الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Master en

Option : Automatique des systèmes

THEME

Optimisation par Essaim de particules d'un Régulateur PID

Proposé et dirigé par,

Mr : TAMI.Y

Préparé et présenté par,

Melle : MAZARI Messaouda

Melle : SID Hadjira

Dédicace

A Lhomme de ma vie, mon exemple éternel, mon soutien moral et source de joie et de bonheur, celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, à toi mon père.

A la lumière de mes jours, la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur, maman que j'adore.

Aux personnes dont j'ai bien aimé la présence dans ce jour, à tous mes frères, et A mes chères sœur leurs enfants , lina , bouchra , mustapha , bachir , abd raouf , hamza ,aissa , ahmed , amel et à toute ma famille.

A tous mes enseignants de LUNIVERSITE DE MEDEA

Finalement, je remercie tous mes amies que j'aime tant :

Souad , messaouda , souad ,b , malika , najet , khadidja ,fadhila

A touts les étudiants de la 2éme année Master automatique promotion 2017.

Hadjira

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail
A tous les membres de ma famille
A mes parents, a mes frères, à mes sœurs…..

A mes amies :souad ,hadjira ,samira ,fadhila ,khadidja,louiza …

messaouda

Remerciements

On remercie dieu le tout puissant de nous avoir donné la santé et la volonté d’entamer et de terminer ce mémoire.

Nous tenons à exprimer vivement notre profonde gratitude à notre promoteur : MR Y.TAMI pour leur confiance, leur encouragement, leur suivi et pour les conseils qu’ils ont apporté l’achèvement de ce projet.

Nous tenons à remercier très chaleureusement les membres de jury, qui ont accepté la charge de juger ce mémoire.

Liste des tableaux	№ page
Tableau I.1. Effets des correcteurs P, I, et D sur les régimes statique et dynamiquedu système en boucle fermée	16
Tableau I.2. paramètres du régulateur PID, obtenus par la méthode de Ziegler – Nichols temporelle	21
TableauI.3. paramètres du régulateur PID, obtenus par la méthode de Ziegler – Nichols fréquentielle	22
Tableau I.4. Paramètres du régulateur PID, obtenus par la méthode de Cohen - Coon	22
Tableau III.1 Les paramètres du moteur à courant continu	43
Tableau III.2. Les paramètres de la réponse du MCC	44
Tableau III.3. Méthode de Ziegler Nichols (Z-N)	46
Tableau III.4.méthode de Cohen Coon (C-C)	46
Tableau III.5.valeurs de K_p , K_i et K_d selon la méthode Z-N et C-C	46
Tableau III.6. Les paramètres de l'algorithme PSO	47
Tableau III.7. fonction objective	49
Tableau III.8. Les valeurs de t_r , t_s et M_p de chaque itération.	51
TableauIII.9. Les performances de la réponse du MCC-PID par les méthodesPSO, C-C et Z-N.	52

Liste des figures

Liste des figures	№ page
Figure I.1. Correction en série	3
Figure I.2. Correction en réaction.	3
Figure I.3. Schéma de principe d'une boucle de régulation	6
Figure I.4. Boucle ouverte	7
Figure I.5. Boucle fermé	7
Figure I.6. Le système naturellement stable	8
Figure I.7. Le système naturellement instable	7
Figure I.8. Le procède intégrateur	9
Figure I.9. Caractéristique statique d'un procédé	9
Figure I.10. Caractéristiques de la réponse transitoire.	10
Figure I.11. Régulateur PID	12
Figure I.12. Régulation à structure parallèle	14
Figure I.13. Régulateur à structure série.	14
Figure I.14. Régulateur à structure mixte (classique)	15
Figure I.15 Estimation graphique d'un modèle à partir de la réponse indicielle, pour un procédé stable avec une réponse monotone..	18
Figure I.16. Estimation graphique du gain statique, du retard et de la constante de temps apparents, pour un procédé stable avec une réponse monotone	19
Figure I.17. Estimation du retard apparent et de la constante de temps apparente à partir de la mesure de deux points sur la réponse indicielle (Broïda).	20
Figure I.18. Mise en oscillation d'un système par contre-réaction	21
Figure II.1. Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons	25
Figure II.2. Déplacement d'une particule	27
Figure II.3. Exemple de voisinage géographique	27
Figure II.4. Deux cas de voisinage social	28
Figure II.5. Topologie du voisinage (a) anneau, (b) rayon, (c) étoile, (d) pyramide, (e) la Topologie de Von Neumann	31
Figure II.6. L'organigramme général de la méthode PSO	33
Figure III.1. La réponse à une entrée échelon du système obtenu à l'aide de LTI VIEWER	36

Liste des figures

Figure III.2. Schéma block de contrôleur PID_PSO	37
Figure III.3. L'organigramme de la méthode PSO	38
Figure III.4. Circuit équivalent d'un moteur à courant continu	40
Figure III.5 Diagramme de Bloc du modèle de MCC	41
Figure III.6. Diagramme de Bloc du modèle de MCC (avec$T_L = 0$)	42
Figure III.7. Réponse en boucle ouverte du moteur à courant continu	43
Figure III.8. Réponse de la fonction de transfert d'un système de premier ordre amortie avec retard	45
Figure III.9. La réponse du MCC-PID par la méthode Z-N et C-C.	47
Figure III.10. Les paramètres de la réponse du MCC-PID par la méthode Z-N	48
Figure III.11. Les paramètres de la réponse du MCC-PID par la méthode C-C	48
Figure III.12. La réponse du MCC-PID par les méthodes PSO, C-C et Z-N.	52

Liste des Symboles

CHAPITREI	
X(P)	la consigne
C(P)	la fonction de transfert de régulateur
H(P)	la fonction de transfert de système
Δ_y	La variation de la grandeur de sortie
Δ_x	La variation de la grandeur d'entrée
ε_s	L'erreur statique
Z(P)	la perturbation
N	nombre de particule
u_0	Valeur initiale de Y
T_i	la constante de temps intégral
T_d	la constante de temps dérivée
T_r	temps de réponse
T_s	temps de montée
U	le signal de commande
BO	boucle ouverte
BF	boucle fermée
Tf	La fonction de transfert
CHAPITRE II, III	
v_x	La vitesse suivant l'axe *x*
v_y	La vitesse suivant l'axe *y*
P_{best}	La meilleure position locale
g_{best}	La meilleure position globale

Liste des Symboles

PID_PSO	propositionnel, intégrale et dérivateur optimisé par l'optimisation d'essaim de particules
C_1 , C_2	constantes d'accélération
g_{besti}	Meilleure position atteinte par toutes les particules
G_S	Le gain statique
w	Coefficient d'inertie
w_{min} , w_{max}	Coefficient minimum et maximum d'inertie
r_1 r_2	Nombres aléatoires tirés uniformément dans [0,1]
t	le temps
$\vec{X}_i$, $\vec{V}_i$,	Vecteur de vitesse des particules, Vecteur de position des particules

الملخص

تطرقنا في عملنا هذا لمحاولة تطبيق طريقة سرب الجسيمات للتحكم أكثر في قيم المعايير (kp , ki, kd) كما أن الهدف منها هو التقليل من الخطأ)

مقارنة ببعض الطرق الكلاسيكية كانت الطريقة المقترحة أكثر فعالية من حيث الأداء الديناميكي (زمن الارتفاع,وزمن الاستجابة والخطأ)

كلمات مفتاحية : سرب الجسيمات ,الأداء الديناميكي , الطرق الكلاسيكية

Résumé : Dans le cadre de ce travail, nous essayons d'appliquer l'algorithme (PSO) pour déterminer les paramètres (K_p,K_i,K_d) optimums du régulateur PID on cherche à minimiser l'erreur.

On Comparer avec les méthodes classiques de Ziegler-Nichols ,et de Cohen –Coon) la méthode proposée était plus robuste , efficace termes de performances dynamiques (dépassement maximal , le temps de montée , le temps de réponse et l'erreur statique)

Mot clé : PSO , performances dynamiques, les méthodes classiques.

Abstract : Within the framework of this work, we try to apply the algorithm of PSO to determine the optimal parameters (Kp, Ki, Kd) of regulators PID while visualizing our we try to minimize the error .

To compare with the classic method of Ziegler-Nichols,Cohen Coon the proposed method was more robust, and effective in terms of dynamic performances.

Key words: PSO, dynamic performances, classic method

SOMMAIRE

Le titre	**№ page**
Introduction générale	1
CHAPITRE № I : Systèmes Asservis et Régulation PID	
I.1.Introduction	3
I.2. Généralité sur les systèmes asservis	5
I.2.1.Régulation ou Asservissement	5
I.3.L'objectif global de la régulation	6
1.4. Eléments constitutifs d'une boucle de régulation	6
1.4.1. Une boucle de régulation	6
I.4.2. Les types de boucles	7
I.4.2.1. Boucle ouverte	7
I.4.2.2. Boucle fermé	7
I.5. caractéristiques statique et dynamiques d'un procédé	8
I.5 .1 .Stabilité	8
I.5.1.1 .Procédés naturellement stables	8
I.5.1.2. Procédés naturellement instables	8
I.5.1.3. Procédés intégrateurs	8
I.5.2. Caractéristiques statiques d'un procédé	9
I.5.2.1 .Courbe caractéristique	9
I.5.2.2. Gain statique	9
I.5.2.3. Erreur statique	9
I.5.2.4. Linéarité	9
I.5.3. Caractéristiques dynamiques d'un procédé	10
I.6. Régulateur PID :	11
I.6.1. Action proportionnelle (P)	12
I.6.2 .Action intégrale (I)	12
I.6.3.Action dérivée (D)	13
I.7. Différente structure du régulateur PID	13
I.7.1. Structure parallèle	13
I.7.2. Structure série	14
I.7.3. Structure mixte	15
I.8 .Caractéristiques du régulateur PID	15

SOMMAIRE

I.9. Identification du procédé	16
I.9.1 Méthodes basées sur la réponse indicielle	17
I.9.2 Méthodes basées sur la réponse fréquentielle	20
I.10 Méthodes de synthèse du régulateur PID	21
I.10.1 Méthodes de Ziegler-Nichols et extensions	21
I.11 Conclusion	23
CHAPITRE № II : L'optimisation par essaim de particules PSO	
II.1. Introduction	24
II.2. Définition de l'Optimisation	24
II.3 .L'optimisation par essaim de particules (PSO)	24
II.3.1 Concept de base de PSO	25
II.3.2. Principe de l'Algorithme PSO	28
II.3.3. Formulation du problème	29
II.3.4. Configuration de la méthode	30
II.3.4.1. Nombre de particules	30
II.3.4.2. Topologie du voisinage	30
II.3.4.3. Coefficient d'inertie	31
II.3.4.4. Coefficients de confiance	32
II.3.4.5. Critères d'arrêt	32
II.4. l'organigramme général de la méthode PSO	33
II.5. Avantages et inconvénients de PSO	33
II.6. Conclusion	34
CHAPITRE № III : Simulation et Résultat	
III.1. Introduction	35
III.2. La Mise en Œuvre du Projet sur logiciel Matlab	35
III.2.1. LTI VIEWER	35
III.2.2 Fonction de transfert	35
III.2.3 Fonctions de transfert d'un procédé en boucle fermé avec un régulateur PID-PSO	37
III.2.4 L'organigramme de la méthode PSO	38
III.2.5. concept de la fonction objective	38

SOMMAIRE

III.3. EXEMPLE D'APPLICATION	40
III.3.1. exemple d'application : moteur à courant continu	40
III.3.1.1 Méthodes classiques de réglage des paramètres PID	44
III.4 Calcul des paramètres PID par l'algorithme PSO	46
III.5. Résultats et Discutions	47
III.6. Conclusion	54
Conclusion générale	55
Bibliographie	56

Introduction Générale

Le domaine de la théorie du contrôle a été considérablement développé au cours des dernières décennies, cependant l'importance du régulateur PID dans l'industrie reste inaffectée. A cause de sa structure simple qui peut être facilement comprise et mettre en œuvre. La structure d'un tel dispositif de commande nécessite la spécification de trois paramètres proportionnelle, intégrale et dérivée.[1]

Le correcteur PID est la technique la plus utilisée dans la commande des processus industriels pour des décennies. Les raisons majeures de sa large acceptation en industrie sont sa capacité de commander la majorité des processus, ces actions sont bien comprises et son implémentation est très simple. La conception et le réglage du correcteur PID a été un sujet de recherche depuis le jour où Ziegler et Nichols ont présenté leur méthode de réglage en 1942. Bien que toutes les techniques existantes pour le réglage des paramètres du correcteur PID. [2]

L'histoire des régulateurs est déjà longue, En 1942, Ziegler et Nichols ont proposé deux démarches permettant de trouver facilement les paramètres optimums pour une installation donnée [2].

Malheureusement, il a été très difficile de régler le gain de régulateur PID correctement parce que beaucoup d'installations industrielles sont souvent accablés par des problèmes tels que l'ordre supérieur, les retards et les non-linéarités. Il est difficile de déterminer le paramètre PID optimale ou presque optimale avec les méthodes de réglages classique. Pour toutes ces raisons, il est très souhaitable d'augmenter les capacités du contrôleur PID en ajoutant de nouvelles caractéristiques. Plusieurs approches ont été documentées dans la littérature pour déterminer les paramètres du PID, d'abord trouvés par Ziegler Nichols (ZN) réglage. Réseau de neurones, l'approche floue, algorithme génétique ne sont que quelques uns parmi de nombreuses œuvres.[1]

Il y a dès lors plusieurs raisons qui poussent à développer des méthodes d'optimisation intelligente pour le réglage de contrôleurs PID [2].

La PSO est une méthode d'optimisation «optimisation par essaim de particules», en anglais « **Particle Swarm Optimization** » Elle a été proposée en 1995 par Kennedy et Eberhart pour la résolution de problèmes continus [3], inspirée de l'intelligence d'essaim a attiré les chercheurs et faite exploiter dans différents domaines d'optimisation .Cette méthode est devenue de plus en plus populaire. Elle est caractérisée par une façon décentralisée de travail

qui imite le comportement des essaims d'insectes sociaux, (oiseaux, ou poisson). L'avantage de ces approches sur les techniques traditionnelles est la robustesse et la flexibilité [4].

L'Algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO) est une excellente méthode pour résoudre les paramètres optimaux du régulateur PID. Par conséquent, cette étude développe le contrôleur PSO- PID à la recherche paramètres optimaux du PID [1].

L'objectif principal de notre travail est d'optimiser les paramètres d'un régulateur PID par la technique (PSO)

Le mémoire est organisé en trois chapitres structurés comme suit :

- Dans le premier chapitre, on rappelle les définissions et les notions de la régulation, les différents correcteurs ainsi que les méthodes classiques de réglage des boucles de régulations (Ziegler-Nichols, Cohen- Coon)
- Le deuxième chapitre présente tout ce qui concerne la méthode d'optimisation par essaim de particules (PSO).
- Le troisième chapitre fera l'objet d'implantation de l'algorithme PSO-PID, pour le réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu (MCC), dans le but d'optimiser les paramètres du régulateur PID.

CHAPITRE I

Systèmes Asservis et Régulation PID

I.1 Introduction :

- **Nécessité de la correction**

Nous savons que les systèmes asservis pouvaient présenter des défauts, une précision insuffisante, une stabilité trop relative (voire une instabilité), un temps de réaction trop lent, un dépassement trop important. Il est donc souvent nécessaire d'intégrer dans le système asservis un réseau correcteur dont l'objectif est d'améliorer un ou plusieurs de ces différents paramètres sans détériorer les autres. Les correcteurs doivent permettre de réaliser le meilleur compromis entre précision, stabilité et rapidité du système étudié. On distingue deux modes principaux de correction : [5][6] .

- **La correction série :** (figure I.1).

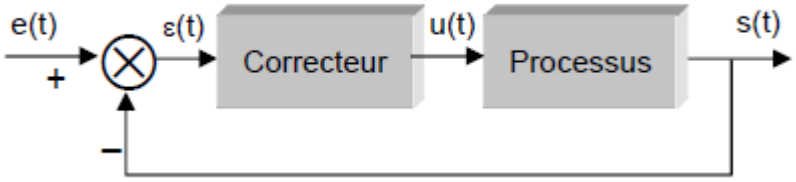


Figure I.1. *Correction en série [6].*

- **La correction en réaction :** (figure I.2).

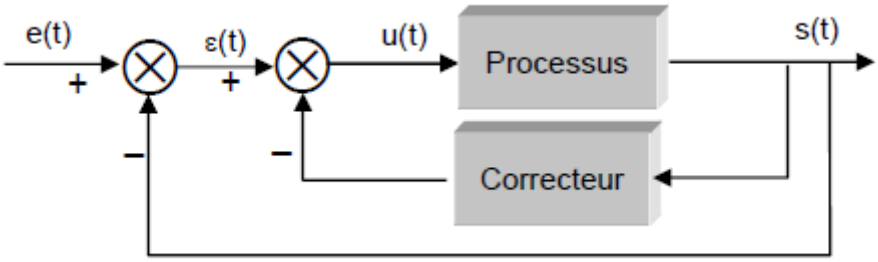


Figure I.2. *Correction en réaction [6].*

Après avoir opter pour une configuration de correction, le concepteur doit choisir le type de correcteur qui, une fois les valeurs de ses éléments déterminées, répondra aux spécifications du cahier des charges [6].

Mais même la, il existe une multitude de correcteurs disponibles. En pratique, on choisira le plus simple. Plus le correcteur est complexe, plus son cout est élevé, moins fiable il est, et plus difficile il est à réaliser.

Le choix d'un correcteur spécifique pour une application spécifique est toujours basé sur l'expérience du concepteur, et quelquefois sur l'intuition [6].

Les correcteurs industriels les plus utilises peuvent être classés, selon leurs actions de correction, de la manière suivante : [6]

- Correcteur à action proportionnelle (P),
- Correcteur à action intégrale (I),
- Correcteur à actions proportionnelle et intégrale (PI),
- Correcteur à action dérivée (D),
- Correcteur à actions proportionnelle et dérivée (PD),
- Correcteur à actions proportionnelle, intégrale et dérivée (PID).

La majorité de ces systèmes utilisent l'électricité ou un fluide sous pression tel que l'huile ou l'air comme source d'énergie. Ils sont également classés en fonction du type d'énergie utilisée dans l'opération (pneumatique, hydraulique, ou électrique) et choisis selon la nature du système à commander (ou a asservir) et selon les conditions d'opération (considérations de sécurité, de coût, de fiabilité, de précision, de poids, et de dimension) [6].

Le régulateur standard le plus utilisé dans l’industrie est le régulateur PID (proportionnel, intégral, dérivé), car il permet de régler à l’aide de ses trois paramètres les performances (amortissement, temps de réponse) d’une régulation d’un processus modélisé par un deuxième ordre. Nombreux sont les systèmes physiques qui, même en étant complexes, ont un comportement voisin de celui d’un deuxième ordre, dans une certaine échelle de temps. Par conséquent, le Régulateur PID est bien adapté à la plupart des processus de type industriel et est relativement robuste par rapport aux variations des paramètres du procédé, quand on n’est pas trop exigeant pour les performances de la boucle fermée par rapport à celles de la boucle ouverte (par exemple accélération très importante de la réponse ou augmentation très importante de l’amortissement en boucle fermée) [1].

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

La réalisation d'une boucle d'asservissement par PID est un problème très important, car il influence : sur la qualité de la régulation sur un site industriel et le temps de mise en œuvre de la commande.

Cette réalisation comporte deux aspects essentiels :

- Le réglage du régulateur PID, pour lequel la connaissance d'un modèle dynamique du procédé d'une part et les performances désirées d'autre part déterminent le choix de la méthode de la synthèse.
- L'implantation du régulateur dans une version analogique ou numérique et dans une configuration série, parallèle ou mixte.

