

*République Algérienne Démocratique et Populaire*  
*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*  
*Université Akli Mohand Oulhadj –Bouira-*



-----  
**Faculté:** Sciences et Sciences Appliquées

**Département:** Génie Electrique

**Domaine :** Sciences et Technologie

**Filière :** *Génie Biomédical*

**Spécialité :** *Instrumentation Biomédicale*

***Mémoire de fin d'études***

***Pour l'obtention du diplôme de MASTER***

**Thème**

Synthèse d'un régulateur optimal, basée sur l'algorithme d'optimisation par  
Essaim particulaire (PSO) : Application à la commande en vitesse de la  
machine à courant continu (MCC)

*Soutenu le 30 /11/2018*

**Réalisé par :**

- *KADI Ouardia*

- *SEHALI Karima*

**Devant le Jury composé de:**

- <i>M. GRICHE Issam</i>	<i>M.A.A</i>	<i>Président</i>	<i>UAMOB</i>
- <i>M. HAMMOUCHE Sofiane</i>	<i>M.C.A</i>	<i>Encadreur</i>	<i>UAMOB</i>
- <i>M.MOUASSA Souhil</i>	<i>M.A.A</i>	<i>Examineur</i>	<i>UAMOB</i>
- <i>M.HOUASSINE Hamza</i>	<i>M.A.A</i>	<i>Examineur</i>	<i>UAMOB</i>

**2017/2018**



# Remerciements

**Tout d'abord, nous tenons à remercier -ALLAH- Le tout puissant de nous avoir donnés le courage et la patience durant toutes ces années d'études.**

**Nous tenons à exprimer toute notre gratitude et nos sincères remerciements à notre promoteur Monsieur HAMMOUCHE Sofiane, pour avoir dirigé ce travail, pour ses grandes compétences scientifiques ainsi que pour ses conseils, ses remarques toujours constructives.**

**Nos sincères remerciements s'adressent ensuite aux membres de jury, pour l'intérêt qu'ils ont manifesté pour notre travail et d'avoir acceptés de le juger.**

**Enfin, nos respectueuses salutations à tous ceux qui ont contribués de près ou de loin la finalisation de ce travail.**

*Merci*

## *Dédicaces*

*Avant tout, nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail.*

*À nos chers parents : notre mère et notre père, symboles d'amour et de sacrifices pour leurs soutiens moral et financier durant notre longues années d'études. On leurs souhaite de dieu tout puissant, une longue vie pleine de bonheur et de prospérité.*

*- À toutes nos chères sœurs, et nos frères*

*- À toute la famille KADI et SEHALI*

*- À tous nos chers amis*

*- À tous nos chers collègues d'études*

*- À tous nos professeurs durant nos longues années d'études.*

*Sehali Karima*

*Kadi Ouadai*

# Sommaire

---

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

## Chapitre I

### Généralité sur les systèmes asservis

I.1 Introduction.....	3
I.2 Définition de Système .....	3
I.3 Définition de système asservi .....	3
I.4 Structure générale d'un système asservi .....	3
I.5 Conception d'un système de commande.....	5
I.6 Définition de la régulateur /asservissement.....	5
I.6.a) asservissement .....	5
I.6.b) La régulation.....	5
I.7 Régulateur ou système suiveur .....	6
I.8 Principe général de la régulation.....	7
I.9 Les systèmes de commande.....	7
a) Système en boucle ouverte.....	7
b) Système en boucle fermée.....	8
I.10 Caractéristiques dynamiques d'un procédé.....	8
10. a) Temps de réponse.....	8
10. b) Temps de montée.....	9
10. c) Dépassement.....	10
I.11 Performances des systèmes.....	10
11. a) Rapidité.....	11
11. b) Précision.....	11
b.1) Précision dynamique.....	11
b.2) La précision statique.....	11
11. c) Stabilité.....	12
I.12 Marge de phase, marge de gain.....	12
I.13 Etude le Système du second ordre.....	13
I.14 Conclusion.....	15

# Sommaire

---

## Chapitre II

### La synthèse des correcteurs pour la commande des systèmes

II.1 Introduction .....	16
II.2 Définition du correcteur.....	16
II.3 Objectif du correcteur.....	16
II.5 Méthode générale du le choix des correcteurs .....	17
II.6 Différentes actions de corrections.....	17
II.6.1 L'action proportionnelle (P).....	17
II.6.2 L'action intégrale (I).....	17
II.6.3 L'action dérivée (D) .....	18
II.7 Différents types du correcteur .....	18
II.7.1 Le correcteur Proportionnelle .....	18
II.7.2 Le correcteur proportionnel intégral(PI).....	19
II.7.3 Le correcteur proportionnel dérivé (PD) .....	20
II.7.4 Correcteur proportionnel intégral dérivé (PID) .....	20
II.8 Avantage et inconvénients des correcteur P, PI et PID.....	21
II.9 Les structures des correcteurs .....	21
II.9.1 Structure série .....	21
II.9.2 Structure parallèle .....	22
II.9.3 Structure mixte .....	22
II.10 Réglage des paramètres .....	23
II.10.1 Méthode de Ziegler et Nichols.....	23
II.10.1.1Méthode de la réponse indicielle.....	23
II.10.1.2 Méthode de point critique.....	24
II.11 Méthodes de synthèse du régulateur dans le domaine fréquentiel.....	25
II.12 Conclusion .....	31

## Chapitre III

### Application de la méthode fréquentielle pour la commande de la vitesse de la machine à courant continu (mcc)

III.1 Introduction .....	32
III.2 Définition de La machine à courant continu (MCC).....	32

# Sommaire

---

III.3 Structure de machine à courant continu.....	33
III.3.1 Inducteur (stator) .....	33
III.3.2 Induit (Rotor) .....	34
III.3.3 Balais .....	34
III.3.4 Collecteur .....	35
III.4 Principe de fonctionnement de MCC .....	36
III.4.1 Principe physique .....	36
III.5 Type de moteur à courant continu .....	38
III.5.1 Moteur à aimant permanent.....	38
III.5.2 Moteur a excitation indépendante .....	37
III.5.3 Moteur shunt .....	37
III.5.4 Moteur à excitation série .....	38
III.5.5 Moteur a excitation composée .....	38
III.6 Modèle de la machine à courant continu .....	39
III.7 Mise en Equations de la machine à courant continu .....	39
III.7.1 circuit équivalent .....	39
III.7.2 Les équations électrique et mécanique .....	39
III.7.3 Comportement dynamique.....	42
III.8 Utilisation de la machine à courant continu .....	42
III.9 Les avantages et inconvénients .....	44
III.10 Synthèse de régulateur en appliquant la méthode fréquentielle .....	44
III.11 Conclusion.....	52

## Chapitre IV

### Utilisation de la méthode PSO pour la commande en vitesse de machine à courant continu

IV.1 Introduction .....	53
IV.2 Définition P.S.O.....	53
IV.3 Principe de fonctionnement.....	54
IV.4 Principe de voisinage.....	55
IV.4.a Voisinage géographique .....	56
IV.4.b voisinages sociaux .....	56

# Sommaire

---

IV.5 Problème d'optimisation .....	57
IV.6 Déroulement de l'algorithme.....	58
VI.7 IV.7 Avantages et inconvénients de l'OEP	63
VI.8 Utilisation de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine à courant continu.....	63
IV.9 Etude comparative entre la méthode PSO et la méthode fréquentielle	69
IV.10 Conclusion .....	72
Conclusion générale.....	73

