Hermès, Paris, 1994.

[7][Patrick Prouvost], «AUTOMATIQUE Contrôle et régulation », Dunod ,Paris ,2004

[8][Daniel Ashlock], «Evolutionary Computation for Modeling and Optimization», New York, NY 10013, USA– 2000

[9][BAGHLI Lotfi], «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques».Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université Henri Poincary, Nancy I, en génie électrique - 1999

[10][SORIN Gusia], «Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques», Université catholique de Louvain , Thèse de doctorat – 2005

[11][Maurice Clerc], «L'optimisation par essaim particulaire», Tutorial pour PSO 2003-
http://www.particle Swarm.net/oep_2003.

[12]Contribution à l'application de l'optimisation par des méthodes méta heuristiques à l'écoulement de puissance optimal dans un environnement de l'électricité dérégulé. Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Batna : électrotechnique, 2009.

[13][Maurice Clerc, M. and Kennedy, J], «The Particle Swarm : Explosion, Stability, and Convergence in a Multi-Dimensional Complex Space », In Proceedings of the IEEE Transactions on Evolutionary Computation, (2002).

[14][James Kennedy & Russell C. Eberhart], «Swarm intelligence», Morgan Kaufmann Publishers, 2000.

[15]IEEE Committee Report. «Tutorial on Modern Heuristic Optimization Techniques with Applications to Power Systems ». IEEE Power Engineering Society, 02TP160, 2002.

[16][M. A. Johnson & Mohammed H.Moradi], «PID Control (New identification and design methods) », Springer, 2005.

[17][Z.Y. Zhao, M. Tomizuka, et S. Isaka]. «Fuzzy gain scheduling of PID controllers». IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, 23(5) :1392–1398, 1993.

[18][J. Astrom & T. Hagglund], «Advanced PID Control», ISA, New York, 2006.

[19][C. le Lann], «Le PID utilisé en régulation de position et/ou de vitesse de moteurs électriques», Projet de fin d'étude, 2007.

[20][B. C. Kuo & F. Golnaraghi], «Automatic Control Systems», John wiley and sons, New York, 2003

[21][R.C. Dorf]. « Modern Control Systems ». Addison-Wesley,Reading,MA., 1974.

[22][Chao Ou & Weixing Lin], «Comparison between PSO and GA for Parameters Optimization of PID Controller», China, Proceedings of the 2006 IEEE

[23][Halila A], « Étude des machines à courant continu», MS Thesis, University of LAVAL, (in French), May 2001.

[24][Capolino G.A., Cirrincione G., Cirrincione M., Heno H., Grisel R], «Digital Signal Processing for Electrical Machines», Invited paper, Proceedings of ACEMP'01 (Aegan International Conference on Electrical Machines and Power Electronics), Kusadasi, Turkey, June 2001, p. 211 – 219.