De plus en plus, les régulateurs PID commercialisés offrent la possibilité d'autoréglage, qui réalise le calcul automatique des paramètres, à la demande de l'utilisateur [1].

I.2 Généralité sur les systèmes asservis :

- **La régulation** : regroupe l'ensemble des techniques utilisées visant à contrôler une grandeur physique. Par exemples: Pression, température, débit, niveau etc.
- **La grandeur réglée** : est la grandeur physique que l'on désire contrôler. Elle donne son nom à la régulation. Par exemple : une régulation de température.
- **La consigne** est la valeur que doit prendre la grandeur réglée.
- **La grandeur réglante**: est la grandeur physique qui a été choisie pour contrôler la grandeur réglée. Elle n'est pas généralement de la même nature que la grandeur réglée.
- **Les grandeurs perturbatrices :** sont les grandeurs physiques qui influencent la grandeur réglée. Elles ne sont pas généralement de la même nature que la grandeur réglée.
- **L'organe de réglage** : est l'élément qui agit sur la grandeur réglante [2].

I.2.1.Régulation ou Asservissement :

- Dans une régulation, on s'attachera à maintenir constante la grandeur réglée d'un système soumis à des perturbations.
- Dans un asservissement, la grandeur réglée devra suivre rapidement les variations de la consigne. [2].

I.3. L'objectif global de la régulation :

Peut se résumer par ces trois mots : mesurer, comparer, corriger.

Cependant, chaque procédé possède ses exigences propres, chaque appareil possède ses propres Conditions de fonctionnement. Il est donc indispensable que la régulation soit conçue pour satisfaire Aux besoins particuliers liés à la sécurité, aux impératifs de production et aux matériels.

La régulation est l'action de régler automatiquement une grandeur de telle sorte que celle-ci Garde constamment sa valeur ou reste proche de la valeur désirée, quelles que soient les perturbations qui peuvent subvenir. [1]

1.4. Eléments constitutifs d'une boucle de régulation

1.4.1. Une boucle de régulation

Doit comporter au minimum les éléments suivants figure I.3 :

- un capteur de mesure ;
- un transmetteur souvent intégré au capteur ;
- un régulateur ; un actionneur.

Elle est souvent complétée par : un enregistreur, des convertisseurs, des sécurités.

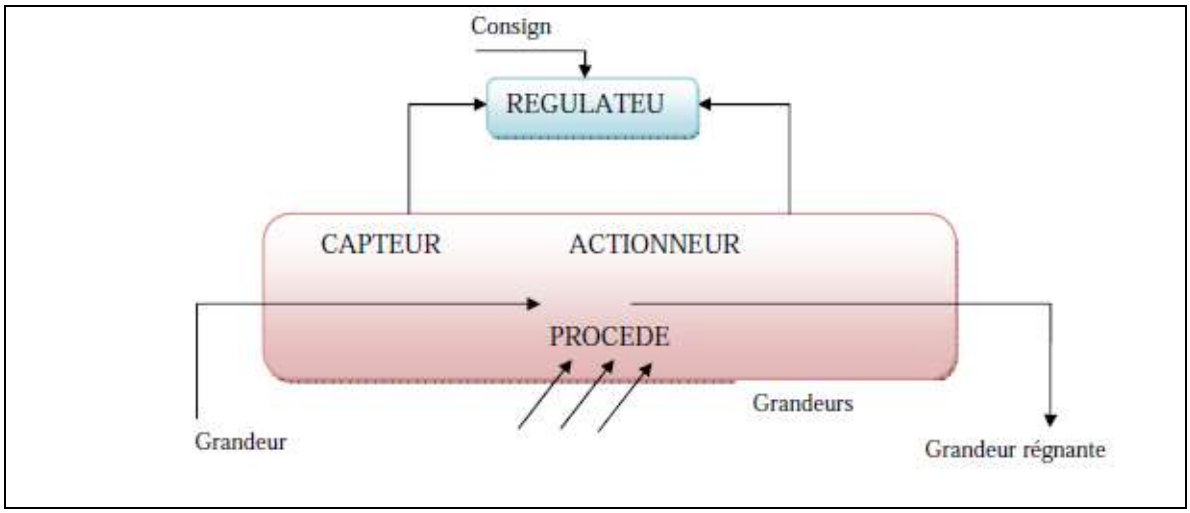


Figure I.3. *Schéma de principe d'une boucle de régulation.*

Le **régulateur** reçoit deux informations :

- Le signal de mesure provenant du capteur,
- la consigne (qui peut être locale ou externe),

En fonction de l'écart entre ces deux valeurs et de l'algorithme de calcul pour lequel il a été configuré, il délivre un signal de sortie dirigé vers l'actionneur afin d'annuler cet écart et de ramener la mesure vers la valeur de consigne [1].

I.4.2 Les types de boucles :

I.4.2.1 Boucle ouverte :

La figure (I.4) présente une boucle ouverte. La grandeur de la correction est indépendante de la grandeur de la mesure. Le régulateur est en mode manuel consiste à laisser à l'utilisateur le choix de la valeur du signal de commande appliquée à l'actionneur. [1]

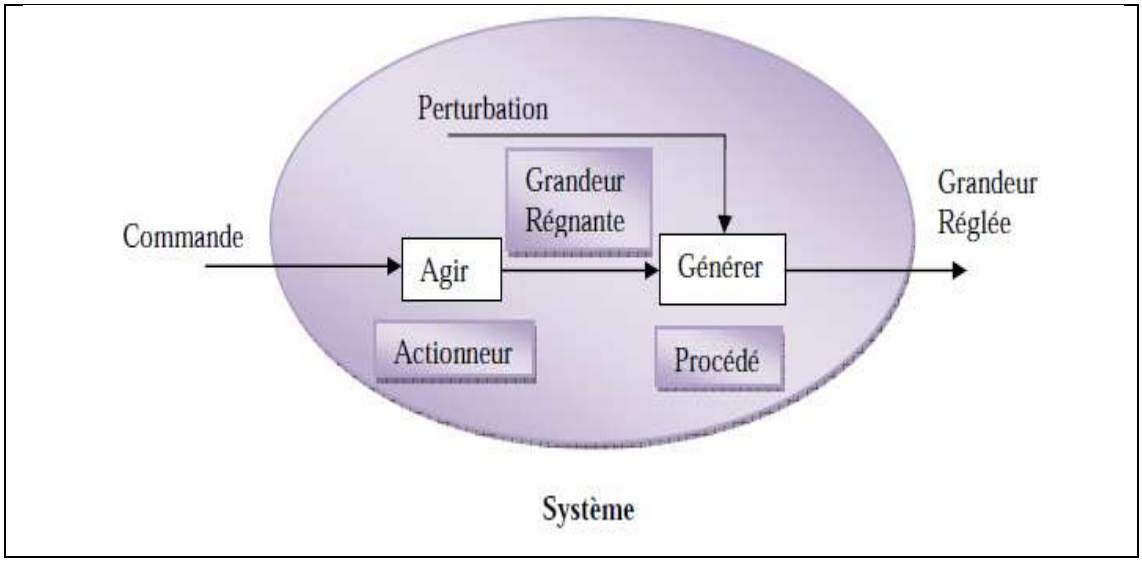


Figure I.4. *Boucle ouverte.*

I.4.2.2 Boucle fermé :

Une boucle est dite fermée figure(I.5) si la grandeur de la mesure affecte la grandeur de la Correction (grandeur manipulée) [1].

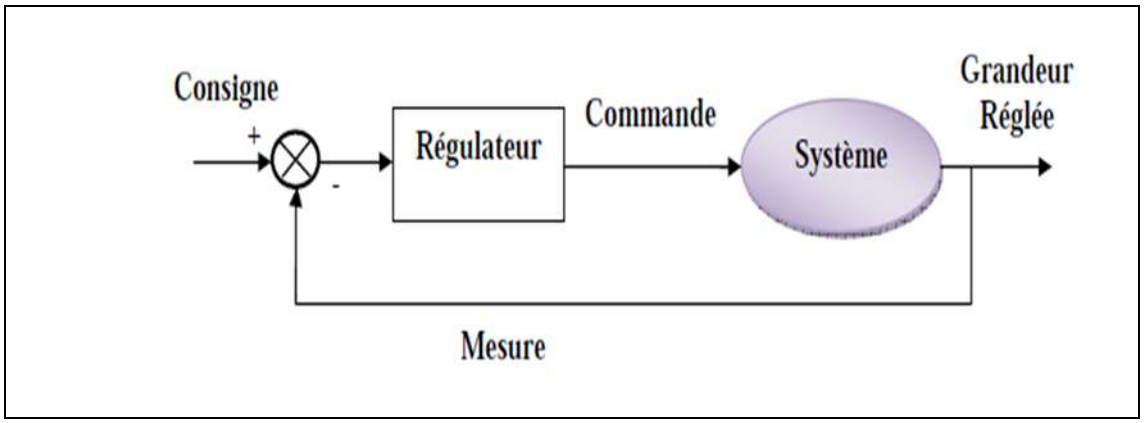


Figure I.5. *Boucle fermé.*

I.5 caractéristiques statique et dynamiques d'un procédé :

I.5 .1 Stabilité :

I.5.1.1 Procédés naturellement stables

Un procédé est dit naturellement stable figure (I.6) si à une variation finie de la grandeur réglante X correspond une variation finie de la grandeur réglée Y [2].

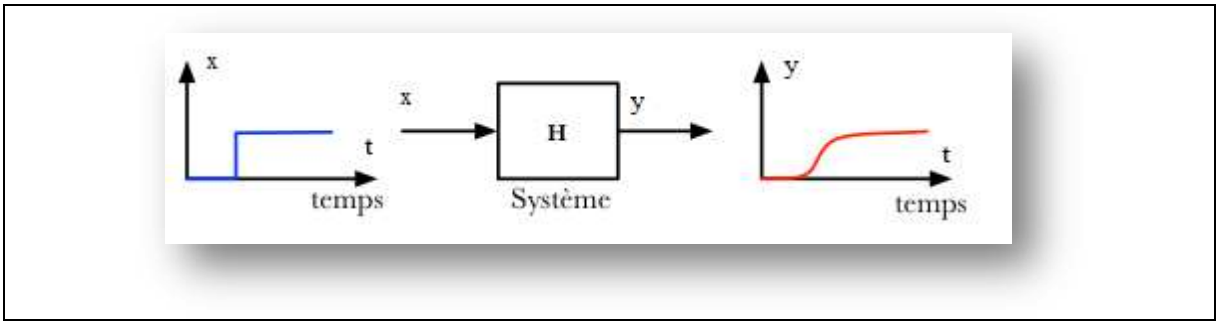


Figure I.6. *Le système naturellement stable.*

Exemple 1:

Grandeur réglée : température d'une pièce ; Grandeur réglant : puissance du radiateur.

I.5.1.2 Procédés naturellement instables :

Un procédé est dit naturellement instable figure (I.7) si à une variation finie de la grandeur réglante X correspond une variation continue de la grandeur réglée Y [2]

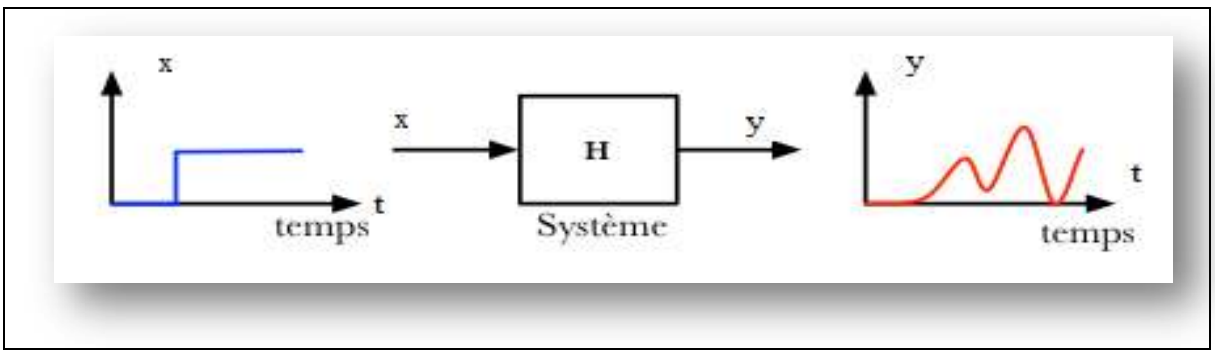


Figure I.7. *Le système naturellement instable.*

Exemple 2:

Grandeur réglée : niveau ; Grandeur réglant : débit d'alimentation.

I.5.1.3 Procédés intégrateurs :

On dit qu'un procédé est intégrateur figure (I.8), si pour une entrée X constante, la sortie Y est une droite croissante [2].

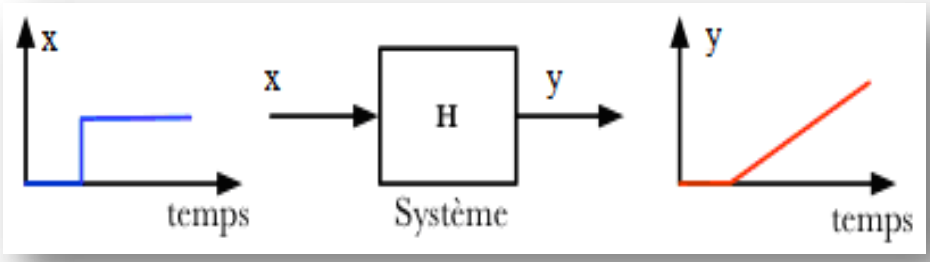


Figure I.8. *Le procède intégrateur.*

I.5.2 Caractéristiques statiques d'un procédé :

I.5.2.1 Courbe caractéristique

La caractéristique statique est la courbe représentative de la grandeur de sortie Y en fonction de la grandeur d'entrée X figure (I.9) [2].

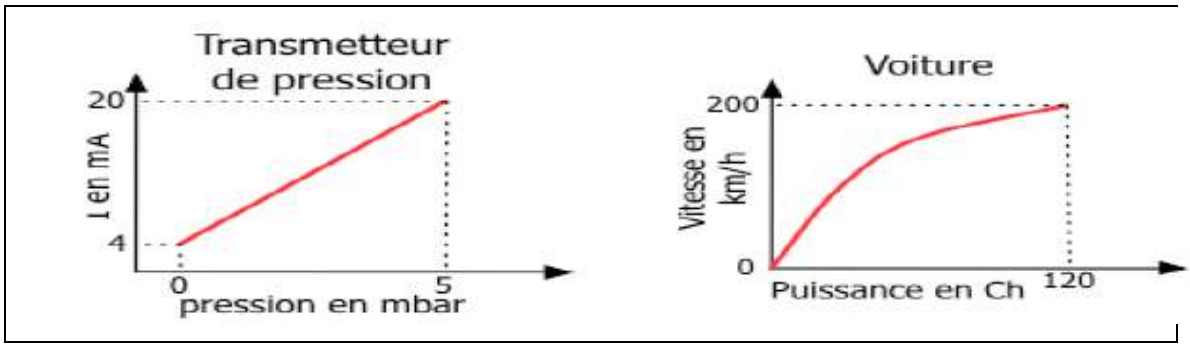


Figure I.9.*Caractéristique statique d'un procédé*

I.5.2.2 Gain statique

Le gain statique G_S est le rapport entre la variation de la grandeur de sortie Δy et la variation de la grandeur d'entrée Δx .

$$G_S = \frac{\Delta y}{\Delta x} \qquad \text{(I.1)}$$

I.5.2.3 Erreur statique

L'erreur statique ε (P) est la différence entre la consigne X(P) et la mesure Y(P) en régime statique [2].

$$\varepsilon(P) = X(P) - Y(P) \qquad \text{(I.2)}$$

I.5.2.4 Linéarité :

Un système linéaire obéit au principe de superposition. L'effet de la somme d'excitations est égal à la somme des effets de chaque excitation [2].

I.5.3 Caractéristiques dynamiques d'un procédé : [6]

Dans la majorité des cas pratiques, les caractéristiques de performances désirées pour les asservissements sont exprimées relativement au temps. Les systèmes qui emmagasinent de l'énergie ne peuvent répondre instantanément et présentent des réponses transitoires à chaque fois qu'ils sont soumis à des entrées ou perturbations.

Généralement, le comportement dynamique d'un système peut être entièrement caractérisé par la réponse temporelle de ce système suite a une entrée échelon puisqu'elle est facile à générer figure (I.10).

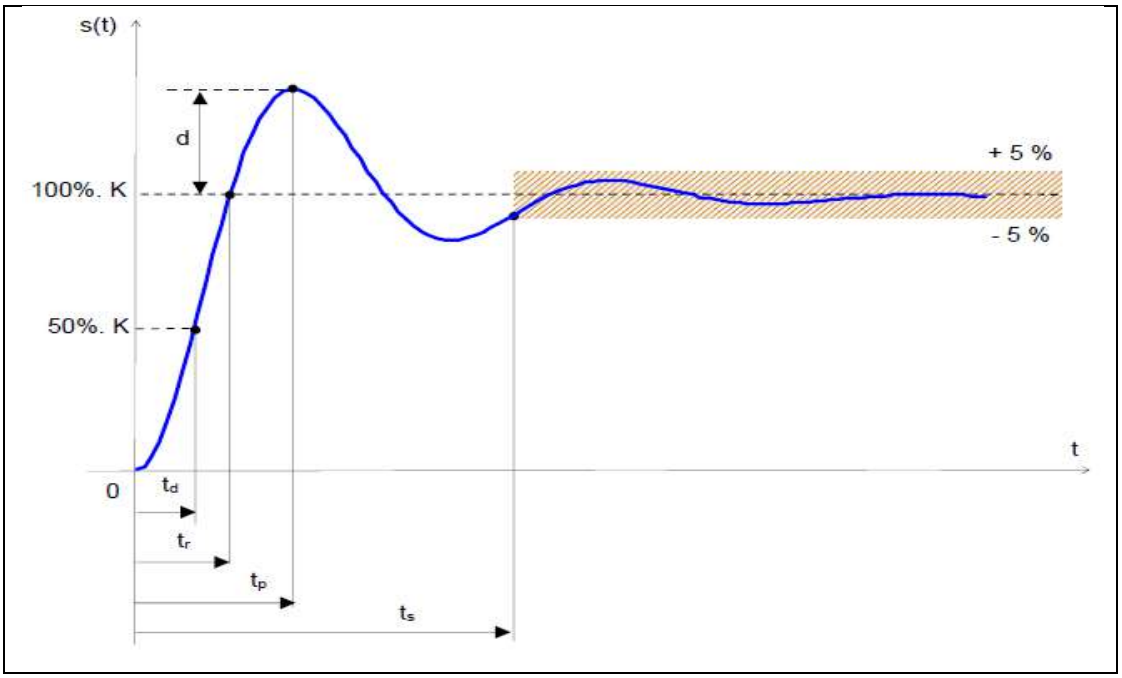


Figure I.10. *Caractéristiques de la réponse transitoire.*

La réponse transitoire d'un système suite à une entrée échelon dépend des conditions initiales. Par commodité dans la comparaison des réponses transitoires de différents systèmes, il est plus pratique d'utiliser les conditions initiales standards (système au repos à l'instant initial et toutes les dérivées par rapport au temps sont nulles). Les caractéristiques des réponses peuvent alors être comparées.