## Symboles et notations

---

**FTBF** : Fonction de transfert en boucle fermée,

**FTBO** : Fonction de transfert en boucle ouverte,

**OEP** : L'optimisation par essais particuliers,

**MCC** : Machine à Courant Continu,

**DC** : Courant Continu,

**P.S.O** : Particule Swarn Optimisation,

**PID** : Proportionnel-Intégral-Dérivée,

**PI** : Proportionnel-Intégral,

**P** : Proportionne,

**S** : grandeur réglée (sortie),

**E** : grandeur réglant (entrée),

**G(p)** : fonction de transfert,

**M $\phi$**  : Marges de phase,

**Mg** : Marges de gain,

**$\omega_c$**  : Pulsation de coupure,

**$\epsilon$**  : Erreur,

**H<sub>BF</sub>** : Fonction de transfert en boucle fermée,

**t<sub>r</sub>** : Temps de réponse,

**t<sub>m</sub>** : Temps de monte,

**D** : dépassement,

**t<sub>p</sub>** : temps de pic,

## Symboles et notations

---

$\Phi$  : Flux utile par pôle,

$w_{cr}$ : Le gain critique,

$K$  : gain statique,

$\xi$  : Coefficient d'amortissement,

$\omega_0$  : Pulsation propre non amortie,

$\omega_p$ : Pulsation propre amortie,

$T_p$ : Pseudo-période des oscillations,

$C(p)$  : signal d'entrée (consigne),

**BF** : boucle fermée,

$T_i$ : temps d'action intégrale (sec ondes) ,

$k_p$ : Le gain d'action,

$T_d$  : Constante de dérivation,

$t, \tau, \theta$  : Temps,

$C_e$  : Couple électromagnétique,

$C_m$  : Couple mécanique,

$C_p$ : Couple de pertes,

$C_r$ : Couple résistant,

**E** : Force contre électromotrice du moteur,

**e (t)** : Force électromotrice,

**FMM** : Force magnétomotrice,

$F_{cem}$  : Force contre électromotrice,

## Symboles et notations

---

**F** : Coefficient de frottement visqueux,

**G** : F Fonction de transfert du système 2ème ordre,

**I** : Courant d'induit,

**$i_e$** : Courant d'excitation,

**$I_N$** : Courant nominal,

**I(t)** : Intensité traversant le moteur,

**J** : Moment d'inertie de l'axe du rotor,

**$K_e$**  : Constante de vitesse,

**$K_c$**  : Constante de couple,

**L** : l'Inductance de l'induit du MCC,

**$C_f$**  : Un couple de frottement,

**$C_m$**  : un couple de moteur,

**$P_a$**  : Puissance absorbée (électrique),

**$P_u$**  : Puissance utile (mécanique),

**R** : Résistance de l'induit,

**$N_p$**  : est le nombre de particules de l'essaim,

**$N_d$**  : est le nombre de variables du problème,

**W** : coefficient d'inertie,

**$W_{min}$**  : Coefficient minimum d'inertie,

**$W_{max}$**  : Coefficient maximum d'inertie,

**$C_1, C_2$**  : Coefficients d'accélération,

## Symboles et notations

---

$G_{best}$  : Meilleure position atteinte par toutes les particules,

$K, K_{max}$  : Nombre d'itérations et nombre maximum des itérations,

$r_1; r_2$  : Nombres aléatoires tirés uniformément dan  $[0, 1]$ ,

$P_{ibes}$ : Vecteur de meilleure position des particules,

$V_i$  : Vecteur de vitesse des particules,

$X_i$  : Vecteur de position des particules,

$\Omega$  : Vitesse angulaire [rad/s],

## Liste des figures

---

<b>Figure I.1:</b> Schéma bloc d'un système .....	3
<b>Figure I.2:</b> Schéma asymptotique d'un système asservi.....	4
<b>Figure I.3:</b> Système de commande.....	5
<b>Figure I.4:</b> Schéma bloc d'un système asservi.....	6
<b>Figure I.5:</b> Système de régulateur et suiveur.....	6
<b>Figure I.6:</b> Schéma bloc d'un système en boucle ouverte .....	7
<b>Figure I.7:</b> Schéma bloc d'un système en boucle fermée avec un retour unitaire.....	8
<b>Figure I.8:</b> Représentation graphique du temps de réponse.....	9
<b>Figure I.9:</b> Représentation graphique du temps de montée.....	9
<b>Figure I.10:</b> Représentation graphique du dépassement.....	10
<b>Figure I.11:</b> Performances d'un système de commande.....	11
<b>Figure I.12:</b> Schéma bloc d'un asservissement avec une perturbation (retour unitaire).....	12
<b>Figure I.13:</b> Stabilité du système.....	12
<b>Figure I.14:</b> de marge de phase et de marge de gain.....	13
<b>Figure II.1:</b> Schéma générale d'un correcteur.....	16
<b>Figure II.2 :</b> Symbole de l'Action proportionnelle.....	17
<b>Figure II.3 :</b> Symbole de l'Action Intégrale.....	18
<b>Figure II.4 :</b> Symbole de l'Action Dérivée.....	18
<b>Figure II.5 :</b> Symbole de correcteur p.....	18
<b>FigureII.6 :</b> Symbole de correcteur PI.....	19
<b>Figure II.7:</b> Symbole de correcteur PID.....	21
<b>Figure II.8:</b> Le schéma fonctionnel d'un PID série.....	21
<b>FigureII.9 :</b> Le schéma fonctionnel d'un PID parallèle.....	22
<b>Figure II.10:</b> Le schéma fonctionnel d'un PID mixte.....	22
<b>Figure II.11 :</b> Réponse en boucle ouvert.....	23
<b>Figure II.12 :</b> Méthode du gain critique.....	24
<b>FigureII.13 :</b> Lieu de Bode du système non corrigé.....	27
<b>FigureII.14 :</b> Réponse indicielle du système non corrigé.....	28
<b>FigureII.15 :</b> Diagramme de Bode du système non corrigé et du système corrigé.....	29
<b>FigureII.16 :</b> Réponse indicielle de la boucle fermée corrigée.....	30
<b>Figure II.17:</b> Dépassement fonction de l'amortissement courbe paramétrée en de phase. ....	30
<b>Figure III.1 :</b> Transformation de l'énergie dans une machine MCC.....	32
<b>Figure III.2 :</b> Symbole normalisé d'un MCC.....	33

## Liste des figures

---

<b>Figure III.3</b> : constructions d'un moteur à courant continu.....	33
<b>Figure III.4</b> : stator (inducteur) de la machine à courant continu.....	34
<b>Figure III.5</b> : rotor (induit) de la machine à courant continu.....	34
<b>Figure III.6</b> : Balais et porte balais.....	35
<b>Figure III.7</b> : Collecteur d'une machine à courant continu.....	35
<b>Figure III.8</b> : Principe de fonctionnement de MCC.....	36
<b>Figure III.9</b> : principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu.....	36
<b>Figure III.10</b> : Schéma équivalence d'un moteur a aimant permanent.....	37
<b>Figure III.11</b> : Schéma équivalent d'un mcc a excitation indépendante.....	37
<b>Figure III.12</b> : schéma équivalent d'un mcc excitation shunt.....	38
<b>Figure III.13</b> : schéma équivalent d'un mcc à excitation série.....	38
<b>Figure III.14</b> : schéma équivalent d'un mcc a excitation composé.....	38
<b>Figure III.15</b> .Le modèle électrique d'un moteur à courant continu.....	39
<b>Figure III.16</b> : Schéma équivalent d'un MCC.....	39
<b>Figure III.17</b> : bilan de puissance.....	41
<b>Figure III.18</b> : schéma bloc du modèle de moteur électrique en vitesse.....	43
<b>Figure III.19</b> : Schéma bloc de moteur à courant continu (MCC).....	45
<b>Figure III.20</b> : Lieu de Bode du système non corrigé.....	46
<b>Figure III.21</b> : Vitesse de rotation du MCC en BO pour une entrée $U(t)=150\text{volts}$ .....	47
<b>Figure III.22</b> : Schéma fonctionnel d'un moteur à courant continu MCC règle à l'aide d'un régulateur PI.....	48
<b>Figure III.23</b> : Courbe d'évolution de vitesse par la méthode fréquentielle.....	49
<b>Figure III.24</b> : Courbe d'évolution de la tension de commande par la méthode fréquence.....	50
<b>Figure III.25</b> : Courbe de courant par la méthode fréquence.....	50
<b>Figure III.26</b> : Diagramme de Bode du système corrigé.....	51
<b>Figure IV.1</b> : Volée d'Anser en formation en V.....	53
<b>Figure IV.2</b> : Principe de fonctionnement.....	54
<b>Figure IV.3</b> : Voisinage géographique à l'instant t et t+1.....	56
<b>Figure IV.4</b> : Voisinage en cercle (choix régulier des informatrices).....	57
<b>Figure IV.5</b> : Voisinage en cercle (choix aléatoire des informatrices).....	57
<b>Figure IV.6</b> : Déplacement d'une particule.....	58
<b>Figure IV.7</b> : L'Organigramme général de la méthode PSO.....	62
<b>Figure IV.8</b> : Courbe de meilleure solution de fitness.....	64

## Liste des figures

---

<b>Figure IV.9</b> : Le schéma fonctionnel du moteur à courant continu contrôlé avec le régulateur PI.....	65
<b>Figure IV.10</b> : Courbe de l'évolution de vitesse par la méthode PSO.....	66
<b>Figure IV.11</b> : Courbe de l'évolution de courant par la méthode PSO .....	67
<b>Figure IV.12</b> : Courbe de l'évolution de tension par la méthode PSO.....	68
<b>Figure IV.13</b> : Courbe d'évolution de vitesse obtenue par la méthode PSO et méthode fréquentielle.....	70
<b>Figure IV.14</b> : courbe d'évolution de la commande obtenue par la méthode PSO et méthode fréquentielle.....	71
<b>Figure IV.15</b> : courbe d'évolution de courant obtenue par la méthode PSO et méthode fréquentielle.....	71

## Liste des tableaux

---

<b>Tableau I.1:</b> Caractéristiques temporelle du modelé du deuxième ordre .....	14
<b>Tableau II.1:</b> Tableau des avantages et des inconvénients de correcteur .....	21
<b>Tableau II.2:</b> Réglages de Ziegler et Nichols en boucle ouverte.....	24
<b>Tableau II.3:</b> Réglage de Ziegler et Nichols par méthode du gain critique.....	25
<b>Tableau III.1:</b> Valeurs numériques d'un moteur à courant continu.....	45
<b>Tableau III.2:</b> Les valeurs des gains de régulateur donnée par programme fréquentielle.....	48
<b>Tableau III.3:</b> Valeurs de dépassement et temps de réponse donnée par la méthode fréquentielle .....	51
<b>Tableau IV.1:</b> Meilleur solution de $T_i$ et $K_p$ donnée par programme PSO.....	65
<b>Tableau IV.2:</b> La valeur de dépassement et le temps de réponse donne par PSO.....	67
<b>Tableau IV.3:</b> Valeurs des paramètres ( $T_i$ et $K_p$ ) de régulateur donnée par la méthode fréquentielle et PSO.....	69
<b>Tableau IV.4:</b> Valeurs des dépassements et temps de réponse de régulateur donnée par méthode fréquentielle et PSO.....	69

# Introduction Générale

---

## Introduction générale

L'objectif de ce travail est la détermination des paramètres ( $K_p, T_i$ ) d'un régulateur PI en utilisant l'algorithme d'optimisation par essaim de particules et la méthode fréquentielle pour la commande d'un système en vitesse de la machine à courant continu.

L'étude des systèmes asservis. Appelée étude des systèmes bouclés, fait partie intégrante de nombreux domaines scientifiques et techniques comme l'électronique, la mécanique, l'électrotechnique,...) [1]

Afin d'améliorer les performances d'un système asservi (précision-stabilité –rapidité), on introduit dans la chaîne directe un correcteur. Ce correcteur réalise généralement une amplification du signal, il ne peut évidemment être réalisé qu'à l'aide de composants actifs (amplificateurs opérationnels idéalisés) [1].

Ce travail est partagé en quatre chapitres. Le chapitre 1 présente les concepts fondamentaux liés aux systèmes asservis linéaires (structure générale, principe de régulateur, système de commande,...) Les performances de ces systèmes sont présentées en termes de stabilité, de précision et de rapidité. L'étude de stabilité et de rapidité. L'étude de la stabilité est obtenue à l'aide des critères concerne l'étude en régime permanent tandis que la seconde concerne le régime transitoire. Pour l'étude de la rapidité, On s'intéresse au temps de réponse. On termine ce chapitre par l'étude de système de second ordre [1].

Le deuxième chapitre présente les différents correcteurs classiques permettant d'améliorer le comportement des systèmes asservis. Les correcteurs introduits sont à action proportionnelle (p), proportionnelle et dérivée (PD), proportionnelle et intégrale (PI) ou regroupant les trois actions (PID), A la fin de ce chapitre on parlera sur la synthèse de régulateur (la Méthode de Ziegler et Nichols et la méthode fréquentielle).

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des composants et de la machine à courant continu. Nous présentons les différents types du moteur à courant continu et leurs principes de fonctionnement, ainsi que le modèle mathématique de MCC par les résonnements (synthèse d'un régulateur pour la commande de la MCC en utilisant la méthode fréquentielle).

Le dernier chapitre est consacré à la présentation de la méthode PSO et leur principe de fonctionnement, on utilise la méthode PSO et la méthode fréquentielle pour la commande ensuite, cette dernière sera appliquée pour le calcul du paramètre d'un régulateur PI pour la commande en vitesse de la MCC.

## Introduction Générale

---

La vitesse de la machine MCC avec simulation de Matlab. On compare les paramètres deux méthodes pour voir la meilleure solution.

Une étude comparative sera effectuée entre la méthode de fréquentielle et la méthode de PSO .afin de de terminer la méthode qui donne de meilleurs résultats.

## I.1 Introduction

Des objectifs d'un système asservi est de remplacer l'homme dans une tâche de régulation d'une grandeur, le régulateur ajuste alors automatiquement la commande afin de maintenir la grandeur de sortie à la valeur désirée.

Dans ce chapitre, on va introduit les principes de base sur les systèmes asservis ainsi que la régulation en boucle ouverte et en boucle fermée.

## I.2 Définition d'un Système

Un système peut être défini comme un ensemble d'éléments exerçant collectivement une fonction déterminée. Chaque système(ou chaque élément qui le compose) établit une relation dynamique entre ses grandeurs d'entrée et ses grandeurs de sortie.

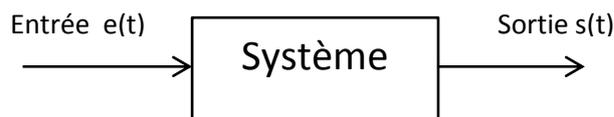


Figure (I.1) : Schéma bloc d'un système.

## I.3 Définition de système asservi

Un système asservi est un système dont le rôle consiste essentiellement à établir une correspondance définie entre une ou plusieurs grandeurs d'entrée, de faibles niveaux énergétiques, et une ou plusieurs grandeurs de sortie de niveaux énergétiques plus élevés, Il possède les deux propriétés suivant :

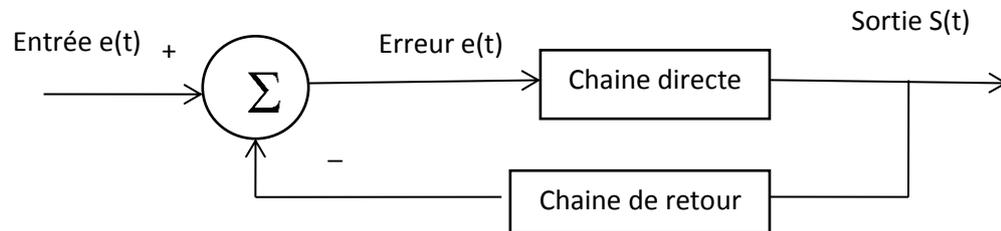
- C'est un système de commande avec amplification de puissance
- C'est un système à retour

## I.4 Structure générale d'un système asservi

Un système asservi est caractérisé par la présence de :

- **Chaines directes** : Elles comprennent des éléments amplificateur et éventuellement, des convertisseurs de puissance, en liaison avec les sources d'énergie
- **.Chaines de retour** : Elles sont constituées d'éléments de précision généralement passifs. Ce ne sont pas des chaînes de puissance : elles transmettent à l'entrée des

informations sur grandeurs de sortie. Ces informations sont comparées aux signaux d'entrée au moyen de comparateurs. Ces derniers élaborent les différences ou écarts entre les signaux d'entrée et les informations des signaux de sortie [2].



**Figure(I.2) :** Schéma asymptotique d'un système asservi [2].

### ➤ Le système linéaire

Un système est linéaire invariant dans le temps si l'équation liant la sortie à l'entrée est une équation différentielle linéaire à coefficients constants. La forme générale de cette équation est :

$$a_0 s(t) + a_1 \frac{ds(t)}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} = b_0 e(t) + b_1 \frac{de(t)}{dt} + \dots + b_m \frac{d^m e(t)}{dt^m} \quad (\text{I.1})$$

D'où la fonction de transfert d'un système linéaire est le rapport entre la sortie et de l'entrée dans le domaine de Laplace :

$$G(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n} \quad (\text{I.2})$$

### ➤ Équations différentielles

On appelle équation différentielle, toute équation faisant apparaître des dérivées ou des différentielles des différentes variables. Soient deux variables  $x(t)$  connue, et  $y(t)$  inconnue, dépendantes de la variable  $t$ , et deux entiers  $m$  et  $n$ , on appelle équation différentielle d'ordre  $n$  (si  $n > m$ ), une équation de la forme

$$f\left(t, y(t), \frac{dy(t)}{dt}, \dots, \frac{d^n y(t)}{dt^n}, \frac{dx(t)}{dt}, \dots, \frac{d^m x(t)}{dt^m}\right) = 0 \quad (\text{I.3})$$

## I.5 Conception d'un système de commande

La commande d'un processus consiste à déterminer la commande appropriée, de manière à assurer aux variables à contrôler (sorties) un comportement défini. L'action de la commande est une action susceptible de changer l'état du système à commander. Ces commandes sont délivrées par un organe de commande ; le processus et son organe de commande constituent le système de commande voir la figure I.3 [3].

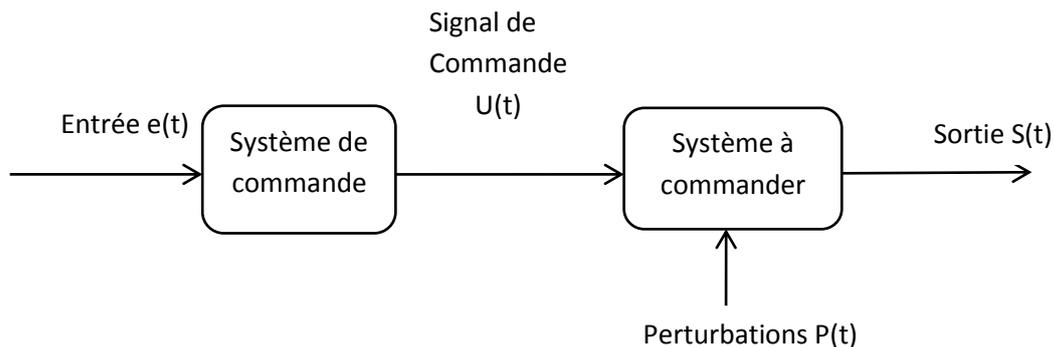


Figure (I.3) : Système de commande [3].

## I.6 Définition de la régulation /asservissement

La grandeur observée sur le régulateur, on parle d'un asservissement du système ou d'une régulation du système.

### a) Asservissement

La consigne, traduisant l'objectif désiré du procédé, n'est pas constante et les grandeurs perturbatrices n'existent pas ou sont très peu influentes sur la grandeur à maîtriser.

Exemple :

- Asservissement de température : obtention d'un profil de température en fonction du temps dans un four de traitement thermique.
- Asservissement d'un débit d'air par rapport à un débit de gaz afin d'obtenir une combustion idéale.

### b) La régulation

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

Exemple :

- ✓ Régulation de température dans un local subissant les variations climatiques.
- ✓ Régulateur de niveau dans un réservoir dépendant de plusieurs débits d'alimentation et de soutirage.
- ✓ Régulateur de ph de rejets d'eau destinés à être déversés dans une rivière [4]

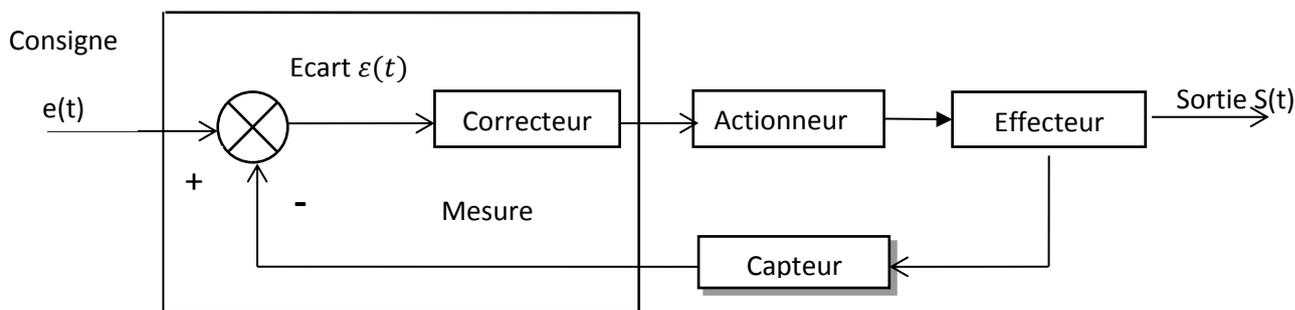


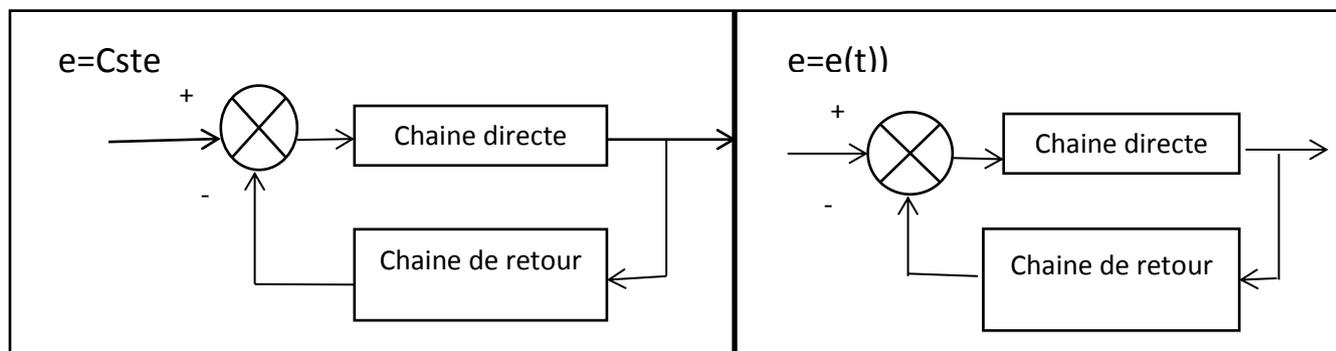
Figure (I.4):Schéma bloc d'un système asservi [4].

### I.7 Régulateur ou système suiveur

Une régulation est un système asservi destiné à maintenir en sortie une grandeur constante pour une consigne constante (régulation en température d'une enceinte, régulation en vitesse d'un moteur).

Un Système suiveur est un système asservi dont la consigne varie dans le temps.

L'objectif de ce système est d'ajuster en permanence le signal de sortie au signal d'entrée. (Radar de poursuite, fusée,...)[4].



**Système régulateur**

**système suiveur**

Figure (1.5) : Système de régulateur et suiveur [4].

## I.8 Principe général de la régulation

Dans la plupart des appareils des installations industrielles et domestiques, il est nécessaire de maintenir des grandeurs physiques à des valeurs déterminées, en dépit des variations extrêmes ou internes influant sur ces grandeurs. Par exemple, la vitesse et la position des moteurs, étant par nature variables, doivent donc être réglés par des actions convenables sur le processus considéré. Si les perturbations influant sur la grandeur à contrôler sont lentes ou négligeables, un simple réglage dit en boucle ouverte, permet d'obtenir et de maintenir la valeur demandée (par exemple : action sur un robinet d'eau). Dans la majorité des cas, ce type de réglage n'est pas suffisant, car trop grossier ou instable. Il faut alors comparer, en permanence, la valeur mesurée de la grandeur réglée à celle que l'on souhaite obtenir et agir en conséquence sur la grandeur d'action, dite grandeur réglant.

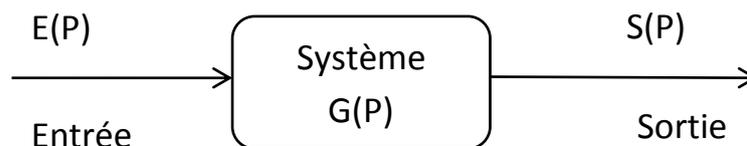
On a, dans ce cas, constitué une boucle de régulation et plus généralement une boucle d'asservissement.

Cette boucle nécessite la mise en œuvre d'un ensemble de moyens de mesure, de traitement de signal ou de calcul, d'amplification et de commande d'actionneur, constituant une chaîne de régulation ou d'asservissement. L'aspect régulation est considéré comme le plus important dans le milieu industriel, car les valeurs des consignes sont souvent fixes [4].

## I.9 Les systèmes de commande

### a) Système en boucle ouverte

Un système est dit en boucle ouverte lorsque la commande est élaborée sans l'aide de la connaissance des grandeurs de sortie. Au niveau des inconvénients, il n'y a aucun moyen de contrôler, à plus forte raison de compenser les erreurs, les dérives, les accidents qui peuvent intervenir à l'intérieur de la boucle, autrement dit, il n'y a pas de précision ni surtout de fidélité qui dépendent de la qualité intrinsèque des composants. Enfin, le système en boucle ouverte ne compense pas les signaux de perturbation, le schéma bloc de système en boucle est donné par la figure ci-dessous.



**Figure (I.6):** Schéma bloc d'un système en boucle ouverte [5].

Dans ce dernier cas, le comportement du processus est décrit par la relation [5], suivante :

$$S(p) = G(p)E(p) \quad (\text{I.4})$$

$S$  : grandeur réglée (sortie)

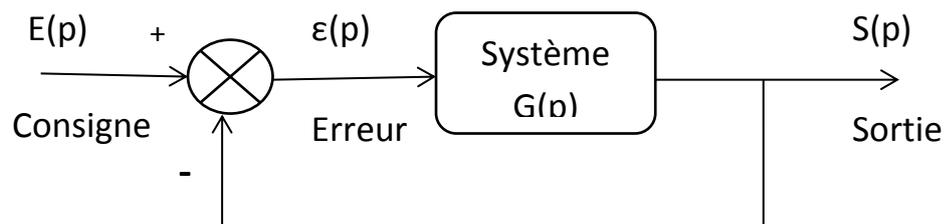
$E$  : grandeur réglant (entrée)

$G(p)$  : fonction de transfert.