La réponse transitoire des systèmes asservis pratiques présente souvent des oscillations amorties avant d'atteindre le régime permanent. Les critères de performances, communément utilises pour la caractérisation des systèmes asservis linéaires dans le domaine temporel, sont définis comme suit : [6]

- **Temps de retard (Time Delay), *td*** : il est défini comme étant le temps nécessaire pour que la réponse atteigne la moitie de sa valeur finale.
- **Temps de montée (Rise Time), tr** : temps nécessaire à la réponse pour évoluer de 10 à 90%, de 5 à 95%, ou de 0 a 100% de sa valeur finale. Pour les systèmes du 2nd ordre peu amorti, le temps de montée de 0 à 100% est plus généralement utilisé. Pour les systèmes très amortis, l'évolution de 10 à 90% est plus souvent choisie.
- **Temps de pic (Peak Time), tp** : temps nécessaire pour atteindre le 1er pic de dépassement.
- **Dépassement maximum (maximum overshoot), d** : c'est la valeur du pic maximal de la réponse mesurée relativement à l'unité. Si la valeur finale du régime permanent diffère de l'unité, on utilise plus souvent le dépassement maximal exprimé en pourcentage. Il est défini par :

$$d\,\% = \frac{s\left(t_p\right) - s\left(\infty\right)}{s\left(\infty\right)} \times 100\% \qquad \text{(I. 3)}$$

L'importance de ce dépassement maximum (en %) est qu'il renseigne directement sur la relative stabilité du système

- **Temps de réponse ou d'établissement (Settling Time), ts** : c'est le temps requis pour que la courbe de sortie atteigne et reste à l'intérieur d'une bande, exprimée en pourcentage (généralement 5%), relativement à sa valeur finale.

Ces 5 grandeurs donnent une mesure directe de la caractéristique transitoire du système asservi relativement à sa réponse indicielle. Cela veut dire que le système doit être modifie jusqu'a ce que la réponse transitoire soit satisfaisante.

Il est à noter que ses grandeurs ne sont pas toutes, nécessairement, applicables à n'importe quel système. Pour un système très amorti (non oscillant), ***tp*** et ***d*** ne sont pas définis [6].

I.6. Régulateur PID :

Régulateur PID (proportionnel, intégral, dérivé) c'est un système d'auto régulation (boucle fermée) figure (I.11), qui recherche à réduire l'erreur entre la consigne et la mesure [1].

e=consigne - mesure

Le but de la régulation est de maintenir à une valeur désirée (GRANDEUR DE REFERENCE), une grandeur physique (GRANDEUR REGLEE) comme la température, l'humidité relative, la pression... soumise à des perturbations en mesurant sa valeur. Après comparaison entre grandeur réglée et grandeur de référence, il en résulte un écart de réglage. En fonction de cet écart, le régulateur forme un signal de commande (GRANDEUR DE REGLAGE) qui va faire varier la puissance de réglage par l'intermédiaire d'un actionneur (ORGANE DE REGLAGE) [1].

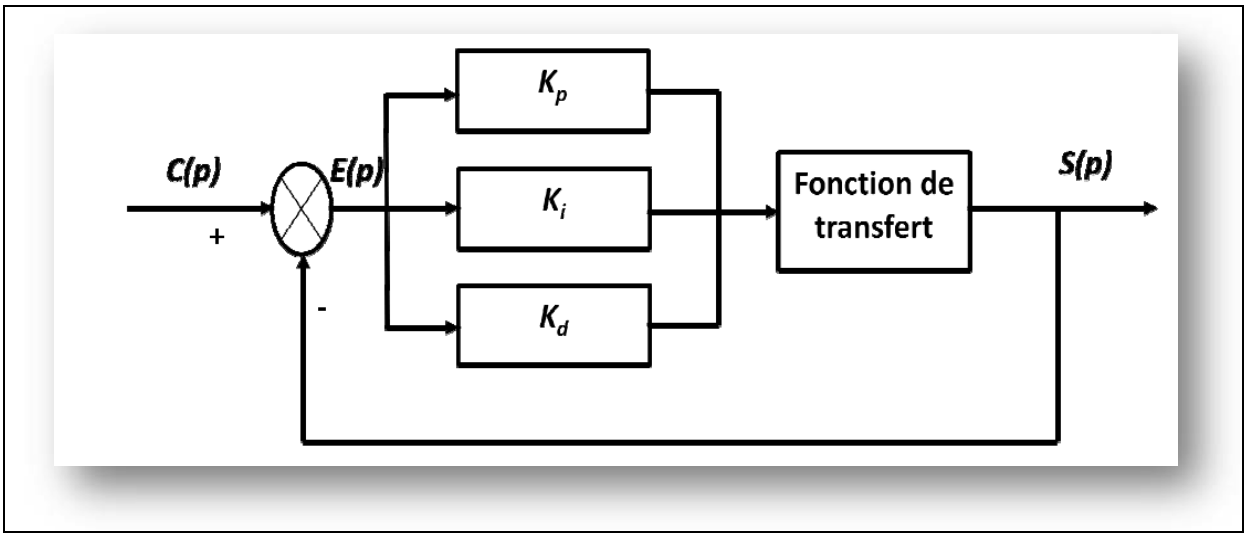


Figure I.11. *Régulateur PID* [1].

I.6.1. Action proportionnelle (P) :

L'action est dite proportionnelle lorsque le signal de commande est proportionnel au signal d'erreur. Elle corrige de manière instantanée, donc rapide, tout écart de la grandeur à régler, elle permet de vaincre les grandes inerties du système. Afin de diminuer l'écart de réglage et rendre le système plus rapide, on augmente le gain (on diminue la bande proportionnelle) mais, on est limité par la stabilité du système [1].

L'équation de la commande u de l'action proportionnelle P est comme suit :

$$u(t) = K_p e(t) = K_p \left(y_C(t) - y(t) \right) \qquad \text{(I.4)}$$

I.6.2. Action intégrale (I) :

L'action est dite intégrale lorsque le signal de commande est proportionnel à l'intégrale du signal d'erreur. Elle complète l'action proportionnelle et permet d'éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. Afin de rendre le système plus dynamique (diminuer le temps de réponse), on diminue l'action intégrale mais, ceci provoque l'augmentation du déphasage ce

qui provoque l'instabilité en état fermé. L'action intégrale est utilisée lorsqu'on désire avoir en régime permanent, une précision parfaite, en outre, elle permet de filtrer la variable à régler d'où l'utilité pour le réglage des variables bruitées [1].

L'équation de la commande u de l'action proportionnelle P est comme suit :

$$u(t) = K_i \int_0^t \left(y_C(\tau) - y(\tau)\right) d\tau = \frac{K_p}{T_i} \int_0^t \left(y_C(\tau) - y(\tau)\right) d\tau \quad \text{(I.5)}$$

I.6.3.Action dérivée (D) :

L'action est dite dérivée lorsque le signal de commande est proportionnel à la dérivée du signal d'erreur. L'action dérivée, en compensant les inerties dues au temps mort, accélère la réponse du système et améliore la stabilité de la boucle, en permettant notamment un amortissement rapide des oscillations dues à l'apparition d'une perturbation ou à une variation subite de la consigne

Dans la pratique, l'action dérivée est appliquée aux variations de la grandeur à régler seule et non de l'écart mesure-consigne. L'action D est utilisée dans l'industrie pour le réglage des variables lentes telles que la température, elle n'est pas recommandée pour le réglage d'une variable bruitée ou trop dynamique (la pression). En dérivant un bruit, son amplitude risque de devenir plus importante que celle du signal utile [1].

L'équation de la commande *u* de l'action dérivée D est comme suit :

$$u(t) = K_p T_d \frac{d\,e(t)}{dt} \quad \text{(I.6)}$$

I.7. Différente structure du régulateur PID :

Les actions élémentaires d'un régulateur peuvent être associées de plusieurs façons .on parle de la structure d'algorithme du régulateur .les valeurs des paramètres PID ne donnent pas le même comportement du procédé selon que la structure est parallèle ou mixte .c'est pourquoi il est primordial que l'automaticien connaisse la structure existence du régulateur .la structure es t imposé par fabriquant du régulateur [2].

I.7.1 Structure parallèle : [2]

C'est la structure présentée dans la (figure I.12)

Équation temporelle :

$$u(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) \cdot d(t) + T_d \frac{d\,\varepsilon(t)}{dt} + u_0 \quad \text{(I.7)}$$

Équation de transfert :

$$C(p)=\frac{y(p)}{\varepsilon(p)}=K_p+\frac{1}{T_i p}+T_d p \qquad \text{(I.8)}$$

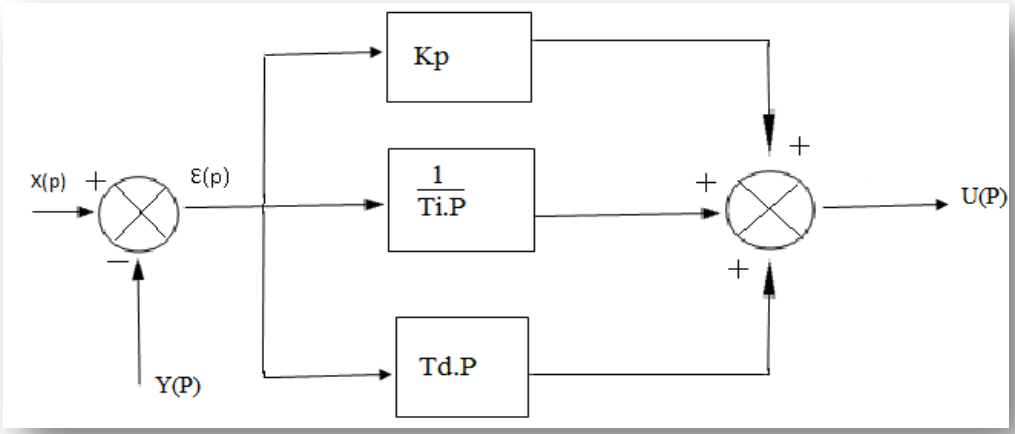


Figure I.12. *Régulation à structure parallèle*

I.7.2 Structure série : C'est la structure présentée dans la figure (I.13)

Équation temporelle :

$$u(t)=\frac{T_i+T_d}{T_i}\cdot K_p\cdot\varepsilon(t)\cdot d(t)+\frac{K_p}{T_i}\int_0^t\varepsilon(t)\cdot d(t)+K_p\cdot T_d\cdot\frac{d\,\varepsilon(t)}{dt}+u_0 \qquad \text{(I.9)}$$

Ou $\frac{T_i+T_d}{T_i}$ est le coefficient théorique d'interaction entre action intégrale et action dérivée.

Équation de transfert :

$$C(p)=\frac{Y(p)}{\varepsilon(p)}=K_p\cdot\left(1+\frac{1}{T_i p}\right)\left(1+T_d p\right) \qquad \text{(I.10)}$$

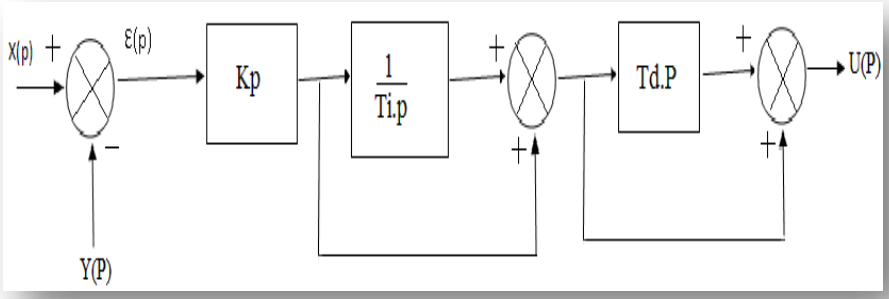


Figure I.13. *Régulateur à structure série.*

I.7.3 Structure mixte : [2]

C'est la structure présentée dans la figure(I.14). Elle est la plus utilisé actuellement par les constructeurs.

Équation temporelle :

$$u(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + \frac{K_p}{T_i}\int_0^t \varepsilon(t)\cdot d(t) + K_p T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + u_0 \qquad \text{(I.11)}$$

Équation de transfert :

$$C(p) = \frac{Y(p)}{\varepsilon(p)} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p\right) \qquad \text{(I.12)}$$

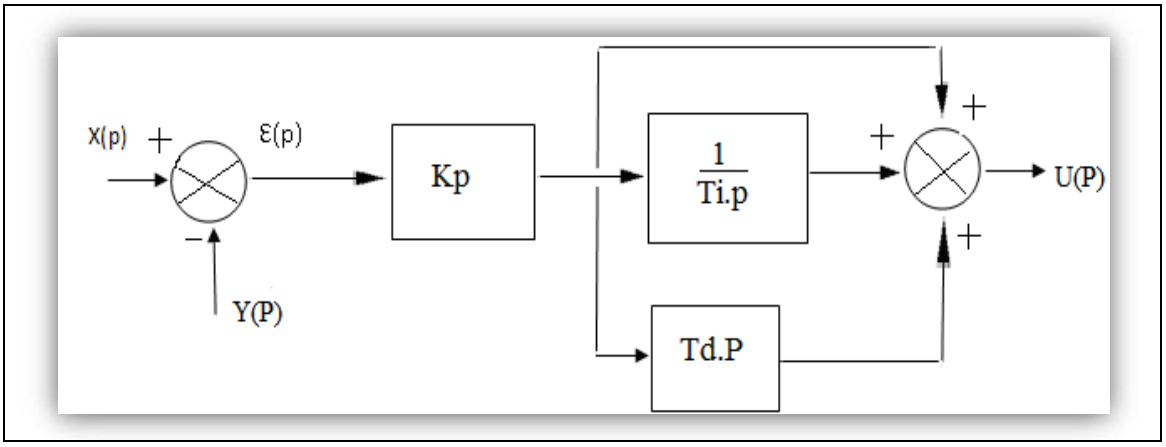


Figure I.14. *Régulateur à structure mixte (classique).*

I.8 Caractéristiques du régulateur PID :

La réponse indicielle montre qu'un correcteur PID assure une transmission instantanée du signal d'erreur ε(t) augmenté de son intégrale et de sa dérivée. Ce correcteur, facile à réaliser, permet d'annuler le signal d'erreur statique ε_∞ et d'avoir une réponse relativement rapide et bien amortie.

Nous avons vu qu'un correcteur P (Kp) apporte de la rapidité au système en réduisant le temps de montée. Il réduit également l'erreur statique, mais ne l'élimine pas. L'action intégrale (Ki) aura pour effet d'éliminer l'erreur statique. Elle ramène donc de la précision, mais dégrade la réponse transitoire. L'action dérivée (Kd) améliore la stabilité du système, réduit les dépassements et améliore le régime transitoire.

Les effets de chaque correcteur (Kp, Ki et Kd) sur la réponse en boucle fermée du système sont regroupes sur le **tableau I –1** : [6]

Tableau I.1. *Effets des correcteurs P, I, et D sur les régimes statique et dynamique du système en boucle fermée [6]*

Coefficient	**Temps de montée**	**Dépassement**	**Temps d'établissement**	**Erreur statique**
Si K_p croît	Diminue	Augmente	(Peu de changements)	Diminue
Si K_i croît	Diminue	Augmente	Augmente	Eliminée
Si K_d croît	Peu de changements)	Diminue	Diminue	(Peu de changements)

Il est à noter que ces corrélations ne sont pas exactement précises, car Kp, Ki et Kd sont dépendants les uns des autres. En fait, le changement de l'une de ces variables peut modifier l'effet de l'autre. Le tableau précédent n'est à utiliser que comme référence lorsqu'il s'agit de déterminer les valeurs de Kp, Ki et Kd. [6]

I.9. Identification du procédé : [7]

Pour **pouvoir calculer les paramètres du régulateur PID**, il faut disposer d'un modèle du procédé, simple ou complexe, en fonction d'une part de la méthode de calcul choisie pour le régulateur et d'autre part, en fonction du type d'expérience que l'on peut effectuer sur le procédé, afin d'identifier sa dynamique. L'idée de base de l'identification est d'obtenir un modèle du procédé d'un type prédéterminé, à partir d'une expérience sur le procédé réel, en appliquant à l'entrée du procédé u (t) un signal d'excitation et en mesurant la sortie y (t).

Les signaux d'excitation typiquement utilisés à l'entrée du procédé sont : l'échelon, la sinusoïde et la séquence binaire pseudo aléatoire (SBPA) et par conséquent, on utilise des méthodes basées sur la réponse indicielle, sur la réponse fréquentielle ou l'identification paramétrique proprement dite. L'identification paramétrique est très appropriée pour trouver

un modèle échantillonné du procédé, qui servira à la synthèse directe d'un régulateur numérique [7].

I.9.1 Méthodes basées sur la réponse indicielle

L'expérience sur le procédé consiste en l'**application d'un échelon à l'entrée du procédé en boucle ouverte** (et quand le procédé est au repos) et l'enregistrement de la sortie, qui est mise à l'échelle en la divisant par la valeur de l'échelon. On va considérer par la suite que l'échelon d'entrée a une valeur unitaire et que la sortie part de 0 (y(0) = 0). Sinon, il faudrait translater l'axe de y (t) de la valeur de y (0), pour que la sortie parte de l'origine.

Le désavantage de ce type d'excitation vient du fait qu'il faut utiliser un échelon d'une amplitude grande à l'entrée du procédé en boucle ouverte, pour avoir un bon rapport signal/bruit.

On va présenter des méthodes simples d'identification selon le type de système : amorti (sans et avec retard), intégrateur ou oscillant [7].

a. Modèles amortis sans retard

- **Modèle du premier ordre :** Le plus simple modèle paramétrique est un premier ordre, avec deux paramètres : le **gain statique G_0** et l'**échelle de temps Te** (constante de temps approximative) :

$$G(s) = \frac{G_0}{1 + sT_e} \tag{I.13}$$

Qui est obtenue à partir de :

$$T_e = \frac{A_0}{G_0}, \text{ avec } A_0 = \int_0^\infty \left(y(\infty) - y(t) dt \right) \tag{I.14}$$

Où y (t) est la réponse indicielle (figure I.15).

Le gain statique G_0 se détermine graphiquement : G_0 = y (∞) (si on respecte bien les conditions énoncées auparavant : échelon unitaire et y (0) = 0 [7].

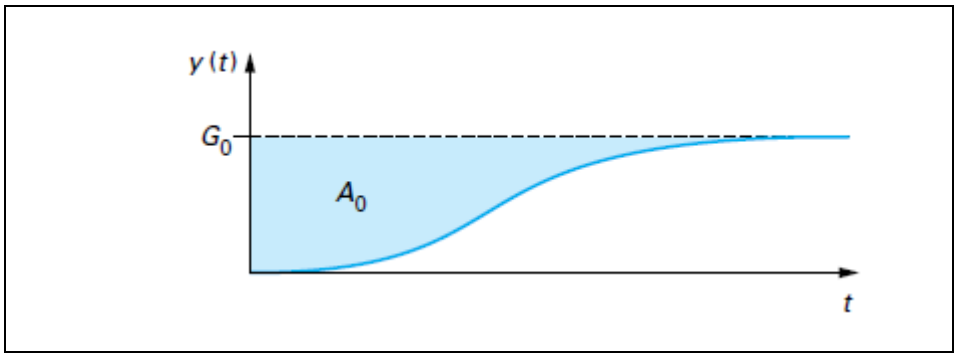


Figure I.15. *Estimation graphique d'un modèle à partir de la réponse indicielle, pour un procédé stable avec une réponse monotone[7].*

- **Modèle de Strejc :** Un modèle d'ordre n est donné par :

$$G(s) = \frac{G_0}{(1+sT_n)^n} \qquad \text{(I.15)}$$

Le gain statique G_0 est déterminé graphiquement tandis que la constante de temps T_n et l'ordre n sont tabulés comme fonctions de L, T , qui représentent respectivement le retard et la constante de temps apparents (figure I.16). Les paramètres L et T peuvent être calculés soit « analytiquement », soit graphiquement, en traçant la tangente à la réponse indicielle, qui a la plus grande pente avec l'axe horizontal (donc au point d'inflexion).