### b) Système en boucle fermée

La boucle fermée (contre réaction) est capable de stabiliser un système instable en boucle ouverte. Dans une régulation en boucle fermée, une bonne partie des facteurs perturbateurs externes sont automatiquement compensés par la contre-réaction à travers le procédé.

L'utilisation du retour d'information est le principe fondamental en automatique. La commande appliquée au système est élaborée en fonction de la consigne et de la sortie. La figure I.7 représente le principe de retour unitaire.



**Figure(I.7):** Schéma bloc d'un système en boucle fermée avec un retour unitaire [5].

Dans ce dernier cas, le comportement du processus est décrit par la relation :

$$H_{BF}(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{G(p)}{1+G(p)} \quad (\text{I.5})$$

$H_{BF}$ : Fonction de transfert en boucle fermée

$E$  : grandeur réglant (consigne)

$S$  : grandeur réglée

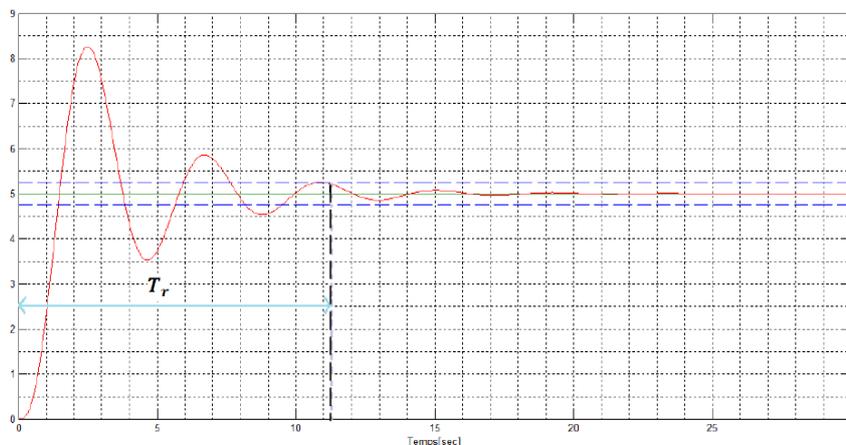
$\epsilon$ : Erreur =  $E(p) - S(p)$

## I.10 Caractéristiques dynamiques d'un procédé

### 10. a) Temps de réponse

Elle traduit pratiquement la durée transitoire. Plus précisément, elle s'exprime par le temps de réponse  $T_r$ , ou temps d'établissement, qui est le temps mis par la mesure pour

atteindre sa valeur définitive à  $\pm 5\%$  de sa variation tout en se maintenant dans cette zone des  $\pm 5\%$  [6].

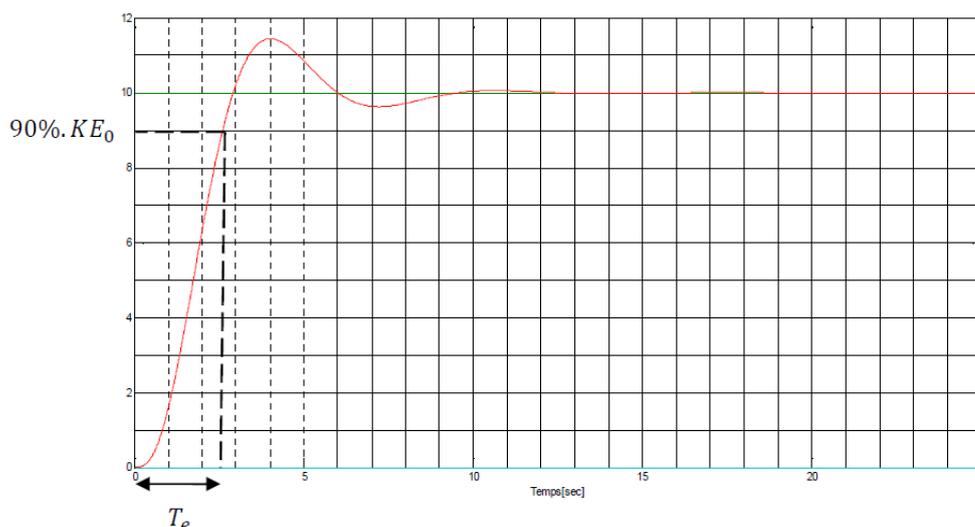


**Figure (I.8):** Représentation graphique du temps de réponse [6].

-Les deux lignes pointillées horizontales sur le graphique de la figure I.8 représentent la valeur supérieure et inférieure de 5% par rapport à la valeur finale. Il est à noter que le critère de temps de réponse peut se comporter de manière non linéaire. Effectivement, si la dernière oscillation entre dans le corridor à cause d'une baisse de son amplitude, alors elle fera baisser rapidement la valeur du critère.

**10. b) Temps de montée**

Le temps de montée est la mesure du temps écoulé entre l'échelon de consigne et le premier passage de la sortie  $ax\%$  de la valeur finale. Le graphique sur la Figure I.9 présente une valeur de la sortie atteint 90% de la valeur finale [6].



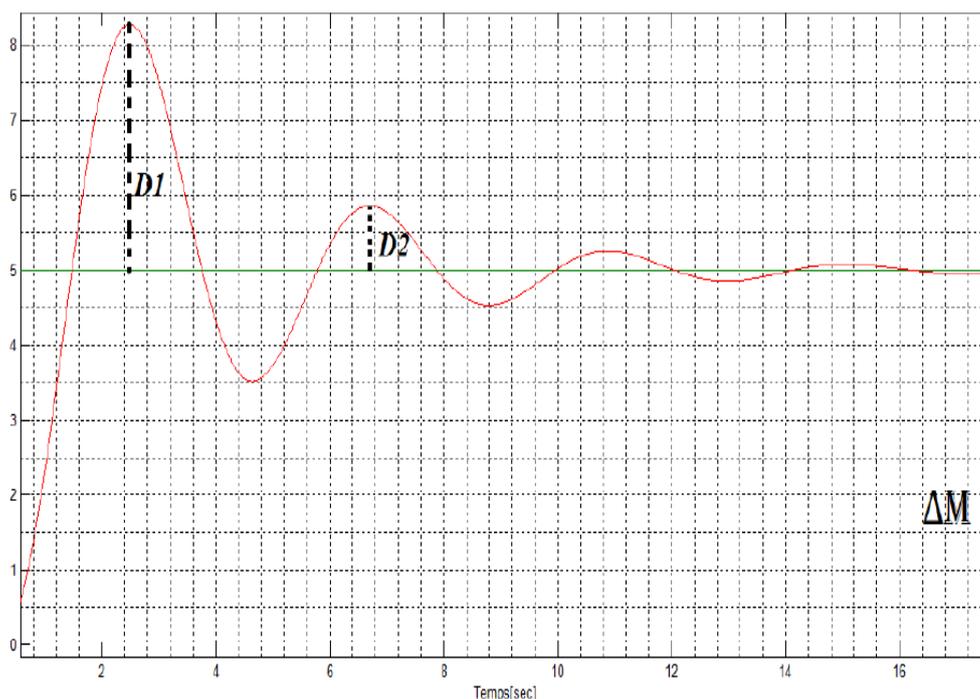
**Figure(I.9) :** Représentation graphique du temps de montée [6].

### 10. c) Dépassement

Le dépassement se produit si la sortie du système sort à certains instants de l'intervalle [valeur initiale, valeur finale], et généralement est donné en pourcentage. L'équation du dépassement est la suivante :

$$\text{Dépassement (\%)} = \frac{D_1 \times 100}{\Delta M} \quad (\text{III.6})$$

La figure I.10, présente le dépassement lors d'un changement de consigne en échelon ou  $D_1$  représente le dépassement maximal [6]



**Figure(I.10) :** Représentation graphique du dépassement [6].

Le premier dépassement permet de qualifier la stabilité d'un système. Plus celui-ci sera important, plus le système sera proche de l'instabilité. Dans certaines régulations, aucun dépassement n'est toléré, dans d'autre un dépassement inférieur à 15 % est considéré comme acceptable [6].

### I.11 Performances des systèmes

Pour définir l'objectif global d'une régulation, les critères qualitatifs du cahier des charges sont traduits par des critères quantitatifs, les qualités exigées les plus rencontrées industriellement sont la stabilité, la précision et la rapidité.

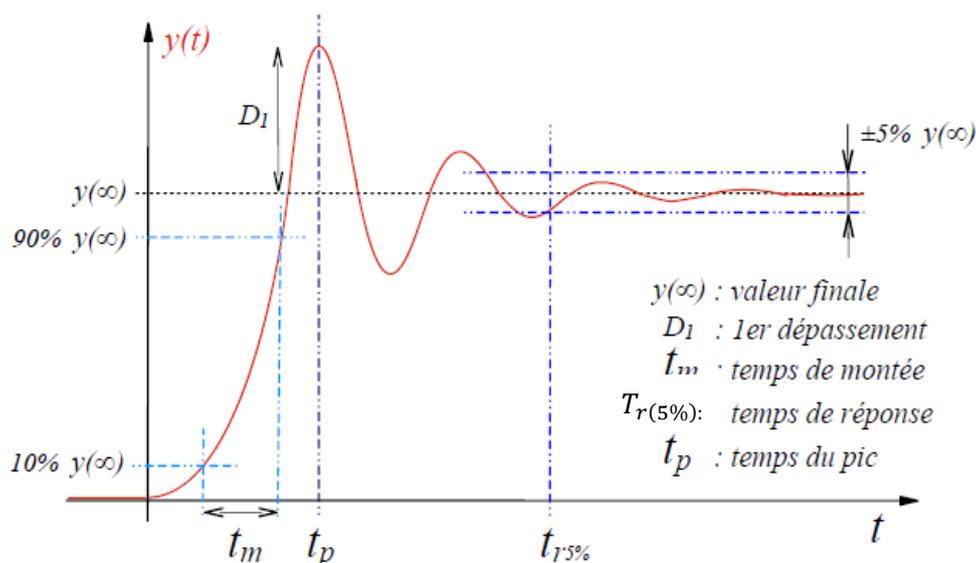


Figure (I.11) : Performances d'un système de commande [7].

### 11. a) Rapidité

La rapidité quantifie le temps de réponse du système. Elle correspond au temps de réaction de la sortie par rapport à la consigne. Le temps mis par la réponse pour ne plus dépasser 5% de la valeur finale. Ce temps est retenu comme critère de rapidité 5%.

### 11. b) Précision

La précision quantifie l'erreur lorsque l'équilibre est atteint, Avec l'entrée  $e(t)$  et la sortie  $s(t)$  de même nature. Autrement, un système est précis si la sortie suit la consigne en toutes circonstances avec un écart inférieur à la valeur définie dans un cahier des charges.

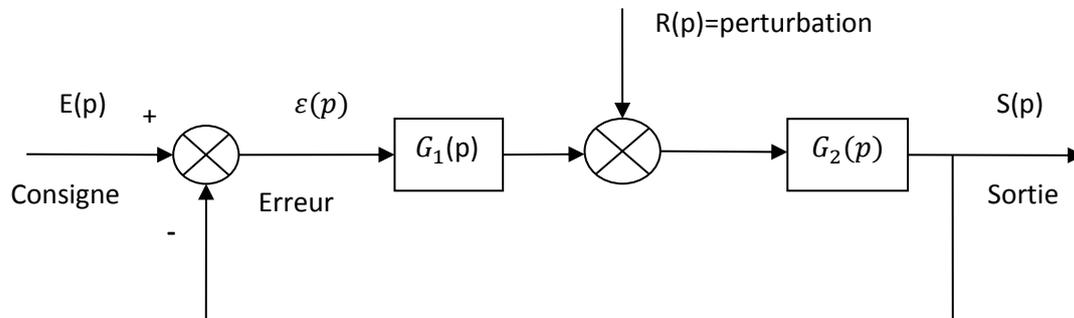
On peut trouver deux types de précision :

**b.1) Précision dynamique** : caractérisé pendant le régime transitoire essentiellement pour une sollicitation en échelon de position. Elle est liée directement au degré de la stabilité (marge de gain et marge de phase).

**b.2) La précision statique** : a pour but d'évaluer l'aptitude du système à suivre. Elle est caractérisée par la différence en régime permanent entre l'entrée (consigne) et la sortie (réponse), cette différence appelée écart ou erreur.

- **Erreur statique** : on appelle erreur statique la valeur lorsque le temps tend vers l'infini de  $\varepsilon(t)$  pour une réponse d'asservissement à un échelon unitaire
- **Erreur de vitesse** : on appelle erreur de vitesse la valeur de lorsque le temps tend vers l'infini pour une réponse d'asservissement à une rampe unitaire.

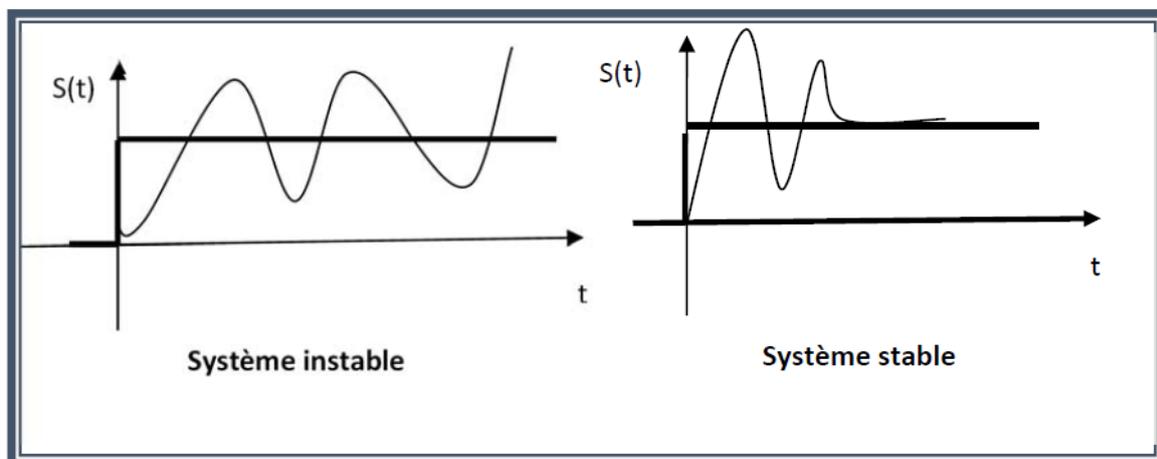
- **Influence des perturbations** : Une perturbation est une entrée supplémentaire au système qu'on ne peut contrôler ou maîtriser. Ces perturbations ont une influence sur l'asservissement des systèmes, voir la figure I.12 [1].



**Figure (I.12)** : Schéma bloc d'un asservissement avec une perturbation (retour unitaire) [1].

### 11. c) Stabilité

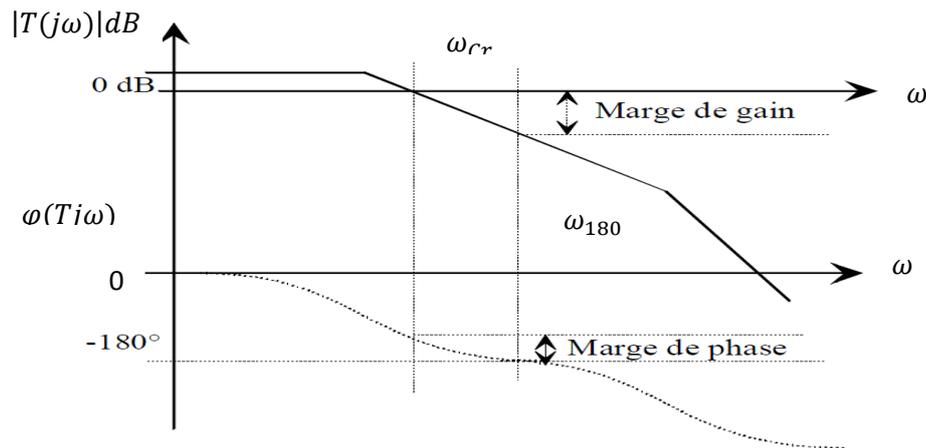
On dit qu'un système est stable lorsque celui-ci tend à revenir à son état d'équilibre pour une consigne constante, la sortie doit être constante [7]



**Figure (I.13)**: Stabilité du système [7].

### I.12 Marge de phase, marge de gain

On définit, à partir de la fonction de transfert en boucle ouverte et pour un système stable, la marge de phase comme étant l'écart entre le déphasage obtenu pour un gain unitaire et  $180^\circ$  (à la fréquence dite de coupure). On définit la marge de gain comme étant l'écart en décibel entre le gain obtenu pour un déphasage de  $180^\circ$  et le gain unitaire [8].



Figure(I.14):La marge de phase et de marge de gain [8].

$$T(j\omega)=FTBO(j\omega)$$

➤ **Marge de gain**

$$\Delta G = \frac{1}{|FTBO(j\omega_{180})|} \quad \text{Pour } \angle \phi(\omega_{180}) = -180^\circ \quad (\text{I.7})$$

➤ **Marge de phase**

$$\Delta \phi = 180^\circ - \angle \phi(\omega_{cr}) \quad \text{Pour } |FTBO(j\omega_{cr})| = 1 \quad (\text{I.8})$$

$\Delta \phi = \min \Delta \phi_i$  Si plusieurs point d'intersection du cercle unité [8].

### I.13 Etude du Système du second ordre

Un système est dit du second ordre si la relation entre son entrée et sa sortie est une équation différentielle du 2ème ordre.

La forme générale de l'équation différentielle d'un système du deuxième ordre d'entrée  $u(t)$  et de sortie  $y(t)$  est (on prendra toujours un second membre indépendant de  $u'(t)$ ) :

$$\frac{d^2y(t)}{dt^2} + 2\xi\omega_0 \cdot \frac{dy(t)}{dt} + \omega_0^2 \cdot y(t) = K\omega_0^2 \cdot u(t) \quad (\text{I.9})$$

Avec :

$K$  : gain statique,

$\xi$  : Coefficient d'amortissement (parfois noté  $\xi$ )

$\omega_0$ : Pulsation propre non amortie [9].

➤ **Analyse temporelle d'un system asservi**

L'analyse temporelle d'un système consiste à étudier la réponse d'un système représenté par sa fonction de transfert à un signal d'entrée variant dans le temps. En pratique on se limite quelques signaux d'entrées fondamentaux qu' sont l'impulsion, la rampe et l'échelon.

La réponse temporelle d'un système linéaire peut toujours être décomposée en deux parties : régime transitoire et régime permanent [9].

➤ **Les caractéristiques temporelles**

Les caractéristiques temporelles d'un système du deuxième ordre sont résumées sur le tableau suivant :

Système	$G(s) = \frac{\omega_n^2}{p^2 + 2\zeta\omega_n p + \omega_n^2}$
	$\xi < 1$ <span style="float: right;"><math>\xi \geq 1</math></span>
Dépassement D%	$100Xe \left( \frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \right) \%$ <span style="float: right;">0</span>
Temps du 1 <sup>er</sup> maximum $t_d$	$\frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}$ <span style="float: right;">N.D</span>
Temps de réponse a 5%	$\frac{1}{\zeta\omega_n} \ln \left( 0.05\sqrt{1-\zeta^2} \right) \frac{3}{\omega_n \left( \zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1} \right)}$

**Tableau (I.1) :** Caractéristiques temporelles du modelé du deuxième ordre [15].

➤ **Réponse indicielle d'un système de 2<sup>ème</sup> ordre**

La fonction de transfert de système seconde ordre :

$$H(p) = \frac{K\omega_0^2}{p^2 + 2\zeta\omega_0 p + \omega_0^2} \tag{I.9}$$

$\omega_0$  : La pulsation naturelle du système.

$\xi$  : Le coefficient d'amortissement.

Les pôles de cette fonction de transfert sont :  $p_{1,2} = -\xi\omega_0 \mp j\omega_0\sqrt{\xi^2 - 1}$  Pour  $\xi \geq 1$ , les deux pôles sont réels et nous sommes donc dans le cas de la superposition de deux systèmes du 1<sup>er</sup> ordre. Ce qui est intéressant c'est donc le cas où  $\xi < 1$ , les deux pôles sont complexes conjugués

$(p_{1,2} = -\xi\omega_0 \mp j\omega_0\sqrt{1 - \xi^2})$  et cela introduit des dépassements dans la réponse indicielle comme il représente sur la **figure I.10**.

Les caractéristiques de cette réponse sont :

- régime permanent :  $s(t) = KE_0$

➤ à l'origine la tangente est horizontale

➤ pulsation propre amortie  $\omega_p = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$  (I.10)

➤ pseudo-période des oscillations :  $t_p = \frac{2\pi}{\omega_p}$  (I.11)

➤ temps de monte (temps au bout duquel  $s(t)$  atteint pour la première fois sa valeur régime permanent).  $t_m = \frac{T_p}{2} \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right)$  (I.12)

➤ temps de pic  $t_p = \frac{t_p}{2} = \frac{\pi}{\omega_p}$  (I.13)

➤ temps de réponse à 5% : une approximation pour  $\zeta \ll 1$  est  $T_r = 3 \frac{\tau}{\zeta} = \frac{3}{\zeta \omega_0}$  (I.14)

➤ le dépassement  $D = s(t_p) - KE_0$ . Le calcul donne :  $D = KE_0 \exp\left(-\frac{\zeta \pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right)$  (I.15)

➤ dépassement successifs :  $\ln\left(\frac{D_2}{D_1}\right) = \frac{-2\pi \zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}}$  [9]. (I.16)

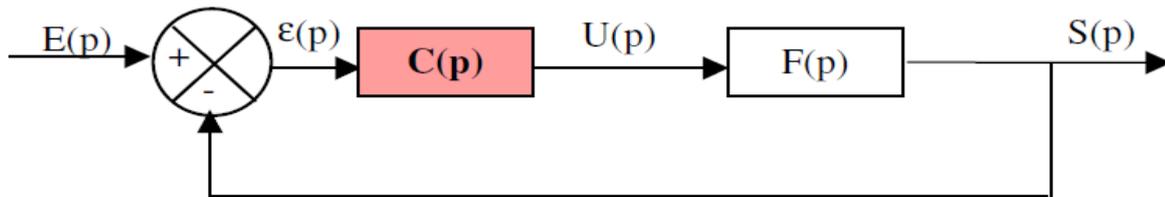
## I.14 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes élémentaires des systèmes de commande en boucle ouverte et en boucle fermée, et étudié le modèle de 2<sup>ème</sup> ordre.

On va présenter dans le chapitre suivant, la synthèse des correcteurs pour contrôler d'un régulateur PID.