L'intersection de cette tangente avec l'axe horizontal donne la valeur de L et l'abscisse de l'intersection avec la ligne horizontale y (t) = G_0 donne L + T (point C sur la figure I.16), d'où l'on calcule T. La méthode graphique est devenue classique, mais elle est moins fiable que la méthode « analytique ».

La méthode analytique consiste à déterminer L comme l'intervalle de temps entre l'application de l'échelon et le moment où la réponse atteint quelque pour-cent de sa valeur finale. La constante de temps T est déterminée à partir de l'abscisse pour laquelle la réponse du procédé a atteint 63 % de la valeur finale, ce qui donne L + T, et avec L déterminé précédemment on calcule T (point B sur la figure I.16)[7].

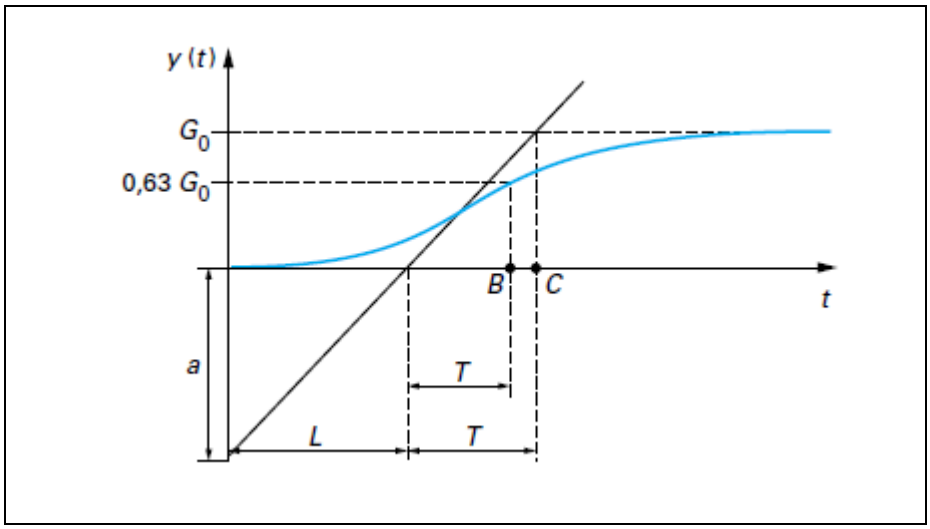


Figure I.16. *Estimation graphique du gain statique, du retard et de la constante de temps apparents, pour un procédé stable avec une réponse monotone[7].*

b. Modèle amorti avec retard [7]

On obtient une meilleure approximation qu'avec l'équation (I.13) si on considère le **retard apparent L** et **la constante de temps apparente T :**

$$G(s)=\frac{G_0}{1+sT}e^{-sL} \qquad \text{(I.16)}$$

C'est le modèle le plus utilisé pour le calcul des paramètres du régulateur PID. La réponse indicielle de ce modèle est :

$$y(t)=G_0\left(1-e^{-(t-L)/T}\right) \qquad \text{(I.17)}$$

D'où il résulte que l'échelle de temps T_e (d'après l'équation (I.14)) est : $T_e = L + T$

Le retard normalisé $\tau=\frac{L}{T_e}$ a la propriété $0 \le \tau < 1$, et caractérise la difficulté de commander un système, la difficulté augmentant quand τ augmente (les procédés avec un retard important sont difficiles à commander). Les paramètres de ce modèle se calculent selon les méthodes analytiques ou graphiques, présentées dans le paragraphe précédent.

Une autre caractéristique de la réponse du procédé utilisée dans certains cas pour la synthèse du régulateur PID est a, représentée graphiquement par l'intersection de la tangente au point d'inflexion avec l'axe y (t). Elle est liée aux autres paramètres par $a=G_0\frac{L}{T}$, avec T calculé à partir du point C de la figure I.16.

- **Modèle de Broïda** : La détermination du point d'inflexion et le tracé de la tangente deviennent très imprécis sur certaines courbes expérimentales, si l'on désire obtenir un degré de précision acceptable. Par ailleurs, l'application de la méthode « de la tangente » suppose des essais menés jusqu'aux environs de 100 % de la valeur finale de la réponse indicielle [7].

Pour éviter ces deux inconvénients et pour mieux approcher la réponse indicielle du système autour du point d'inflexion par celle d'un premier ordre avec retard (équation (I.16)), Broïda a étudié la position du point d'inflexion, pour des systèmes d'ordre 2 jusqu'à l'ordre 6. Il propose en première approximation, de calculer les paramètres du modèle de l'équation (I.16) en déterminant (analytiquement ou graphiquement) les abscisses de temps t_1 et t_2 pour lesquelles la réponse du procédé a atteint 28 % et 40 % respectivement de la valeur finale : $y(t_1) = 0{,}28\ G_0$, $y(t_2) = 0{,}40\ G_0$ (figure I.17). Cela suppose la connaissance a priori du gain statique du système.

Avec ces valeurs, on calcule T = 5,5(t2 – t1) et L = 2,8t1 – 1,8t2 [7].

La réponse indicielle du premier ordre avec retard résultant de ce calcul devrait bien approximer celle d'un système d'ordre supérieur, avec des constantes de temps dispersées.

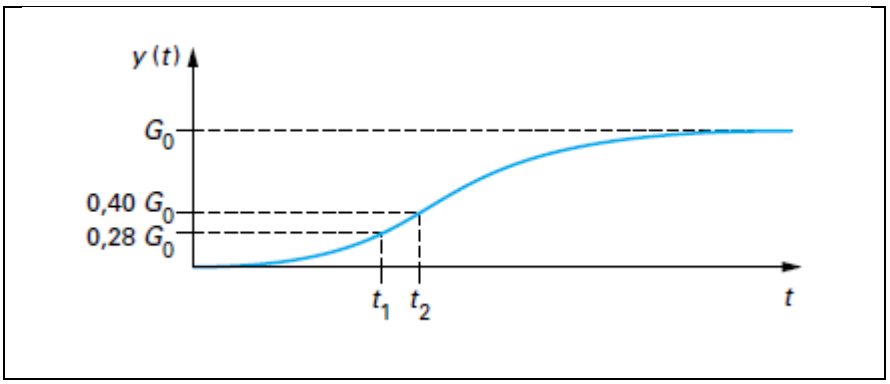


Figure I.17. *Estimation du retard apparent et de la constante de temps apparente à partir de la mesure de deux points sur la réponse indicielle (Broïda)[7].*

I.9.2 Méthodes basées sur la réponse fréquentielle

L'idée de ces méthodes est d'amener le système à des **oscillations limites, en boucle fermée**, pour déterminer des points intéressants du diagramme fréquentiel du procédé (le gain et la pulsation) [7].

I.10 Méthodes de synthèse du régulateur PID

I.10.1 Méthodes de Ziegler-Nichols et extensions [7]

- **Méthode de Ziegler-Nichols temporelle** (Première méthode de Ziegler-Nichols) **:**

La méthode temporelle de Ziegler-Nichols est basée sur la réponse indicielle du procédé en boucle ouverte, modélisé par une fonction de transfert (I.16) (figure I.16). Les paramètres du régulateur PID en fonction des caractéristiques a et L du procédé sont donnés dans le **Tableau I.2.** Paramètres du régulateur PID, obtenus par la méthode de Ziegler –Nichols temporelle

Régulateur	K_p	T_i	T_d
P	$1/a$		
PI	$0,9/a$	$3\,L$	
PID	$1,2/a$	$2\,L$	$L/2$

- **Méthode de Ziegler-Nichols en boucle fermée** :

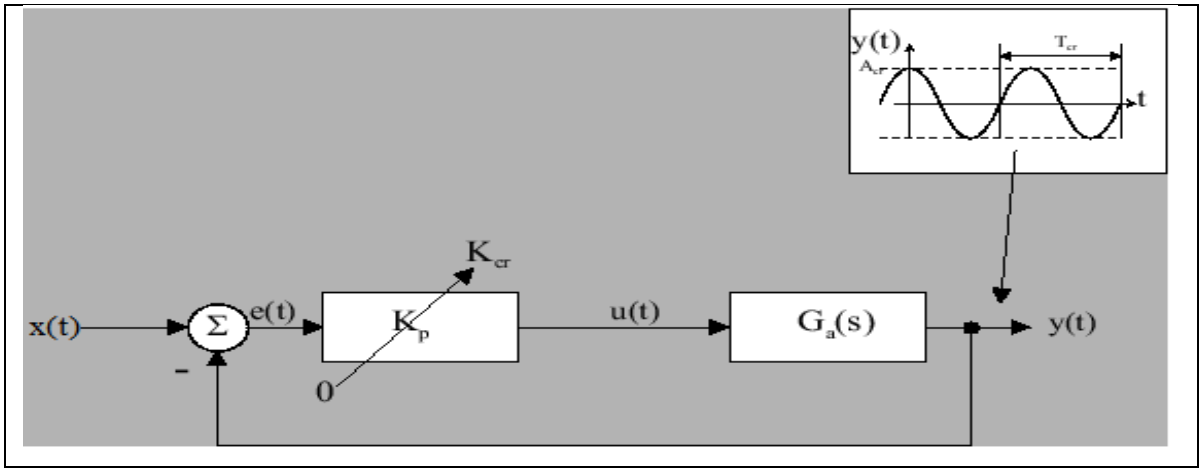


Figure I.18. *Mise en oscillation d'un système par contre-réaction [2] .*

Tableau I.3. Paramètres du régulateur PID, obtenus par la méthode de Ziegler –Nichols fréquentielle [7]

Régulateur	K_p	T_i	T_d
P	$0.5 \cdot K_{cr}$		
PI	$0.45 \cdot K_{cr}$	$0.83 \cdot T_{cr}$	
PID	$0.6 \cdot K_{cr}$	$0.5 \cdot T_{cr}$	$0.125 \cdot T_{cr}$

- **Méthode de Cohen-Coon [7]:**

Cette méthode est basée sur le modèle (I.16) du procédé et son critère principal est le rejet de perturbation. Elle pourrait être considérée aussi dans la classe des méthodes de placement des pôles , car elle cherche à positionner les pôles dominants de la boucle fermée pour obtenir un rapport de décroissance de d = 1/4.

Les paramètres du régulateur PID ont été déduits par des calculs analytiques et numériques et sont exprimés en fonction des caractéristiques du procédé : a = G_0L/T, t = L/ (L + T), comme dans le tableau I.4. Cette méthode donne pourtant un coefficient d'amortissement τ trop faible, ce qui signifie une boucle fermée mal amortie et une haute sensibilité [7].

Tableau I.4. Paramètres du régulateur PID, obtenus par la méthode de Cohen – Coon

Régulateur	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{a}\left(1+\frac{0,35\tau}{1-\tau}\right)$		
PI	$\frac{0,9}{a}\left(1+\frac{0,92\tau}{1-\tau}\right)$	$\frac{3,3-3,0\tau}{1+1,2\tau}L$	
PD	$\frac{1,24}{a}\left(1+\frac{0,13\tau}{1-\tau}\right)$		$\frac{0,27-0,36\tau}{1-0,87\tau}L$
PID	$\frac{1,35}{a}\left(1+\frac{0,18\tau}{1-\tau}\right)$	$\frac{2,5-2,0\tau}{1-0,39\tau}L$	$\frac{0,37-0,37\tau}{1-0,81\tau}L$

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une idée générale sur les systèmes asservis et la régulation 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 "D" s'oppose aux variations de la grandeur réglée et stabilise la boucle de régulation et la composante "I" élimine l'erreur statique. Ce type de correcteur est le plus utilisé en milieu industriel.

Dans un régulateur PID, il existe plusieurs façons d'associer les paramètres P, I et D. En effet, le correcteur PID peut avoir une structure série, parallèle ou mixte. Il existe de nombreuses méthodes utilisées pour optimiser les paramètres du régulateur PID. Dans le prochain chapitre, nous allons présenter une méthode d'optimisation basée sur l'intelligence collective qui est L'optimisation par essaim de particules (le PSO en anglais: Particle Swarm Optimazation).

CHAPITRE II

L'optimisation par essaim de particules PSO

II.1 Introduction :

Certains nombres des modèles où de techniques d'optimisation sont inspirés des systèmes et phénomènes naturels. Récemment, plusieurs modèles d'intelligence collective basés sur différents systèmes naturels ont été proposés dans la littérature, et appliqués avec succès dans de nombreuses applications réelles. Des exemples de modèles d'intelligence collective sont : optimisation par colonies de fourmis (Ants Colony Optimization), optimisation par essaims particulaires (Particle Swarm Optimization PSO) , Colonie artificielle d'abeille (Artificial Bee Colony) Optimisation par la recherche de nourriture bactérienne (Bacterial Foraging Optimization CSO (Cat Swarm Optimization , système immunitaire artificielle , et GSO (Glowworm Swarm Optimization [8] .Dans ce chapitre, nous présentons le principe de technique PSO et le principe de l'algorithme PSO .

II.2 Définition de l'Optimisation :

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (de L'optimum). On peut aussi trouver des problèmes d'optimisation pour lesquelles les variables de la fonction à optimiser sont contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes [4].

II.3 L'optimisation par essaim de particules (PSO) :

L'optimisation par essaim de particules (le PSO en anglais: Particle Swarm Optimazation) est une métaheuristique à base de population de solution Elle a été proposée en 1995 par Kennedy et Eberhart [3]. Inspiré par le comportement social des oiseaux s'assemblant ou le banc de poissons figure (II-1) [9].

L'algorithme simule une population de particules qui se déplace doucement vers la solution optimale dans un espace de recherche multidimensionnel. La position d'une particule représente une solution possible et est initialisée aléatoirement. Chaque particule se déplace selon leur vecteur de vitesse unique. À chaque itération, cette vitesse est modifiée pour s'orienter vers la meilleure position déjà occupée par la particule (mémoire locale) et la meilleure position de la meilleure particule de l'essaim (mémoire sociale), Cet ajustement tient compte de l'inertie de la particule et inclut une certaine influence stochastique [10].



(a)



(b)

Figure II.1. *Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons [9].*

II.3.1 Concept de base de PSO

La méthode met en jeu de larges groupes de particules sous forme de vecteurs se déplaçant sur l'espace de recherche. Chaque particule ***i*** est caractérisée par sa position x_i et par un vecteur de changement de position appelé vélocité v_i. La i^{eme} particule est représentée comme $X_i = (x_{i1}, x_{i2}, ..., x_{in})$. Le cœur de la méthode consiste à choisir comment définir v_i. D'après la socio-psychologie, chaque individu est influencé par son comportement passé et par celui de ses voisins pour décider de son propre déplacement [10].

Autrement dit, à chaque itération, chaque particule se déplace en fonction des deux meilleures valeurs suivantes :

- ✓ La meilleure position passée de la particule, appelée ***pbest***.
- ✓ La meilleure position obtenue parmi n'importe quel voisin (voisin dans le réseau social et non, nécessairement, dans l'espace), appelée ***gbest***. Lorsqu'une particule considère une partie de la population comme ses voisins topologiques (voisins dans l'espace de recherche), la meilleure valeur est une meilleure position locale, appelée dans ce cas ***lbest***.

À chaque itération, ces deux meilleures valeurs sont combinées afin d'ajuster la vélocité et calculer ainsi un nouveau mouvement pour la particule. ***pbest*** est considéré comme étant le composant cognitif (*cognition component*) relatif à l'expérience individuelle et ***gbest*** (ou ***lbest***) est considéré comme étant le composant social (*social component*) relatif à la communication sociale. Notons qu'il semble être communément admis qu'un voisinage social ***gbest*** (un individu x_2 ayant, par exemple, pour voisins les individus x_1 et x_3, quelles que soient les localisations spatiales de (x_1, x_2, x_3) donne de meilleurs résultats qu'un voisinage spatial ***lbest*** (fonction de la proximité des individus dans l'espace de recherche). La figure II.2 schématise le déplacement d'une particule selon ces informations [10].

Le déplacement d'une particule donc est influencé par les trois composantes suivantes [4]:

- **Une composante physique** : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement
- **Une composante cognitive** : la particule tend 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 par ses voisins.

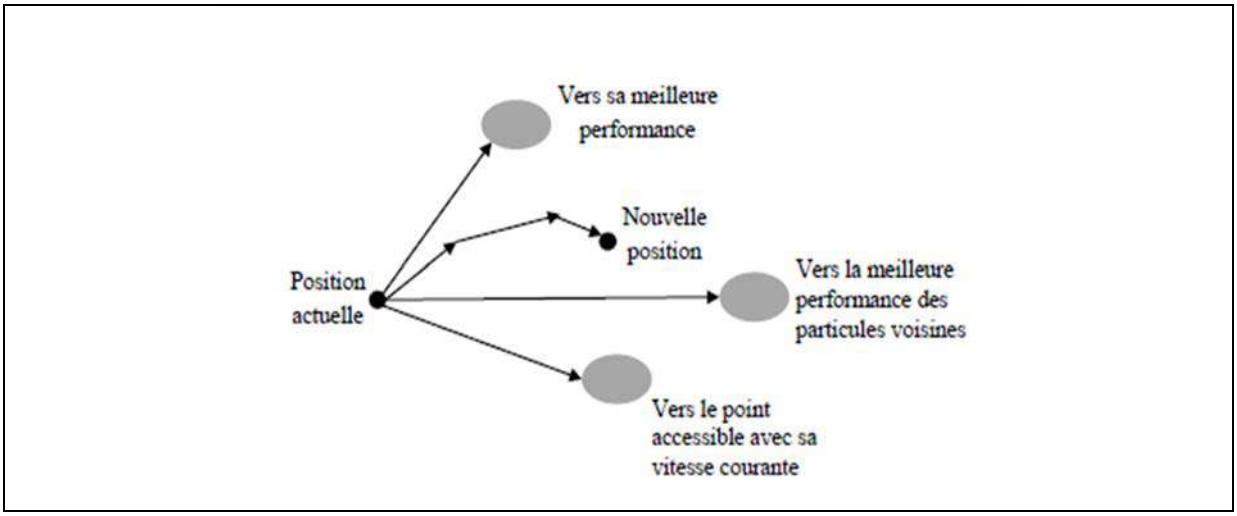


Figure II.2. *Déplacement d'une particule* [8].

Il faut ensuite définir les voisinages et leur structure, il en existe de deux types : [9]

- **Les voisinages géographiques** : les voisins d'une particule sont ses voisines les plus proches. Ce type de voisinage impose l'utilisation d'une distance pour recalculer à chaque itération (ou toutes les k itérations) les voisins de chaque particule. Ci-dessous, la figure (III.3) est un exemple où les voisins d'une particule sont les deux particules qui lui sont le plus proche [9].