### II.1 Introduction

Le correcteur élabore le signal de commande  $u$  adéquat, envoyé à l'entrée du processus, afin que sa sortie satisfasse au mieux les objectifs en terme d'asservissement ou de régulation. Dans ce chapitre, on va illustrer les différentes structures de correcteurs classiques que l'on rencontre lors la mise en œuvre de systèmes asservis continus.



Figure(II.1):Schéma générale d'un correcteur.

### II.2 Définition du correcteur

On appelle correction, un système asservi qui doit maintenir constante la sortie conformément à la consigne (constante) indépendamment des perturbations.

Les opérateurs essentiels du correcteur sont réalisables à partir d'amplificateurs à courant continu et d'éléments résistances/capacités [1].

### II.3 Objectif du correcteur

On général le correcteur  $C(p)$  est place en amont de la perturbation,Cependant chaque procédé possède ses exigences propres, chaque appareil aux impératifs de production et aux matériels, Pour un système asservi, le but de la correction est :

- Assurer la stabilité
- Accroître la stabilité.
- Augmenter le gain du système en boucle ouverte, du côté des basses fréquences, pour augmenter la précision statique.
- Assurer une réponse acceptable pour des signaux de consigne définis en fonction du temps.
- fournir des caractéristiques fréquentielles (gain, déphasage) demandées dans une bande de fréquences.

- Les correcteurs doivent permettre de réaliser le meilleur compromis entre précision, stabilité et rapidité du système étudié [10]

### II. 5 Méthode générale du le choix des correcteurs

- Analyse du système (identification, performances dynamiques, réponse fréquentielle)
- Analyse du cahier de charges (traduction en termes d'erreur, de rapidité, de marge de phase, de pulsation  $\omega_{c0}$ )
- Choix de la structure du correcteur compte tenu du cahier des charges et des caractéristiques du système
- Calcul des paramètres du correcteur
- Réalisation de l'asservissement et tests [11]

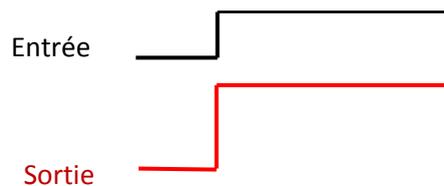
### II. 6 Différentes actions de corrections

#### II.6.1 L'action proportionnelle (P)

Le correcteur sera de la forme  $C(p) = k_p$ .

Avec  $K_p$ : Gain proportionnel

$k_p$  Permet de modifier le gain de la FTBO et donc d'avoir une incidence sur la précision quand  $k_p$  augmente, le système devient plus précis mais moins stable [12].

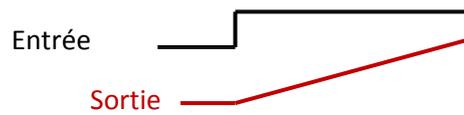


Figure(II.2) : Symbole de l'Action proportionnelle[12]

#### II.6.2 L'action intégrale (I)

Le correcteur sera de la forme  $C(p) = \frac{1}{T_i p}$ . La présence d'une intégration permet d'obtenir une bonne précision statique, mais il introduit un déphasage de  $-90^\circ$  et risque donc de rendre le système instable [12].

$T_i$  = Constante de temps d'intégration.

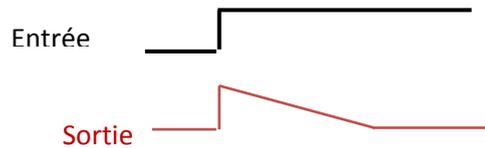


**Figure (II.3) :** Symbole de l'Action Intégrale [12]

### II.6.3 L'action dérivée (D)

Le correcteur sera de la forme  $C(p) = (1 + T_d p)$ . La constante de temps permet de compenser une constante dominante et donc d'accroître la rapidité, mais aussi de réduire les risques d'instabilité [12].

$T_d = C$  constante de temps d'intégration.



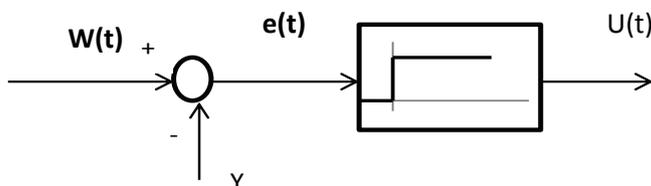
**Figure(II.4) :** Symbole de l'Action dérivée [12]

## II.7 Différents types du correcteur

### II.7.1 Le correcteur Proportionnelle (p)

Le correcteur à action proportionnelle, ou correcteur p, a une action simple et naturelle, puisqu'il construit une commande  $U(t)$  proportionnelle à l'erreur  $e(t)$ .

Il assure une réponse instantanée du signal d'erreur. Son schéma fonctionnel est représenté par la figure suivante [9]



**Figure(II.5) :** Symbole de correcteur p [9].

Ce correcteur délivre une commande de la forme :

$$U(t) = K_p e(t) = K_p (w(t) - y(t)) \tag{II.1}$$

Sa fonction de transfert est de la forme :

$$G(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = K_p \quad (\text{II.2})$$

➤ **Effet du correcteur :**

- augmentation de la rapidité.
- amélioration de la précision du système en BF.
- augmentation de la marge de phase (amélioration de la stabilité) [9].

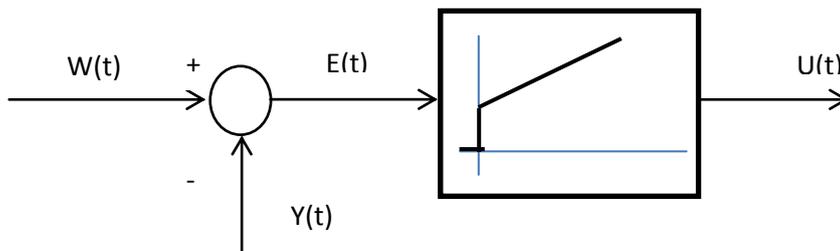
**Remarque :**

Le correcteur p ne permet pas de régler indépendamment la rapidité, la précision et les marges de stabilité.

### II.7.2 Le correcteur proportionnel intégral (PI)

Ce type de correcteur a une action intégrale en basse fréquence et une action proportionnelle en haute fréquence. Son comportement en basse fréquence permet d'annuler l'erreur statique, de fait que le gain de l'intégrateur, dans ce contexte, tend vers l'infini.

La correction PI en pratique de la précision et à la robustesse du système asservi sont particulièrement appréciées. Son schéma fonctionnel est le suivant [9] :



**Figure(II.6) :** Symbole de correcteur PI [9].

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

$$u(t) = K_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau) \quad (\text{II.3})$$

Sa fonction de transfert est la forme :

$$G(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i p} \right) \quad (\text{II.4})$$

Ti : temps d'action intégrale (secondes)       $k_p$  : le gain d'action proportionnelle

### ➤ les effets du correcteur :

- gain en basses fréquences ( $\ll 1/T_i$ ) infini, erreur statique nulle.
- la phase du système corrigé n'est modifiée qu'en basses fréquences.
- améliore la précision (augmentation du gain en BF).
- diminue la stabilité.
- ralentit le système [9].

### II.7.3 Le correcteur proportionnel dérivé (PD) :

Ce correcteur n'apporte aucune précision. Il est utile en régime transitoire.

L'action D, apporte une amélioration du comportement dynamique, en augmentant la vitesse de réaction du correcteur à la moindre variation de l'erreur. Elle anticipe l'évolution du système.

Ces diverses propriétés rendent l'action du terme D stabilisante ainsi qu'une amélioration de la rapidité du système.

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

$$u(t) = k_p(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (\text{II.5})$$

Sa fonction de transfert est la suivante :

$$G(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = k_p(1 + T_d p) \quad (\text{II.6})$$

Avec

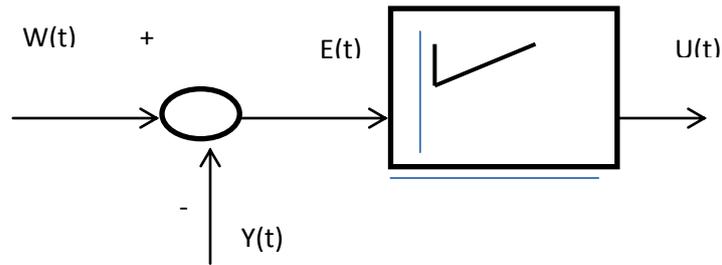
$T_d$  : Constante de dérivation (plus  $T_d$  est grande, plus l'action dérivée est importante)

### ➤ Les effets du correcteur :

- augmente la stabilité.
- améliore la rapidité de réponse.
- augmente la sensibilité au bruit.

### II.7.4 Correcteur proportionnel intégral dérivé (PID)

Les correcteurs, usuellement utilisés en pratique sont les correcteurs à effet proportionnel intégral et dérivé (PID). Ils permettent d'engendrer à partir de la sortie du comparateur (c'est-à-dire l'écart existant entre la consigne et la grandeur à réguler) un signal proportionnel à l'erreur et à sa dérivée d'une part, et à son intégrale d'autre part, son schéma fonctionnel est le suivant [9] :



**Figure (II.7):** Symbole de correcteur PID [9].

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

$$u(t) = k_p e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (II.7)$$

Sa fonction de transfert est la suivante :

$$G(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = k_p \frac{1+T_i p + T_i T_d p^2}{T_i p} \quad (II.8)$$

### II.8 Avantage et inconvénients des correcteur P, PI et PID

Correcteur	Avantages	Inconvénients
<b>P</b>	Simplicité Meilleure précision	Risque d'instabilité
<b>PI</b>	Simplicité Erreur statique nulle	Système parfois lent en BF
<b>PID</b>	Très utilisé en industrie Action PI+PD	Réglage des paramètres plus difficile

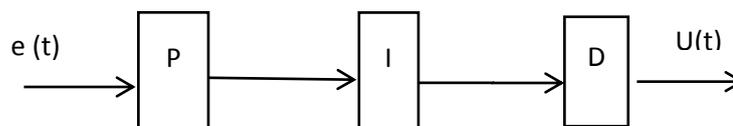
**Tableau (II.1) :** Avantages et des inconvénients du correcteur P, PI, PID [11]

### II. 9 Les structures des correcteurs

On peut distinguer trois structures principales

#### II.9.1 Structure série

Le schéma fonctionnel est représenté par la figure suivante :



**Figure(II.8):** Le schéma fonctionnel d'un PID série[13].

## Chapitre II : La synthèse des correcteurs pour la commande des systèmes

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

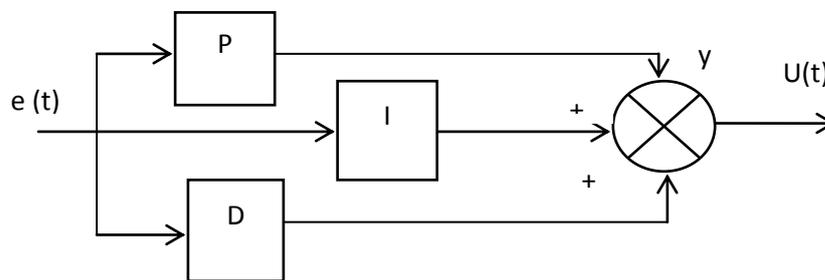
$$U(t) = K_p \left[ \frac{T_i + T_d}{T_i} \right] e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{II.9})$$

Sa fonction de transfert est la suivante :

$$G_p = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i p} \right) (1 + T_d p) \quad (\text{II.10})$$

### II.9.2 Structure parallèle

Le schéma fonctionnel est représenté par la figure suivante :



Figure(II.9): Le schéma fonctionnel d'un PID parallèle [13]

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

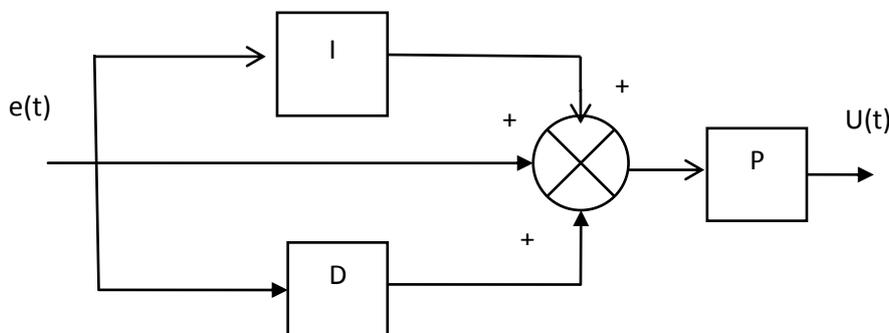
$$u(t) = k_p e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{II.11})$$

Sa fonction de transfert est la suivante :

$$G(p) = \frac{u(p)}{E(p)} = K_p + \frac{1}{T_i p} + T_d p \quad (\text{II.12})$$

### II.9.3 Structure mixte

Le schéma fonctionnel est représenté par la figure suivante :



Figure(II.10): Le schéma fonctionnel d'un PID mixte[13].