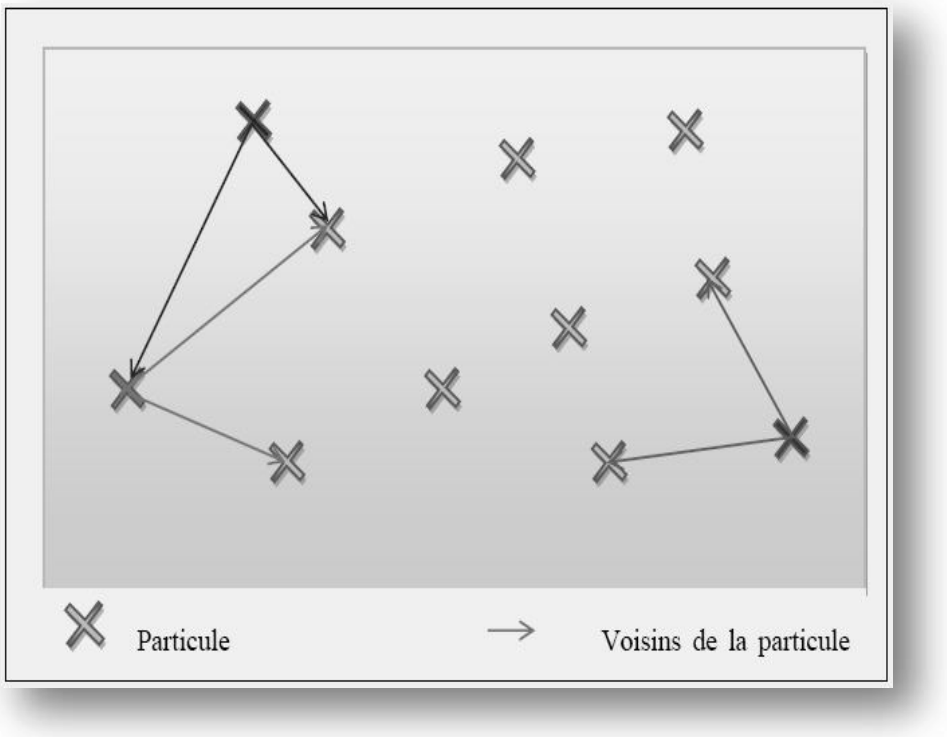


Figure. II.3. *Exemple de voisinage géographique [4]*.

- **Les voisinages sociaux** : les voisinages sont établis à l'initialisation et ne sont pas modifiés ensuite. Il existe différentes structures de voisinages sociaux, nous allons vous en présenter quelques uns (Figure II.4) [9].

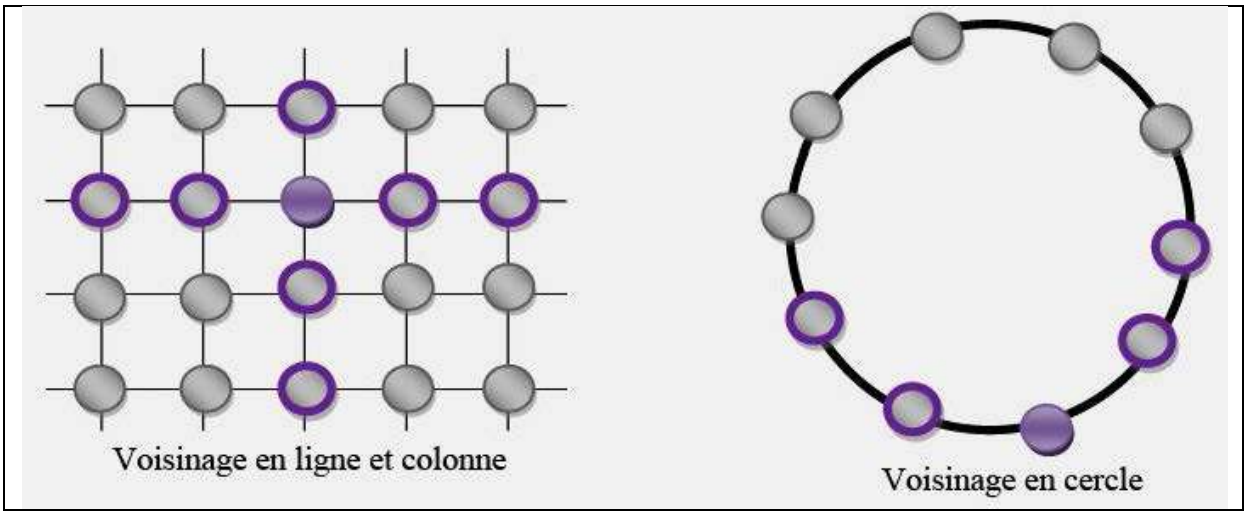


Figure II.4. *Deux cas de voisinage social [4].*

II.3.2 Principe de l'Algorithme PSO :

On dispose une fonction objective à optimiser dans un sens ou dans l'autre. Un essaim est un ensemble de particules positionnées dans l'espace de recherche de la fonction objectif. Le principe de l'algorithme consiste à déplacer ces particules dans l'espace de recherche afin de trouver la solution optimale.

Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).
- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune entre elles sa propre meilleure performance.
- A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle à connaissance modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence. A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse. Pour ce faire, elle combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle.
- Sa meilleure position actuelle.
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche. Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [4].

II.3.3 Formulation du problème :

Dans un espace de recherche de dimension '**N**' (la dimension **N** représente aussi le nombre de variable à optimiser), la particule '**i**' de l'essaim est caractérisée par sa position ' x_i ' où $x_i = \left(x_{i1}, x_{i2}, \ldots, x_{iN}\right)$, et par son vecteur de vitesse v_i où $v_i = \left(v_{i1}, v_{i2}, \ldots, v_{iN}\right)$. La qualité de cette position est déterminée par la valeur de la fonction coût (fonction objectif) en ce point. Cette particule garde toujours en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on notée $p_{best\,i} = \left(p_{best\,i1}, p_{best\,i2}, \ldots, p_{best\,iN}\right)$. La meilleure position atteinte par l'ensemble des particules de l'essaim est notée : $g_{best\,i} = \left(g_{best\,i1}, g_{best\,i2}, \ldots, g_{best\,iN}\right)$. Nous précisons ici que $p_{best\,i}$ et $g_{best\,i}$ représentent respectivement, la meilleure valeur de la fonction coût de la particule et de l'essaim.

Au début de l'algorithme, les particules de l'essaim sont initialisées de manière aléatoire et régulière dans tout l'espace de recherche du problème à optimiser. Par la suite, à chaque itération, chaque particule se déplace, en combinant linéairement les trois composantes citées précédemment. En effet, à l'itération 'k', le vecteur de vitesse et le vecteur de position sont calculés à partir de l'équation (II.1) et de l'équation (II.2), respectivement [8]

$$v_i(k) = w.v_i(k-1) + c_1.r_1 \times \left(p_{best\,i} - x_i(k-1)\right) + c_2.r_2 \times \left(g_{best\,i} - x_i(k-1)\right) \qquad \text{(II.1)}$$

$$x_i(k) = x_i(k-1) + v_i(\mathrm{k}) \qquad \text{(II.2)}$$

Où 'w' est une constante appelée coefficient d'inertie, $\mathbf{c_1}$ et $\mathbf{c_2}$ sont deux constantes appelées coefficients d'accélération et 'r_1' et 'r_2'sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans l'intervalle [0,1], à chaque itérations 'k'.

Dans l'équation (II.1), on peut déterminer les trois composantes mentionnées précédemment :

- **1)** $w\,v_i\,(k-1)$ correspond à la composante physique du déplacement, où le paramètre 'w' contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur.
- **2)** $c_1.r_1\times\left(p_{best\,i}-x_i\,(k-1)\right)$ correspond à la composante cognitive du déplacement, où le paramètre $\mathbf{c_1}$ contrôle la composante cognitive de la particule.
- **3)** $c_2.r_2\times\left(g_{best\,i}-x_i\,(k-1)\right)$ correspond à la composante sociale du déplacement, où le paramètre 'C_2'contrôle l'aptitude sociale de la particule [8].

II.3.4 Configuration de la méthode

II.3.4.1 Nombre de particules

Nous devons choisir un nombre de particules '***n***' de l'essaim qui soit bien adapté à l'espace de recherche et au temps de calcul. Trop de particules augmenteraient sensiblement le temps de calcul de la machine, alors que peu de particules conduiraient à une exploration inefficace et incomplète de l'espace de recherche [8].

II.3.4.2 Topologie du voisinage :

La topologie du voisinage défini avec qui chacune des particules va pouvoir communiquer. Il existe de nombreuses combinaisons dont les suivantes sont les plus utilisées :

- **a) topologie en étoile** : le réseau sociale est complet, chaque particule est attirée vers la meilleure particule et communique avec les autres [1].

- **b) topologie en anneau** : chaque particule est reliée à n particules (en général, n = 3), c'est la topologie la plus utilisée [1].

- **c) topologie en rayon** : les particules ne communiquent qu'avec une seule particule centrale [1].

- **d) la topologie de Von Neumann :** la topologie prend la forme d'une grille (réseau Rectangulaire), où chaque particule est reliée à ses quatre particules voisines (à gauche, à droite, au-dessus et au-dessous). Cette topologie ralentit la vitesse de convergence de l'algorithme [8].

- **e) topologie en pyramide :** la topologie prend la forme d'une pyramide. C'est une topologie très lourde en terme de calculs car elle nécessite de recalculer le voisinage de chaque particule à chaque itération [8].

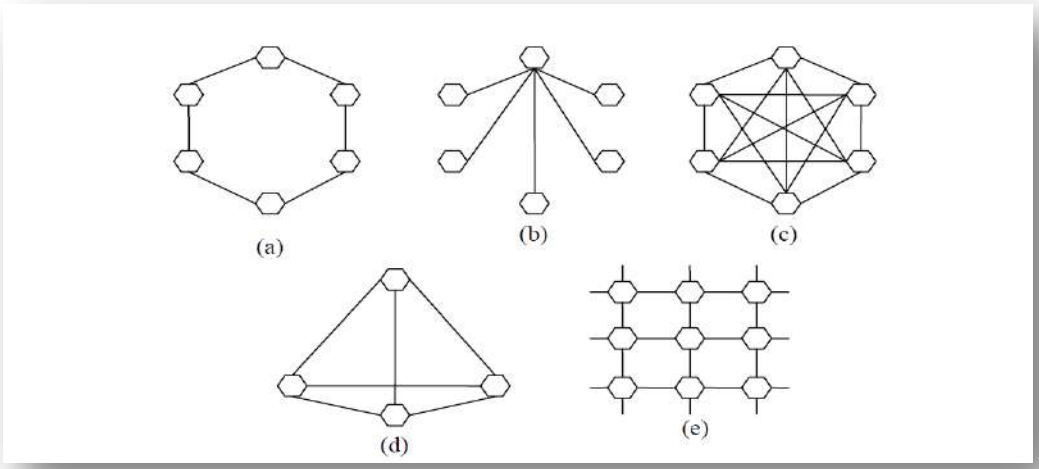


Figure II.5. *Topologie du voisinage (a) anneau, (b) rayon, (c) étoile, (d) pyramide, (e) la Topologie de Von Neumann. [8]*

II.3.4.3 Coefficient d'inertie :

Le coefficient d'inertie '***w***' a été introduit la première fois par *Shi et Eberhart*, il contrôle l'influence de la direction de la particule sur son déplacement futur. Le but de l'utilisation de ce paramètre est de réaliser un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale. L'intensité de l'exploration de l'espace de recherche dépend de la valeur du poids d'inertie, une grande valeur de '***w***' facilite une exploration globale, alors qu'une petite valeur facilite l'exploration locale. Du fait de son importance et son influence sur les performances du PSO, le poids d'inertie a suscité un grand intérêt de la part de la communauté des chercheurs de ce domaine, quelques recherches ont proposé un coefficient

d'inertie dynamique qui varie au cours du temps avec la progression des itérations. Il commence par une valeur proche de 0.9 et descend linéairement pour attendre la valeur 0.4. Cette stratégie a beaucoup amélioré les performances de PSO pour plusieurs problèmes d'optimisation. Le coefficient d'inertie '***w***' est définie selon la formule suivante [8] :

$$w = w_{\max} - \frac{w_{\max} - w_{\min}}{iter_{\max}} \cdot iter \qquad \text{(II.3)}$$

Où :

$iter$: est l'itération courante,

$iter_{\max}$: est le nombre maximal d'itérations.

$w_{\max}$ et $w_{\min}$ désignent respectivement les valeurs maximum et minimum du coefficient '*w*', généralement $w_{\max}$ et $w_{\min} \in [0,1]$ [8].

II.3.4.4 Coefficients de confiance

Les coefficients de confiance, $\mathbf{c_1}$ et $\mathbf{c_2}$, contrôlent la relation entre les deux tendances d'une particule, quand elle va progresser vers la solution optimale. La première tendance consiste à retourner vers la meilleure solution trouvée par elle-même et la deuxième tendance est de suivre la solution des particules de voisinage.

$\mathbf{c_1}$ et $\mathbf{c_2}$ peuvent être choisis de sorte que [8] :

$$c_1 + c_2 \leq 4 \qquad \text{(II.4)}$$

II.3.4.5 Critères d'arrêt

Comme indiqué précédemment, la convergence vers la solution optimale globale n'est pas garantie dans tous les cas de figure même si les expériences dénotent la grande performance de la méthode. De ce fait, il est fortement conseillé de doté l'algorithme d'une porte de sortie en définissant un nombre maximum d'itération. L'algorithme doit alors s'exécuter tant que l'un des critères de convergence suivant n'a pas été atteint :

- nombre maximum d'itération a été atteint ;
- La variation de la vitesse est proche de 0 ;
- Le fitness de la solution est suffisant [8].

II.4 l'organigramme général de la méthode PSO : [11]

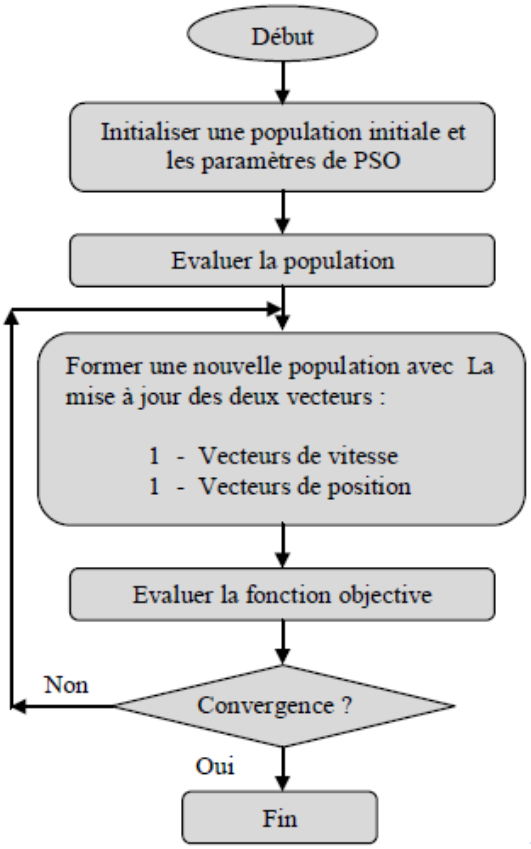


Figure .II.6. *L'organigramme général de la méthode PSO[11].*

II.5 Avantages et inconvénients de PSO [1] :

L'algorithme du PSO présente un **avantage** certain sur les méthodes classiques dans le sens où il permet une exploration aléatoire de l'espace de solution. De plus de sa simplicité à mettre en œuvre et son exécution conduit à l'obtention de très bon résultat, rapidement et facilement avec peu de paramètre à ajuster.

Bien que le PSO trouve de bonnes solutions dans un temps beaucoup plus court que d'autres algorithmes évolutionnaires, l'amélioration de la qualité des solutions ne peut être garantie en augmentant le nombre d'itération.

L'algorithme de PSO a deux **inconvénients** principaux :

- Le premier inconvénient est que l'essaim peut prématurément converger.
- Le deuxième inconvénient est que les approches stochastiques ont un problème de dépendance tout changement d'un de leurs paramètres peut avoir un effet sur le fonctionnement de l'algorithme tout comme sur la solution obtenue.

II.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthode PSO « optimisation par essaim de particules », le principe de fonctionnement, et le principe de l'algorithme (PSO).
La PSO est une méthode parmi les méthodes optimisations qui est simple et efficace.

Le prochain chapitre représente la partie pratique de notre travail, il explique clairement le processus algorithmique de cette méthode et son application dans l'optimisation de paramètres du régulateur PID.

CHAPITRE III

Simulation et Résultat

III.1 Introduction :

Le but de ce chapitre est la synthèse du régulateur PID-PSO. Selon les performances du système (annuler l'erreur statique, diminuer le dépassement, le temps de réponse et le temps de monté), on détermine les paramètres optimales (K_p, K_i, K_d) du régulateur PID en utilisant la méthode d'optimisation par essaim de particules (PSO), afin d'obtenir un système précis, rapide, stable et robuste.

Pour montrer l'efficacité du PID-PSO dans lequel le régulateur résulte d'un processus d'optimisation, nous avons comparé ses performances à celles d'un autre régulateur PID. Ce dernier est un PID dont les coefficients ont été réglés par la méthode empirique de « Ziegler & Nichols » et « Cohen Coon », en utilisant une boucle de réaction pour la mise en auto oscillation.

Nous avons appliqué le régulateur PID-PSO sur une fonction de transfère d'un moteur à courant continu à excitation séparée [12] [13].

III.2 La Mise en Œuvre du Projet sur logiciel Matlab:

III.2.1 LTI VIEWER :

LTI VIEWER (LTI : linear time invariant) est un environnement qui permet de visualiser le comportement des systèmes linéaires : réponse à échelon et à l'impulsion, diagramme de BODE, lieu de NYQUIST et de black, plan de Laplace etc. [14].

III.2.2 Fonction de transfert :

Pour représenter une fonction de transfert d'un système et manipuler ces différents paramètres, ils doivent être codés dans un format approprié dans MATLAB.

Une fonction « tf » est utilisée pour cela, prenons un exemple : La fonction de transfert d'un procédé est comme suit :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{s^3 + 9s^2 + 23s + 15} \qquad \text{(III.1)}$$

Peut être représenté par G = tf ([1], [1 9 23 15])

Les performances du système peuvent être obtenues comme suit :

S=Stepinfo (G,'Rise Time limits', [0.1, 0.9])

La commande ci-dessus renvoie :

S=

- RiseTime: 2.4570
- SettlingTime: 4.5413
- SettlingMin: 0.0602
- SettlingMax: 0.0667
- Overshoot: 0
- Undershoot: 0
- Peak: 0.0667
- PeakTime: 14.7293

La réponse à une entrée échelon unité du système obtenu à l'aide de la commande LTI VIEWER est donnée par la figure (III.1).