Sa fonction de Transfer est de la forme :

$$u(t) = K_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) + T_d \frac{de(t)}{dt})$$
$$G(p) = k_p(1 + \frac{1}{\tau_{ip}} + T_d p) \quad (\text{II.13})$$

## II. 10 Réglage des paramètres

### II.10.1 Méthode de Ziegler et Nichols

En 1942, Ziegler et Nichols ont proposé deux approches heuristiques basées sur leurs expériences 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.

#### II.10.1.1 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 II.11).

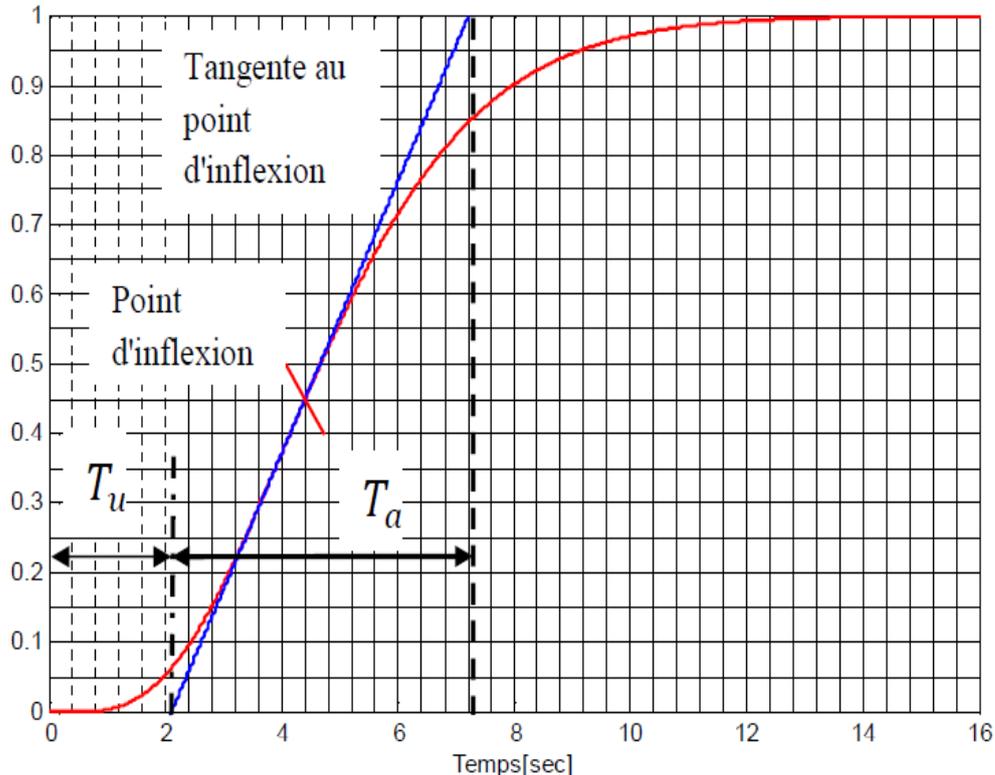


Figure (II.11): Réponse en boucle ouvert [14].

On peut alors calculer les coefficients du régulateur choisi à l'aide du tableau II.2

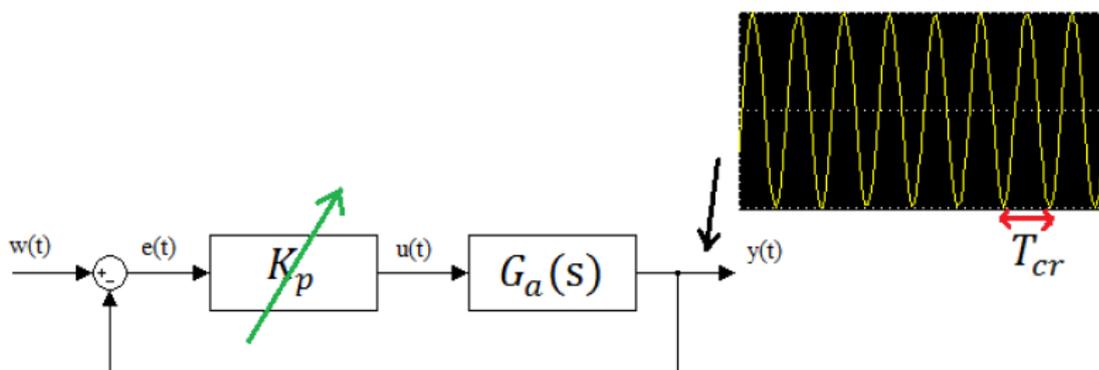
Type	PID série	PID parallèle	PID mixte
$K_p$	$0.6 * \frac{T_a}{T_u}$	$1.2 * \frac{T_a}{T_u}$	$1.2 * \frac{T_a}{T_u}$
$T_i$	$T_a$	$1.67 * \frac{T_a}{T_u}$	$2 * T_u$
$T_d$	$T_u$	$0.6 * T_a$	$\frac{T_u}{2}$

**Tableau(II.2):** Méthodes des Réglages de Ziegler et Nichols en boucle ouverte [14].

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 [14]

### II.10.1.2 Méthode de point critique

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 permanente; on se trouve ainsi à la limite de stabilité (Figure II.12). 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 choisi à l'aide du tableau II.3 [14].



**Figure (II.12) :** Méthode du gain critique [14].

Type	PID série	PID parallèle	PID mixte
$K_p$	$0.3 * K_{cr}$	$0.6 * K_{cr}$	$0.6 * K_{cr}$
$T_i$	$\frac{T_{cr}}{4}$	$\frac{T_{cr}}{1.2 * K_{cr}}$	$\frac{T_{cr}}{2}$
$T_d$	$\frac{T_{cr}}{4}$	$\frac{T_{cr} * K_{cr}}{13.3}$	$\frac{T_{cr}}{8}$

**Tableau(II.3):** Méthode des Réglage de Ziegler et Nichols par méthode du gain critique [14].

### II.11 Méthodes de synthèse du régulateur dans le domaine fréquentiel

On souhaite régler un système présenté avec son cahier des charges à l'aide d'un correcteur et d'un bouclage de l'ensemble.

Face au manque de méthodes systématiques pour les systèmes d'ordre supérieur à deux dans le domaine temporel. Pour mener à bien une synthèse du correcteur, le domaine fréquentiel est souvent le plus utilisé [15].

L'analyse fréquentielle met alors souvent en évidence un comportement proche du second ordre.

-Soit  $G(s)$  le système à régler qui est présenté avec un cahier des charges

➤ **1ème étape**

Analyse du système  $G(s)$  pour évaluer les besoins

➤ **2ème étape**

Analyse des contraintes (cahier des charges) souvent ces spécifications sont typiques d'un comportement du deuxième ordre souhaité pour la boucle fermée donc déduire l'amortissement et la pulsation propre

➤ **3ème étape**

Calcul du correcteur : chaque correcteur a ses caractéristiques propres et suivant ce que l'on veut obtenir, on choisira tel ou tel correcteur.

➤ **4ème étape**

Analyse des résultats

-Vérification de la boucle ouverte corrigée : par le tracé du lieu de Bode.

-Vérification de la boucle fermée corrigée : par le tracé de la réponse indicielle et du régime permanent

### ➤ Synthèse d'un correcteur proportionnel intégral

Soit  $G(s)$  un système à régler, présenté avec son cahier des charges après avoir analysé  $G(s)$  et son cahier des charges on déduit :

-Temps de réponse à 5% voulu.

-Amortissement et marge de phase voulue.

-Pulsation propre ( $\omega_n$ ).

### ➤ Calcul du correcteur proportionnel intégral

-Calcul du paramètre  $T_i$ :

❖ Si  $\text{Arg}[G(j\omega_n)] + 180 = \text{marge de phase voulue}$

-La phase ne doit pas être touchée autour de  $\omega_n$  doit calculée, cependant la phase du correcteur doit être annulée dans cette zone. Ainsi le correcteur ne va pas détruire la marge de phase. On impose donc a  $\frac{1}{T_i}$  d'être inférieur d'au moins une décade de  $\omega_n$ .

$$\frac{1}{T_i} < \frac{\omega_n}{10} \Rightarrow \frac{1}{T_i} = \frac{\omega_n}{10} \cdot 0.01$$

$$T_i = \frac{10}{\omega_n - 0.1}$$

Soit  $c_s(s)$  le correcteur proportionnel intégral sans gain :

$$C_s(s) = \frac{1}{T_i} [1 + T_i s] \quad (\text{II.14})$$

❖ Si  $\text{Arg}[G(j\omega_n)] + 180 \neq \text{marge de phase voulue}$

Comme le système dispose de  $\text{Arg}[G(j\omega_n)] + 180$  de marge de phase et que les spécifications en imposent une marge de phase voulue, une perte de  $(\text{Arg}[G(j\omega_n)] + 180 - \text{marge de phase voulue})$  sera tolérée. Cette information permet de déterminer la position limite de  $\frac{1}{\omega_n}$  :

$$\text{Arg} \left[ \frac{1+T_i s}{T_i s} \right] = -90 + \text{arc tan}(\omega_n T_i) = \text{marge de phase} = \text{arg}[G(j\omega_n)] - 180.$$

$$T_i = \frac{1}{\omega_n} * \tan \left[ (\text{marge voulue} - \text{marge de phase} + 90) * \frac{\pi}{180} \right] \quad (\text{II.15})$$

-calcul du gain de l'action proportionnel ( $K_p$ )

$$K_p = \frac{1}{|c_s(j\omega_n) * G(j\omega_n)|} \quad (\text{II.16})$$

## Chapitre II : La synthèse des correcteurs pour la commande des systèmes

-vérification de la boucle ouverte corrigée : par le tracé de Bode du système corrigé en boucle ouverte.

Si on a une marge de phase inférieure à celle exigée, on diminue le gain du correcteur.

-vérification de la boucle fermée corrigée : par le tracé de la réponse indicielle et du régime permanent.