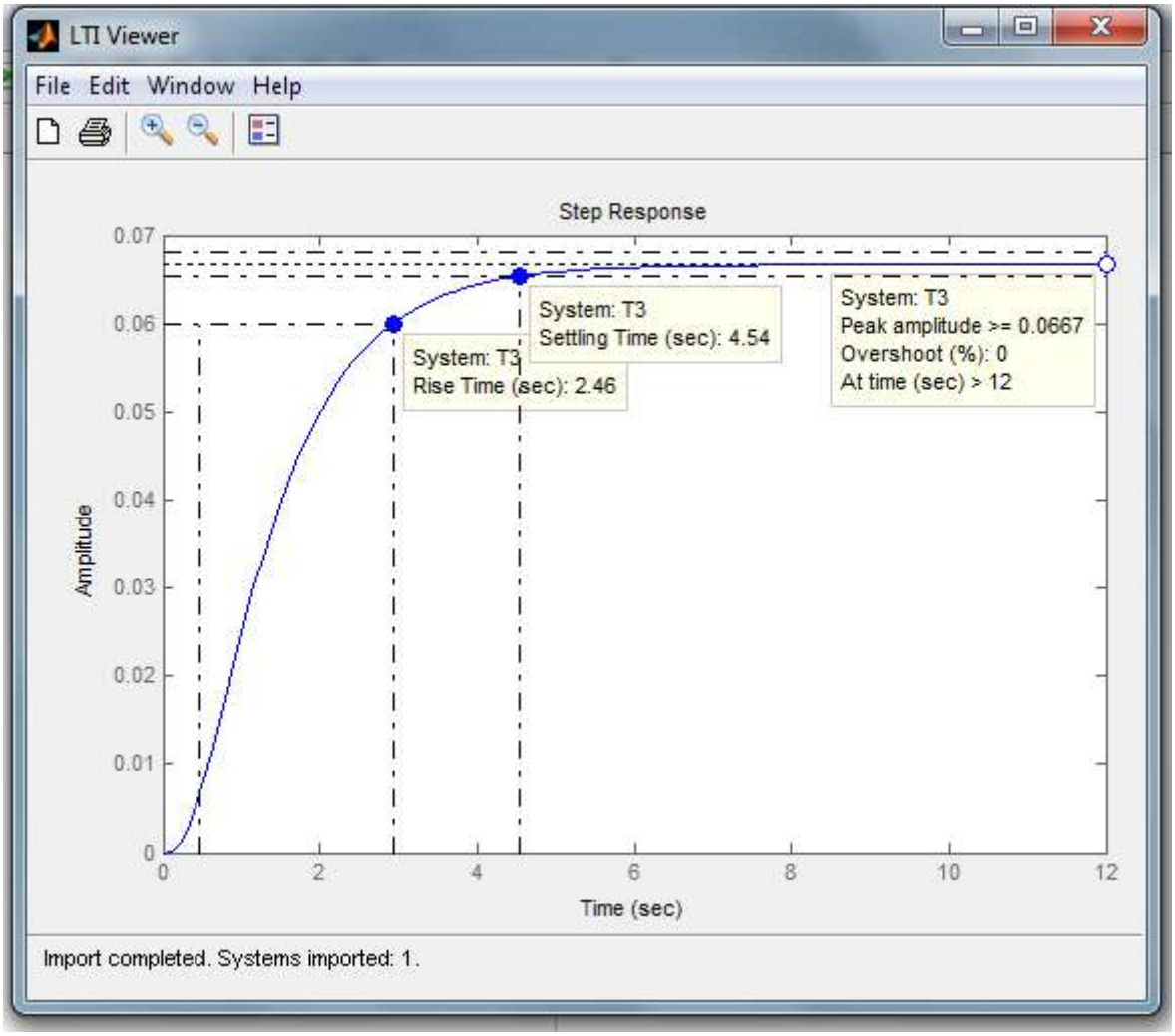


Figure III.1. *La réponse à une entrée échelon du système obtenu à l'aide de LTI VIEWER*

III.2.3 Fonctions de transfert d'un procédé en boucle fermé avec un régulateur PID-PSO: [15]

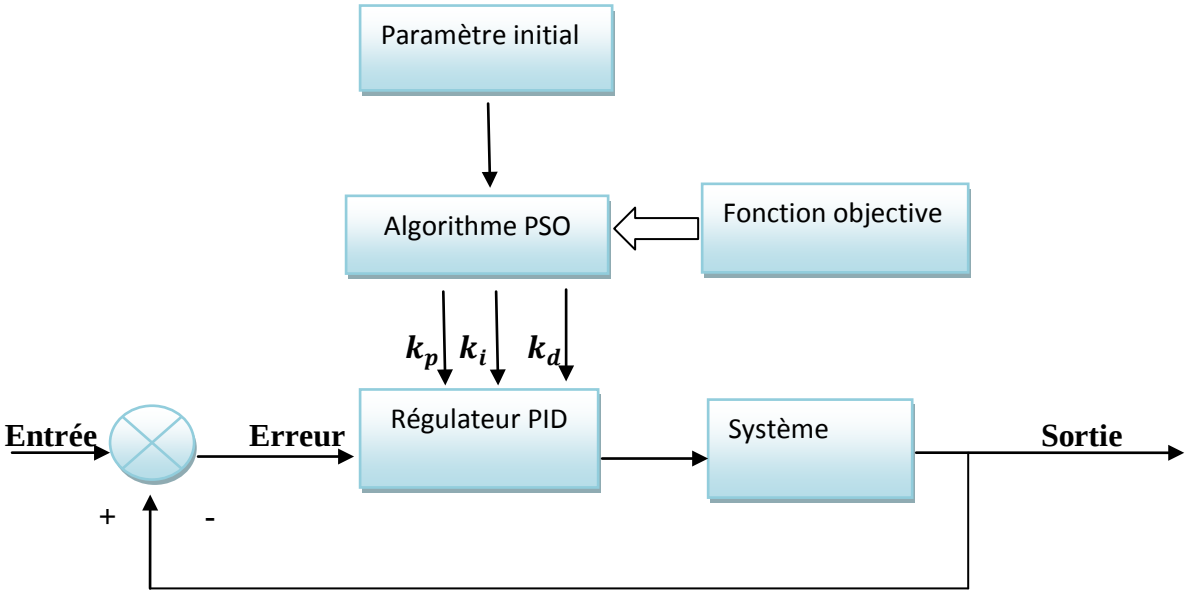


Figure III.2. *Schéma block de contrôleur PID_PSO [15].*

Fonction de transfère du régulateur PID :

$$PID(s) = \frac{1}{s}\left(K_p s + K_i + K_d s^2\right)$$

(III.2)

Ainsi, la fonction du transfert globale du procédé avec correcteur PID :

$$G_C(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{PID(s) * G(s)}{1 + PID(s) * G(s)} \quad \text{(III.3)}$$

$$G_C(s) = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s^4 + 9s^3 + \left(23 + K_d\right)s^2 + \left(15 + K_p\right)s + K_i} \quad \text{(III.4)}$$

III.2.4 L'organigramme de la méthode PSO : [13]

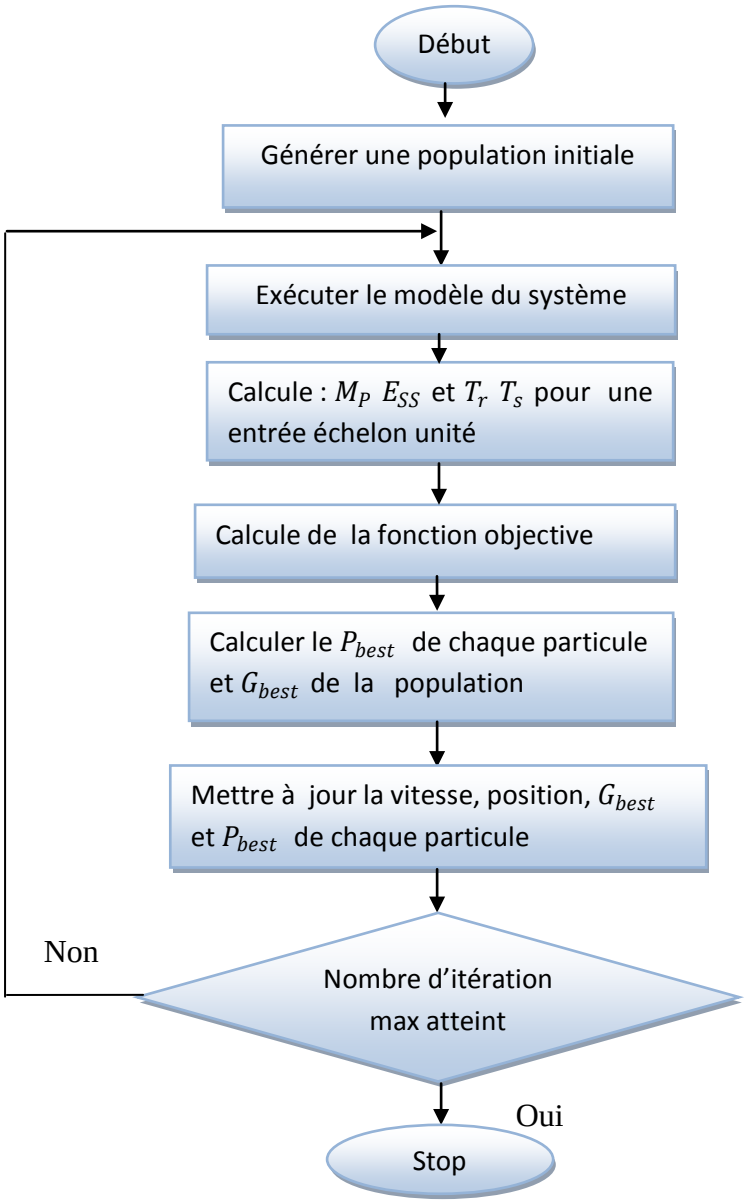


Figure III.3. *L'organigramme de la méthode PSO[13].*

III.2.5. concept de la fonction objective : [15]

Dans notre cas de conception, nous avons ajouté les trois paramètres du régulateur PID de telle sorte qu'ils donnent les meilleurs résultats de sortie, ou en d'autres termes, nous devons optimiser tous les paramètres du régulateur PID pour obtenir les meilleurs résultats.

Nous définissons ici un espace de recherche tridimensionnel dans lequel les trois dimensions représentent, les trois différents paramètres du PID.

Chaque point particulier de l'espace de recherche représente une combinaison particulière de $\left[K_p\ K_i\ K_d\right]$ pour le quelle on obtient une réponse particulière.

La performance du point ou la combinaison des paramètres PID est déterminée par une fonction objective où fonction du coût, cette fonction objective est composée de plusieurs paramètres qui sont l'indice de performance des systèmes. Le point dans l'espace de recherche est le meilleur point pour lequel la fonction objective atteint une valeur optimale.

Pour le cas de notre modèle, nous avons combinées les quatre paramètres de performance du système pour définir la fonction objective.

La fonction objective est fonction de l'erreur statique (E_{SS} : stady state error), du dépassement maximum (M_p : Overshoot), du temps de réponse ou d'établissement (t_S : Settling Time) et du temps de montée (t_r : Rise Time).

Cependant, la contribution de ces paramètres dans la fonction objective est déterminée par un facteur de pondération qui dépend du choix du concepteur .pour notre conception, le meilleur point est le point ou la fonction objective à la valeur minimale [15].

La fonction objective choisie est [15].

$$F = \left(1 - e^{-\beta}\left(Mp + ESS\right)\right) + e^{-\beta}\left(t_S - t_r\right) \qquad \text{(III.5)}$$

Avec :

F : fonctions objective

M_p : Dépassement maximum (Overshoot),

t_S : Temps de réponse ou d'établissement (Settling Time),

t_r : Temps de montée (Rise Time),

β: Facteur de pondération (depend du concepteur).

Dans la bibliothèque de Matlab, nous avons défini une fonction objective (de coût) qui contient les paramètres PID en tant que valeurs d'entrée et il renvoie la valeur de la fonction objective du modèle commandé par un régulateur PID en tant que sortie.

Elle a le format: Function [F] = fonction_objective (K_d ,K_p ,K_i)[15].

La fonction objective sur Matlab : [13]

```
Function  F= fonction_objective (kd, kp, ki)
Gc= tf ([ Kd  Kp   Ki ], [1   9   (23+Kd)   (15+Kp)   Ki  ]);
S= stepinfo (Gc, 'RiseTimeLimits', [0.1  0.9]);
tr = S.RiseTime;
ts = S.SettlingTime;
Mp = S.Overshoot;
Ess = 1/ (1+dcgain(Gc));
F= (1-exp (-0.5))*(Mp+Ess) +exp (-0.5)*(ts-tr);
```

Nous avons utilisé cette fonction objective pour l'évaluation de la performance de différentes combinaisons de paramètres PID reflétée par les points dans les trois dimensions d'espace de recherche de l'algorithme PSO.

III.3. EXEMPLE D'APPLICATION :

III.3.1. exemple d'application : moteur à courant continu

Le modèle équivalent d'un moteur à courant continu. [13]

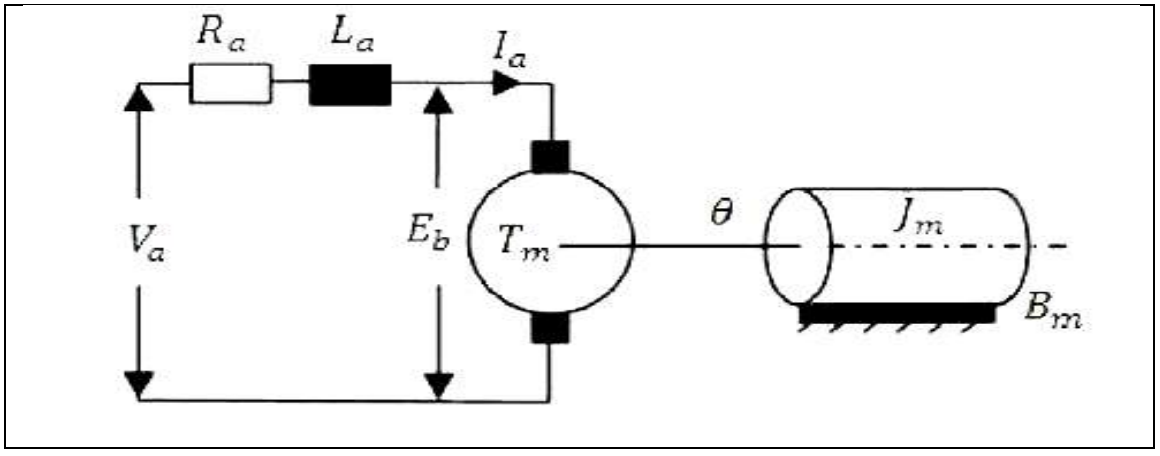


Figure III.4. *Circuit équivalent d'un moteur à courant continu*

Quelques relations utiles :

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a}{dt} + E_b(t) \quad \text{(III.6)}$$

$$E_b(t) = K_b w(t) \quad \text{(III.7)}$$

$$T_m(t) = K_t i_a(t) \quad \text{(III.8)}$$

$$T_m(t) - T_L(t) = J_m B_m(t) \quad \text{(III.9)}$$

Où :

v_a : Tension d'excitation,

R_a : Résistance d'excitation,

L_a : Inductance d'excitation,

i_a : Courant d'excitation,

w = Vitesse angulaire (rad/s),

T_m : Couple moteur (N.m)

T_L : Couple de charge (N.m)

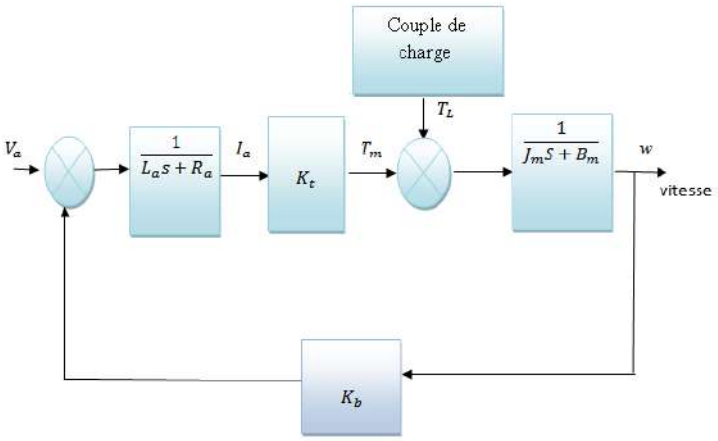


Figure III.5 *Diagramme de Bloc du modèle de MCC [13]*

J_m : Moment d'inertie (kg.m^2)

B_m : Coefficient de frottement (Nms/rad),

K_t : Constante du couple (N.m/A)

K_b : Constante de la f.cem (V.s/rad)

- Commande de la vitesse du moteur à courant continu :

Remplacer (III.8) dans (III.7) et (III.9) dans (III.10), on obtient

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + K_b w(t) \quad \text{(III.10)}$$

$$K_t i_a(t) = J_m \frac{dw(t)}{dt} + B_m w(t) \quad \text{(III.11)}$$

Si on prend la transformée de Laplace des équations (III.10) et (III.11), on obtient :

$$V_a(s) = R_a i_a(s) + s\, L_a I_a(s) + K_b w(s) \quad \text{(III.12)}$$

$$K_t I_a(s) = s\, J_m w(s) + B_m w(s) \quad \text{(III.13)}$$

On a deux possibilités :

- Quand $T_L = 0$:

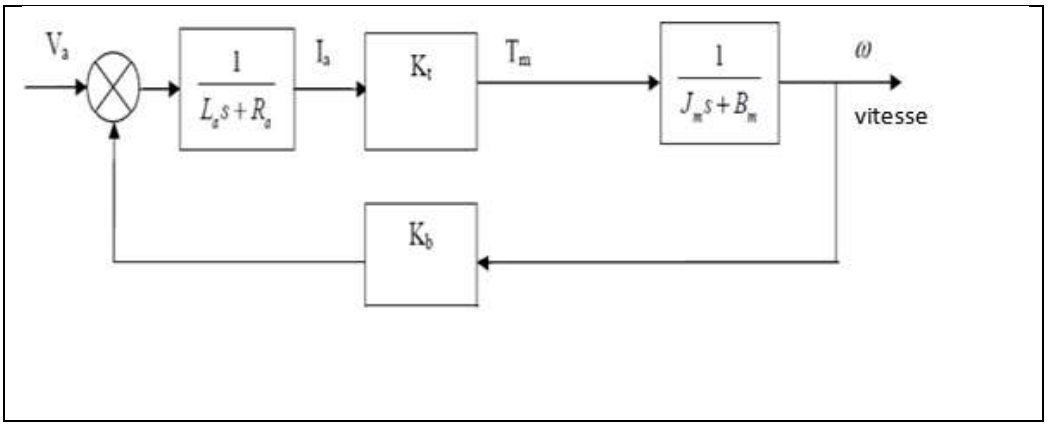


Figure III.6. *Diagramme de Bloc du modèle de MCC (avec$T_L = 0$) [13].*

Ainsi, la relation entre la vitesse du moteur et la tension appliquée est donnée par la fonction de transfert suivante :

$$\frac{w(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{L_a J_m s^2 + (R_a J_m + L_a B_m)s + (R_a B_m + K_b K_t)} \quad \text{(III.14)}$$

Les paramètres du moteur à courant continu sont entés dans le **tableau III.1** : [12]

Tableau III.1. Les paramètres du moteur à courant continu [12]

Paramètres du moteur	**Valeurs**
K_m	0.023N · m/A
K_t	0.023N · m/A
r_a	1.0 Ω
L	0.5H
J_m	0.01 Kg · m^2 /rad
B_m	0.00003N · m

La réponse en boucle ouverte du MCC est donnée par la figure III.6 et les valeurs de la réponse de sortie sont données dans le tableau III.2 :

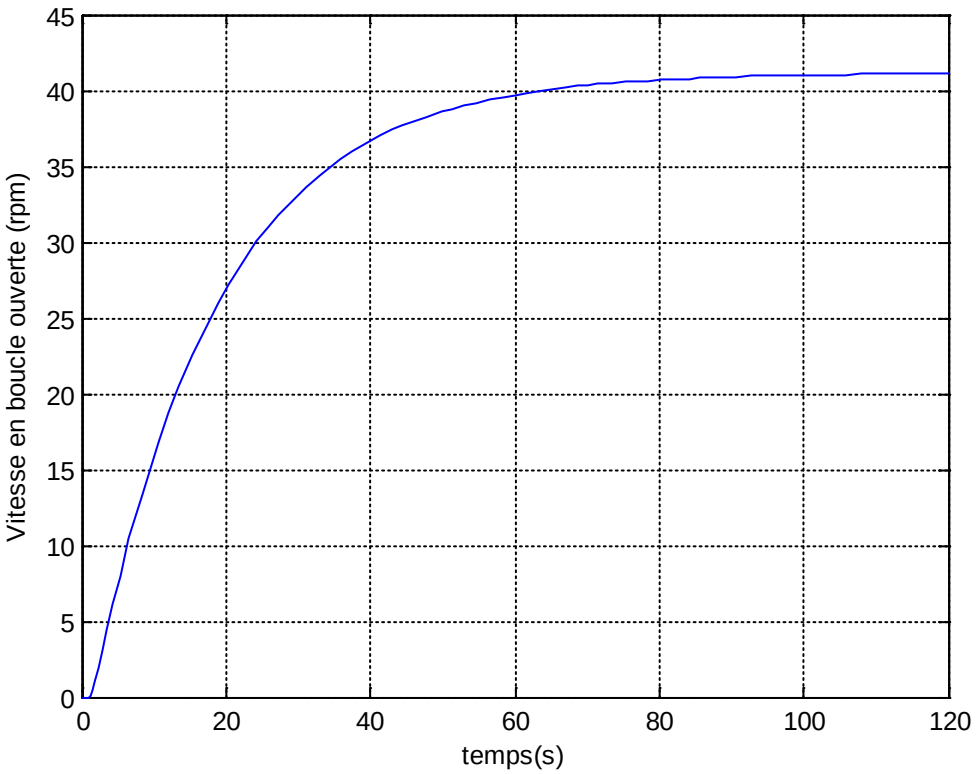


Figure III.7 . *Réponse en boucle ouverte du moteur à courant continu* [12].

D'après la figure III.7, on remarque que la réponse du MCC à une entrée échelon unité à l'allure d'une fonction du 1er ordre amortie avec retard.

Tableau III.2. Les paramètres de la réponse du MCC.

Réponses	**Valeurs**
Settling time , t_s	68.6029
Rise time , t_r	38.2458
Overshoot , M_p	0
E_{ss}	0.0237

III.3.1.1 Méthodes classiques de réglage des paramètres PID : [13]

La réponse du MCC avec un régulateur PID est obtenue par les méthodes de Ziegler Nichols (Z-N) et Cohen Coon (C-C) pour le réglage des paramètres du régulateur PID.

Cette méthode suppose implicitement que le procédé peut être adéquatement approché par une fonction de transfert de premier ordre amortie avec retard sous la forme :

$$G_p = \frac{K\, e^{-\theta s}}{T\, s + 1} \qquad \text{(III.15)}$$

Avec K est le gain, θ est le temps de retard, et T est la constante de temps de procédé en boucle ouverte. Une fois que nous avons enregistré les données d'entrée / sortie en boucle ouverte, puis mesuré les temps T etθ, les paramètres du régulateur PID peuvent être obtenus directement à partir des tableaux donnés pour différentes méthodes classiques.

À partir de la réponse en boucle ouverte du système, on peut trouver les points suivant (t_a, y_a) et(t_b, y_b). Le premier point correspond à une valeur de 35,3% et le second point correspond à une valeur de 85,3% de la réponse à un échelon d'unité [13].

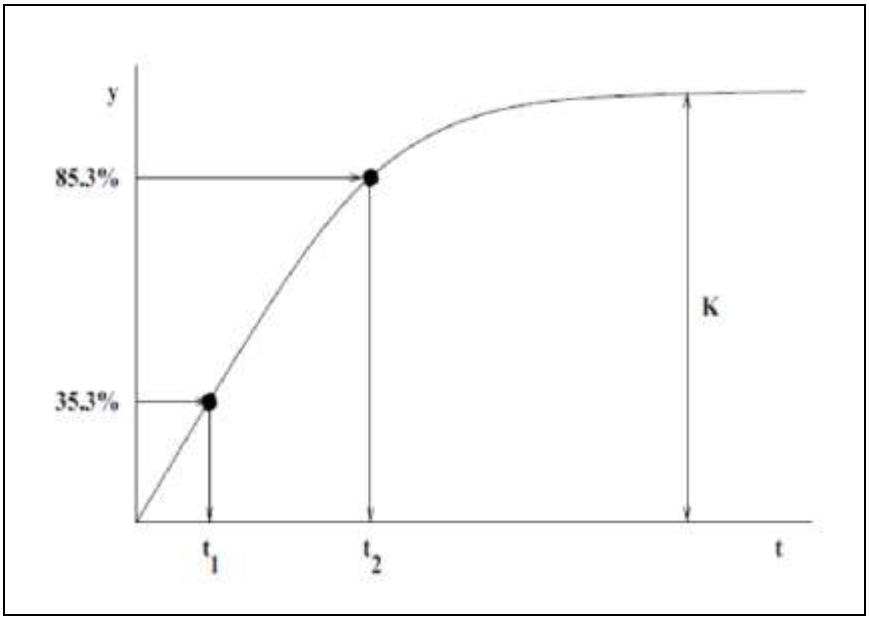


Figure III. 8. *Réponse de la fonction de transfert d'un système de premier ordre amortie avec retard* [13] .

En utilisant cette méthode, nous obtenons les valeurs de réponse en boucle ouverte du moteur à courant continu qui sont données comme suit:[12].

$$\begin{aligned} t_1 &= 8\,\text{sec}, \qquad y_1 = 14.52 \\ t_2 &= 37.7\,\text{sec}, \qquad y_2 = 35.09 \end{aligned} \tag{III.16}$$

Et le gain est : $K = 41.1449$. (III.17)

Après avoir calculé les temps t_1 et t_2, on calcule temps de retard (θ) et la constante de temps (T) à partir des équations suivantes: [13]

$$\begin{aligned} \theta &= 1.3 * t_1 - 0.29 * t_2 \\ T &= 0.67\left(t_2 - t_1\right) \end{aligned} \tag{III.18}$$

A partir des tableaux proposés par les méthodes de Ziegler et Nichols (Z-N) et Cohen Coon (C-C), on peut calculer les paramètres du régulateur PID :

Tableau III.3. Méthode de Ziegler Nichols (Z-N) [13]

Régulateur		K_p	T_i	T_d
Méthode de Ziegler-Nichols (Z-N)	P	$T/K\theta$	–	–
	PI	$0.9T/K\theta$	$\theta/0.3$	–
	PID	$1.2T/K\theta$	2θ	0.5θ

Tableau III.4.méthode de Cohen Coon (C-C) [13].

Régulateur		K_p	T_i	T_d
Méthode de Cohen –Conn (C-C) (Boucle ouverte)	P	$\frac{T}{K\theta}(1+\frac{\theta}{3T})$	–	–
	PI	$\frac{T}{K\theta}(0.9+\frac{\theta}{12T})$	$\theta(\frac{30+3\theta/T}{9+20\theta/T})$	–
	PID	$\frac{T}{K\theta}(\frac{4}{3}+\frac{\theta}{4T})$	$\theta(\frac{32+6\theta/T}{13+8\theta/T})$	$\theta(\frac{4}{11+2\theta/T})$

A partir des tableaux III.3 et III.4, on calcul les paramètres du régulateur PID :

Tableau III.5.valeurs de K_p , K_i et K_d selon la méthode Z-N et C-C [12]

Méthode	K_p	K_i	K_d
Ziegler-Nichols	0.8000	0.6380	0.2508
Cohen-Coon	0.3522	0.2317	0.0798

III.4 Calcul des paramètres PID par l'algorithme PSO :

Les paramètres de l'algorithme PSO sont présentés par le tableau III.6 [13] :

Tableau III.6. Les paramètres de l'algorithme PSO

Paramètres	**valeurs**
Coef .d'accélération C_1	1.2
Coef .d'accélération C_2	1.2
Coef. d'énertie	0.9
Nombre de particule	300

III.5. Résultats et Discutions :

Les résultats de simulations du MCC avec un régulateur PID selon les méthodes Z-N et C-C avec une valeur de la fonction objective de : F (Z-N) = 14.9775 et F (C-C) = 21.5208.

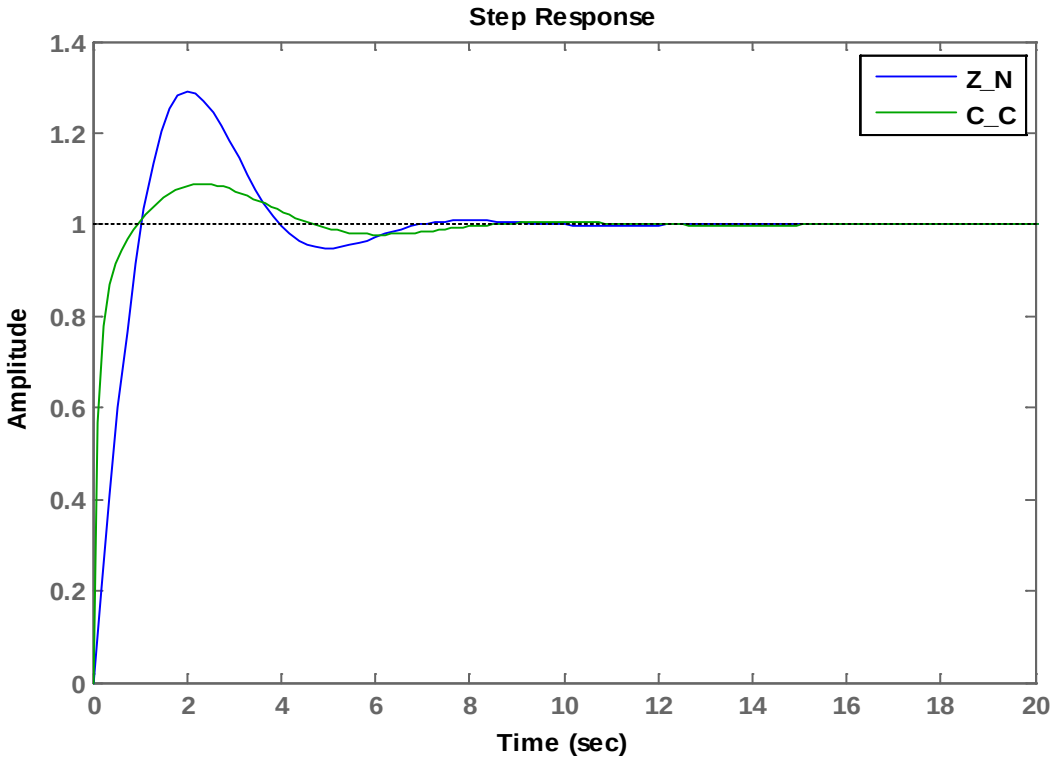


Figure III.9. *La réponse du MCC-PID par la méthode Z-N et C-C.*

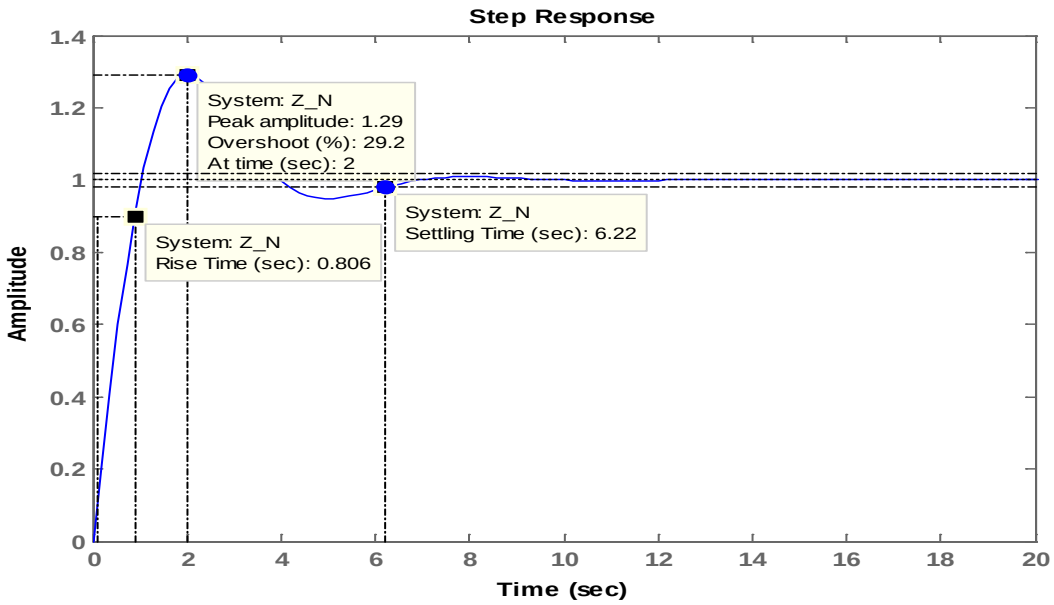


Figure III.10. *Les paramètres de la réponse du MCC-PID par la méthode Z-N.*

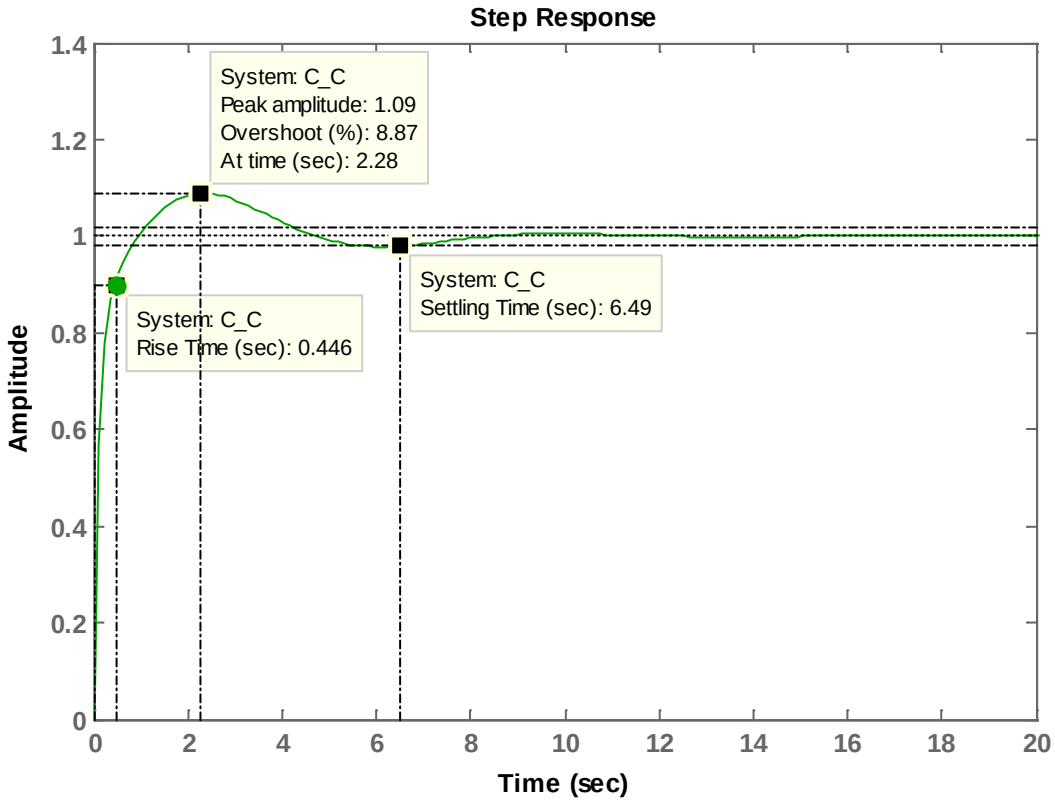
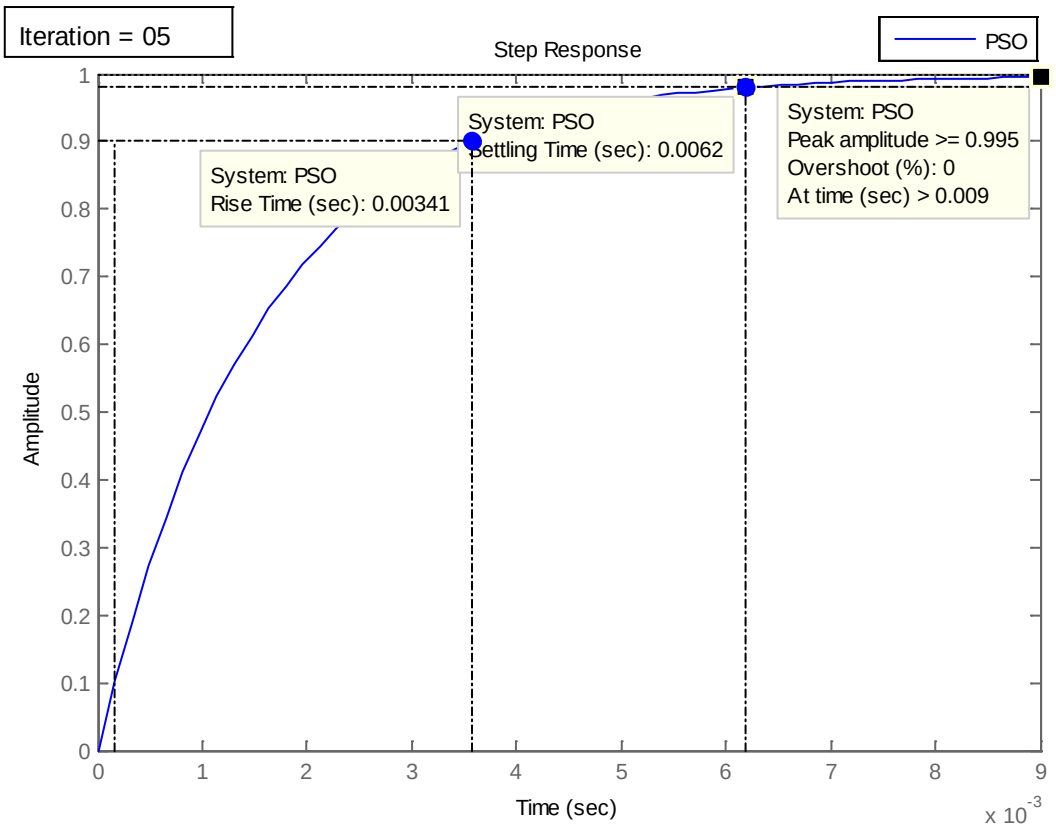


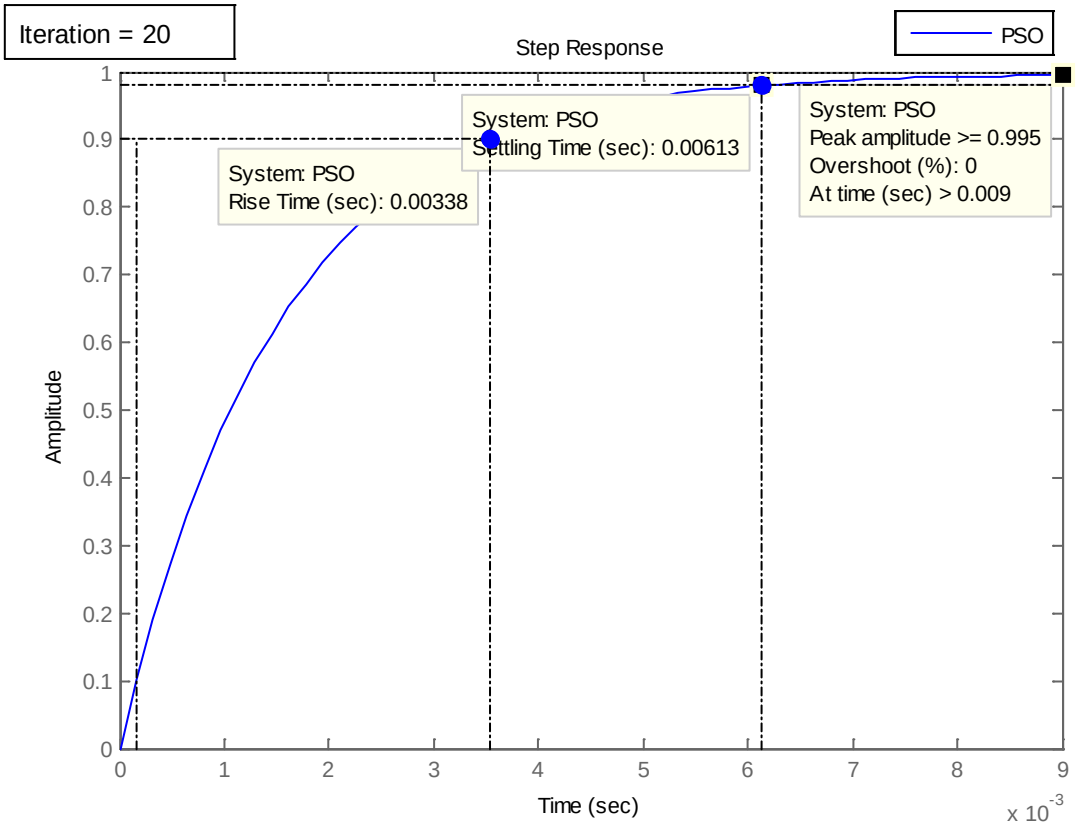
Figure III.11. *Les paramètres de la réponse du MCC-PID par la méthode C-C.*

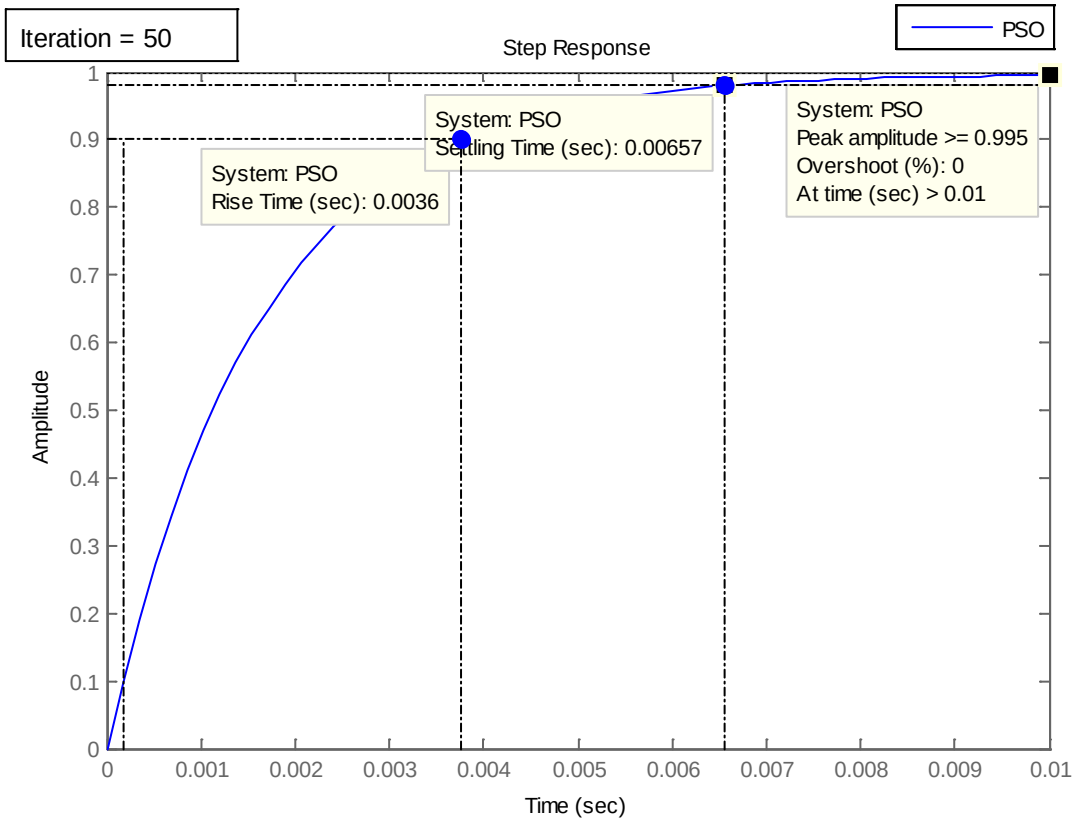
On appliquant l'algorithme PSO, et on fixant le nombre de particule de l'essaime puis on varie les nombres d'itérations pour obtenir une fonction objective F minimale (tableau III.7).

Tableau III.7

Nbre. Iterat.	Fonct. Object.	K_d	K_p	K_i
05	F = 0.1969	140.8638	84.8243	44.6702
10	F = 0.1968	143.0702	120.4308	10.2505
20	F = 0.1967	142.1125	104.6388	49.9430
50	F = 0.1967	133.8019	48.6975	120.1009
100	F = 0.1967	146.1627	52.1265	142.4668




Iteration = 20
Step Response
PSO
System: PSO
Rise Time (sec): 0.00338
System: PSO
Settling Time (sec): 0.00613
System: PSO
Peak amplitude >= 0.995
Overshoot (%): 0
At time (sec) > 0.009
Amplitude
Time (sec)
x 10^-3


Iteration = 50
Step Response
PSO
System: PSO
Rise Time (sec): 0.0036
System: PSO
Settling Time (sec): 0.00657
System: PSO
Peak amplitude >= 0.995
Overshoot (%): 0
At time (sec) > 0.01
Amplitude
Time (sec)

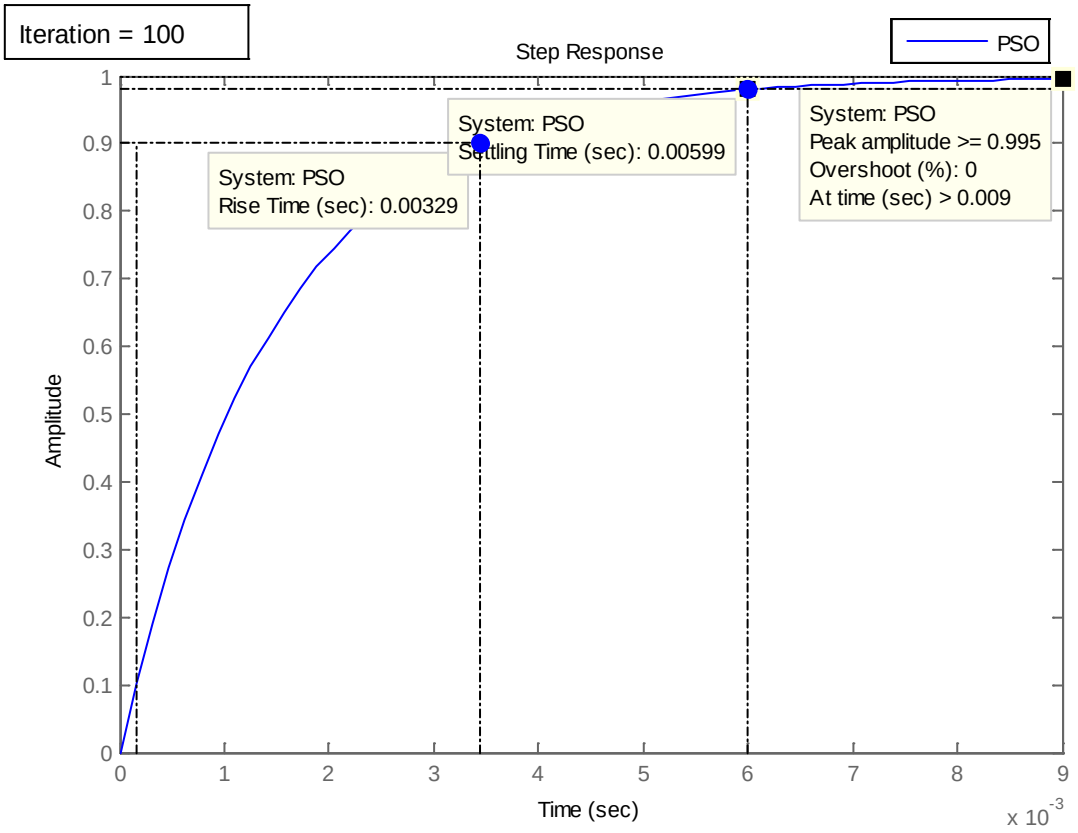


Tableau III.8. Les valeurs de t_r , t_s et M_p de chaque itération.

Nbre. Itération	**Fonct. Obje.** F	t_r ***(sec)*** ***(Rise Time)*** *temps de montée*	t_s ***(sec)*** ***(SettlingTime)*** *temps de réponse*	M_p ***(%)*** ***(Overshoot)*** *dépassement*	E_{ss} **(Steady State Error)**
05	0.1969	0.0034	0.0062	0	0.500
10	0.1968	0.0034	0.0061	0	0.500
20	0.1967	0.0034	0.0061	0	0.500
50	0.1967	0.0036	0.0066	0	0.500
100	0.1967	0.0033	0.0060	0	0.500

D’après les valeurs des différents paramètres du tableau III.8, on remarque que les performances de l’itération 100 sont les plus petits.

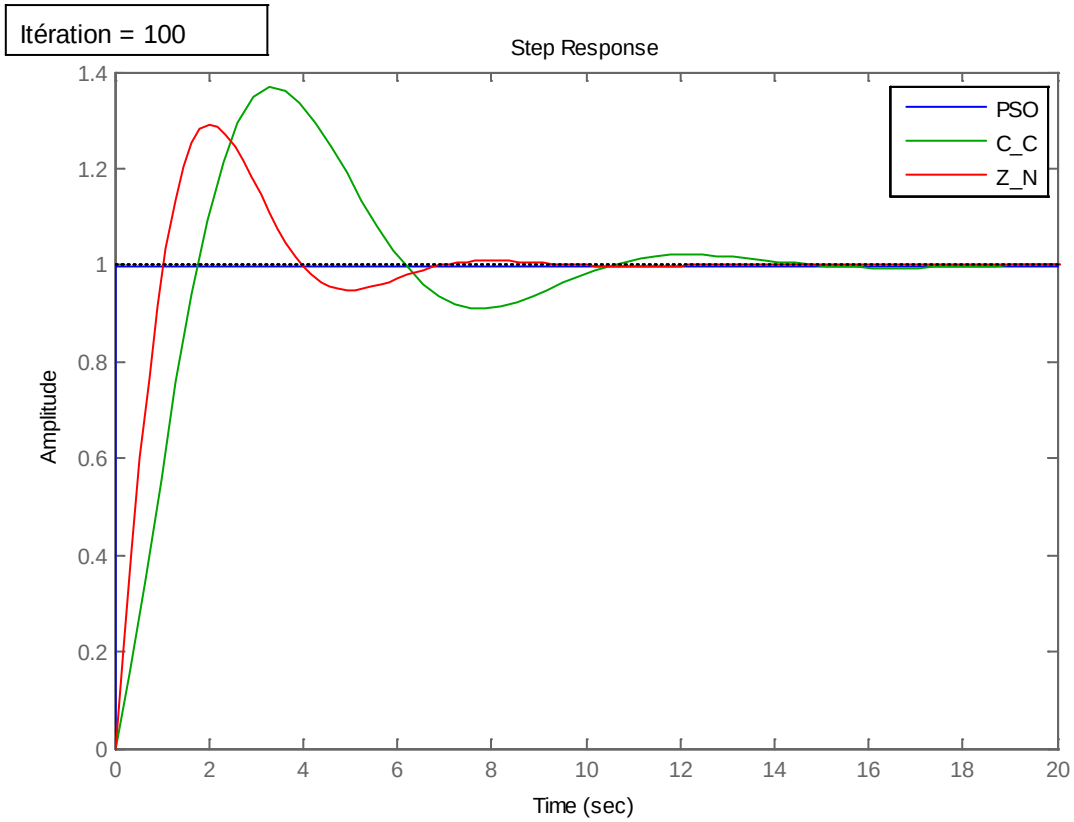


Figure III.12. *La réponse du MCC-PID par les méthodes PSO, C-C et Z-N.*

Tableau III.9 . *Les performances de la réponse du MCC-PID par les méthodes PSO, C-C et Z-N.*

Méthodes	**Fonct. Obje.** F	t_r **(sec) (Rise Time)**	t_s **(sec) (SettlingTime)**	M_p **(%) (Overshoot)**	E_{ss} **(Steady State Error)**
Z-N	14.9775	0.8063	6.2227	29.2157	0.5000
C-C	21.5208	1.3539	12.6592	36.7680	0.5000
PSO(iter=100)	0.1967	0.0033	0.0060	0	0.5000

D'après le tableau III.9, on voit que le pic maximal de la réponse mesurée relativement à l'unité (dépassement M_p **)** est nul par la méthode PSO, tandis que pour sa valeur est considérable par les deux autres méthodes classiques.

On remarque que, concernent le *temps de montée (Rise Time),* le temps nécessaire à la réponse pour évoluer de 10 à 90%, de sa valeur finale est très petit par la méthode PSO en comparaison avec les deux autres méthodes classiques Z-N et C-C.

Même remarque concernant le *temps de réponse ou d'établissement (Settling Time,t_s),* qui est le temps requis pour que la courbe de sortie atteigne et reste à l'intérieur d'une bande, ce temps est très grand par les méthodes classiques Z-N et C-C, contrairement à la méthode PSO, ce temps est très petit.

Sur la base des résultats obtenus précédemment, on peut tirer quelques conclusions suivantes :

Le problème de réglage des paramètres du régulateur PID pourrait être résolu en utilisant des techniques d'optimisations nouvelles qui apportent une amélioration considérable en termes de t_s , t_r et M_p comme le montrent les tableaux III.9.

En utilisant des techniques métaheuristique (PSO), t_s à diminuer de 99.9 %, t_r à diminuer de 99.6 % et M_p de 100 % par rapport à la méthode Z-N.

En outre, la diminution des valeurs t_s , t_r et M_p était de 99,95 %, 99.76 % et 100 %, respectivement, par rapport à la méthode C-C.

Donc l'objectif de minimisert_s , t_r et M_p est mieux réalisé grâce à des algorithmes métaheuristique, qui valident les capacités de ces algorithmes des meilleurs algorithmes d'optimisation pour des problèmes complexes comme le réglage du régulateur PID.

Par conséquent, cette technique d'optimisation (PSO) est bien meilleures que les techniques classiques (Z-N et C-C) pour le problème de réglage des paramètres des régulateurs PID.

III.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un exemple d'application de la méthode d'optimisation basée sur la (PSO) décrite dans le chapitre II pour la synthèse d'un régulateur PID optimale

A partir des tableaux de modèle étudier d'un moteur à courant continu et ces graphe ,on a fait une brève comparaison entre les méthode Cohen Coon(C-C) , Ziegler-Nichols(Z-N) , PSO(Particle Swarm Optimization) et D'après les simulations obtenues du MCC, les résultats montrent que la (PSO) peut donne une recherche efficace d'un régulateur PID optimale.

Donc la (PSO) est une meilleur méthode dans l'ensemble des méthodes classiques présidentes .

Conclusion générale

Le premier chapitre de ce mémoire a rappelé les définissions et les notions de bases sur la régulation dans les systèmes asservis, les différents régulateurs P.I.D ainsi que les méthodes classiques de réglage des boucles de régulations tel que la méthode de Ziegler-Nichols et Cohen Coon.

Le deuxième chapitre a été réservé à un exposé sur la théorie de l'optimisation par les essaims de particules (PSO), son apparition, son principe de fonctionnement et ses différentes applications dans les divers domaines de l'industrie.

Le troisième chapitre a cité les différents indices de performances utilisés pour l'évaluation d'une fonction objective. Comparer avec les méthodes classiques de Ziegler-Nichols et Cohen Coon. Les résultats des simulations montrent que l'algorithme proposée PSO-PID était plus robuste, flexible et efficace en termes de performances dynamiques comme la réduction du dépassement maximal (Mp), le temps de montée (tr), le temps de réponse (ts) et l'erreur statique (Ess).

Bien que, les objectives visées dans l'introduction ont été suffisamment atteints, toutefois, le travail du présent mémoire peut offrir des perspectives pour d'autres travaux, comme l'utilisation d'autres algorithme d'optimisation, comme l'optimisation par Les colonies de fourmis (ACO), optimisation par recherche de nourriture bactérienne (BFO), puis faire une comparaison entre elles, pour avoir un meilleur mécanisme de réglage.

.

Bibliographie

[1] **DOUADI FADILA,** «Méthodologie d'optimisation par les techniques intelligentes d'un contrôleur PID pour un système CSTR », Mémoire de Master, universite ferhat abbas –setif 2014

[2] **Benabdi Sofiane , Saoudi Abd Erraouf** « optimisation d'un régulateur PID par les colonies de fourmis artificielles (ACO) », Mémoire de Master ,université mohamed khider biskra 2011 / 2012

[3] **Amira Gherboudj** « Méthodes de résolution de problèmes difficiles académiques » Thèse de Doctorat, Université de Constantine2, 2013

[4] **Youcef BEKAKRA**, « Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation, thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2014.

[5] **GUERGAZI Aicha** « cours d'asservissement lineaires et régulations licence et master « commande et machine électrique »,2014/2015.

[6] **Mohammed-Karim FELLAH**, Cours d'asservissements linéaires continus (Licence et Master « Automatisme Industriel », Université Djillali Liabès – Sidi Bel-Abbès, 2013-2014.

[7] **Alina BESANÇON, Sylviane GENTIL**, Laboratoire d'automatique de Grenoble « Régulateurs PID analogiques et numériques, » R 7416 Techniques de l'Ingénieur, traité Mesures et Contrôle

[8] **Mounir AMIR, «**Améliorations des performances des antennes imprimées basée sur des méthodes de modélisation et d'optimisation sophistiquées, thèse de Doctorat en Sciences en Electronique, Université de Batna.

[9] **Rehouma Ridha, Maamra Ali** « Commande Optimisée du GADA Par La Méthode Essaim de Particules (PSO), MASTER ACADEMIQUE, Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued,2015.

[10] **Sid Ahmed Bessedik,** « Contournement des isolateurs pollués », DOCTEUR EN SCIENCES UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN MOHAMED BOUDIAF ,2015.

[11] **Nabil MANCER**, « Contribution à l'optimisation de la puissance réactive en présence de dispositifs de compensation dynamique (FACTS) », Magister en : Electrotechnique Université Mohamed Khider – Biskra,2012

[12] **MirzaMuhammad Sabir and Junaid Ali Khan** « Optimal Design of PID Controller for the Speed Control of DC Motor by Using Metaheuristic Techniques Hindawi Publishing Corporation Advances in Artificial Neural Systems Volume 2014, Article ID 126317, 8 pages.

[13] **Akhilesh Kumar Mishra and Anirudha Narain,** « Speed Control Of Dc Motor Using Particle Swarm Optimization Technique » , International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol. 2 Issue 6, June – 2013,pp 1943,1949.

[14] **A. Desbiens et É. Poulin,** utilisation de matlab/simulink pour l'étude des systèmes dynamiques, 17 décembre 2014

[15] **K.Vijaya Lakshmi and P.Srinivas**, « Optimal Tuning of PID Controller using Particle Swarm Optimization, Department of Electronics and Instrumentation EngineeringV. R. Siddhartha Engineering College Vijayawada, India. International Conference on Electrical ,Electronics ,Signals,Communications and Optimization (EESCO)-2015.

[16] **B O U N A B Z A I D**, Etude d'un système de supervision et de contrôle SCADA de la région de transport est RTE Skikda , Mémoire de MASTER, Universite Mohamed Khider Biskra, 2 0 1 3 / 2 0 1 4.

[17] **GUENANE Lounas**, « Simulations des correcteurs classiques PID sous PS pice et Matlab (Simulink) , UNIVERSITE A/MIRA DE BEJAIA,2009/2010.

[18] **Nitish Katal, Sanjay Kr. Singh** « Optimal Tuning of PID Controller for DC Motor using Bio-Inspired Algorithms » International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 56– No.2, October 2012.

[19] «**J.Baillou, J.P.Chemla, B. Gasnier, M.Lethiecq**, Cours de Systèmes Asservis.

[20] **Ilir Juniku, Petraq Marango**, PID design with bio-inspired intelligent algorithms for high order systems INTERNATIONAL JOURNAL OF MATHEMATICS AND COMPUTERS IN SIMULATION ,Volume 9, 2015

[21] **Rahmani Oussama**, « La méthode de Ziegler-Nichols pour la détermination des paramètres d'un contrôleur PID pour un système 2éme ordre, Université de Bechar, 2013/2014