### **Exemple :**

On souhaite régler le système  $G(s) = \frac{1}{(1+7s)}$  (II.17)

#### ❖ Les contraintes du cahier des charges sont :

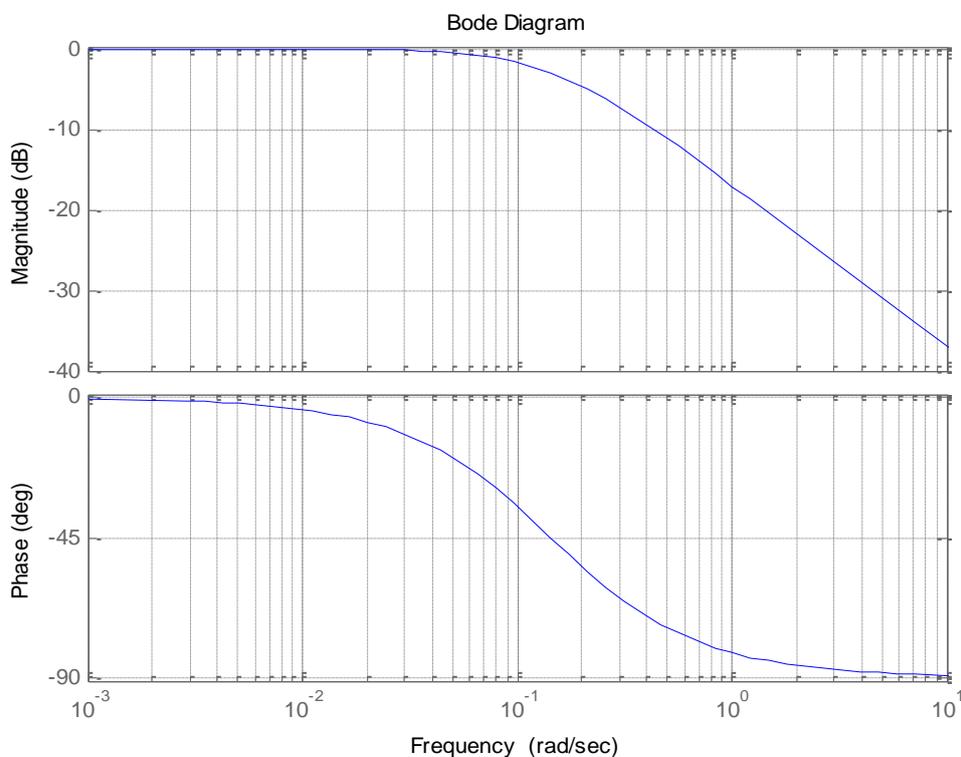
- Dépassement  $D(\%) < 25\%$
- Système en boucle fermée deux fois plus rapide que  $G(s)$
- Erreur statique nulle
- Stabilité

#### ❖ Application de la méthode fréquentielle

##### ➤ 1ère étape

Analyse de  $G(s)$  :

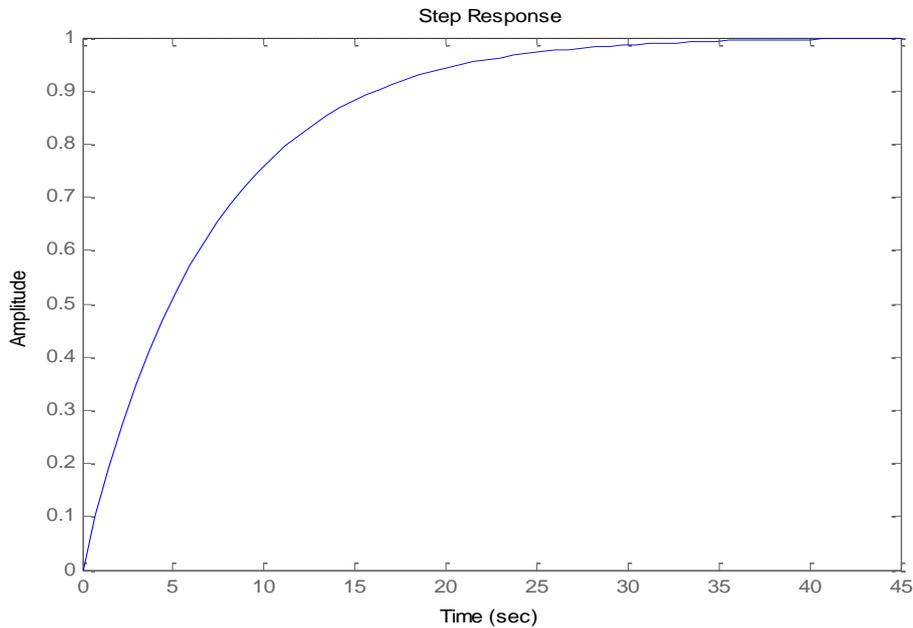
- le tracé du lieu de Bode



**Figure(II.13) :** Lieu de Bode du système non corrigé.

La marge de phase est  $180^\circ$  en  $\omega_c = 0 \text{ rad/sec}$

-La réponse indicielle :



**Figure(II.14) :** Réponse indicielle du système non corrigé.

Le temps de réponse a 5% est :  $t_{rBO}(5\%) = 20.97s$

### ➤ 2ème étape

La courbe de dépassement en fonction de l'amortissement  $D\% = f(\zeta)$  paramétrée en marge de phase présentée par la (figure II.17 indique qu'il faut imposer :

$$-\zeta \geq 0.45$$

$$-M\phi \geq 50^\circ$$

Pour un choix de  $\zeta = 0.58$  et une marge de phase de  $58^\circ$ . et aussi avec la contrainte système en boucle fermée deux fois plus rapide que  $G(s)$ , en se reportant au chapitre 1, la formule  $r(5\%) = f(\omega_n)$  pour  $\xi < 1$  mentionné sur le tableau I.1 informe qu'il faut imposer que  $\omega_n$  de la fonction de transfert en boucle fermée doit être égale à  $\omega_n = 0.5261 \text{ rad/sec}$ .

### ➤ 3ème étape :

-Calcul du correcteur

Le correcteur doit comporter un effet intégrateur pour avoir une erreur statique nulle et un gain pour régler la bande passante. C'est le rôle d'un correcteur proportionnel intégral.

## Chapitre II : La synthèse des correcteurs pour la commande des systèmes

Le correcteur final est :

$$T_i = 1.7606$$

$$K_p = 2.5934$$

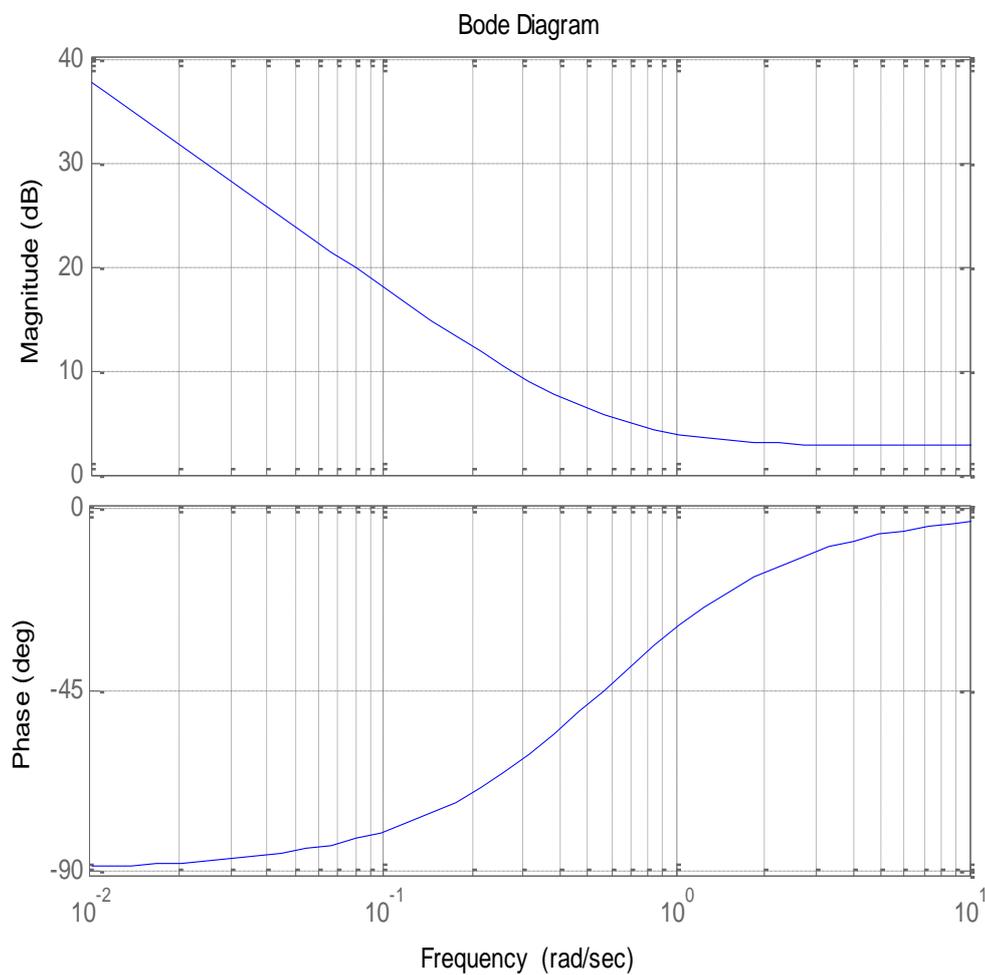
$$c(s) = 2.5934 * \frac{1.7606s+1}{1.7606s} \quad (\text{II.18})$$

➤ **4<sup>ème</sup> étape :**

-Analyse des résultats

-vérification de la boucle ouverte corrigée.

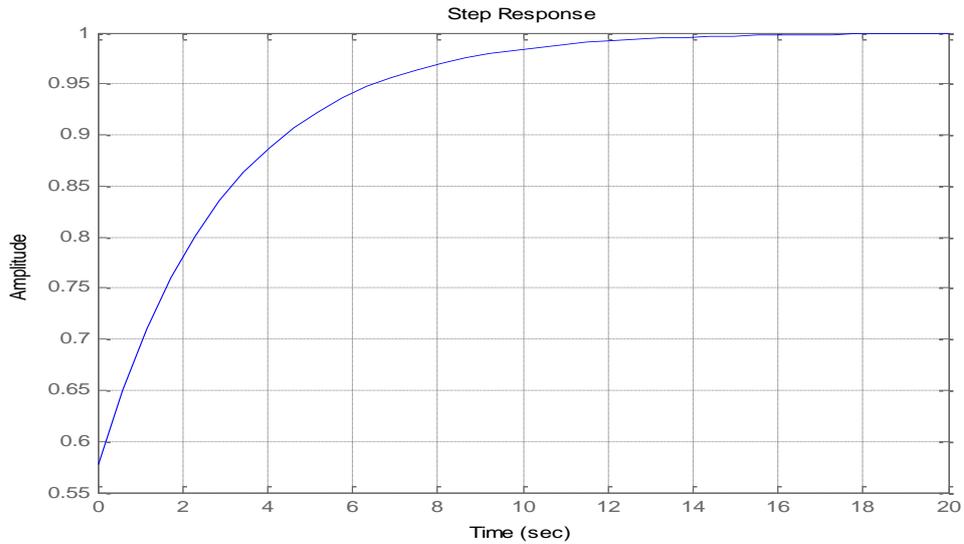
Le tracé de Bode du système corrigé est représenté par la figure suivante :



**Figure(II.15) :** Diagramme de Bode de la boucle ouverte du système corrigé.

La marge de phase corrigée :  $M\phi = 74.8091^\circ$  en  $\omega_n = 0.5261$  rad/sec.

-vérification de la boucle fermée corrigée :

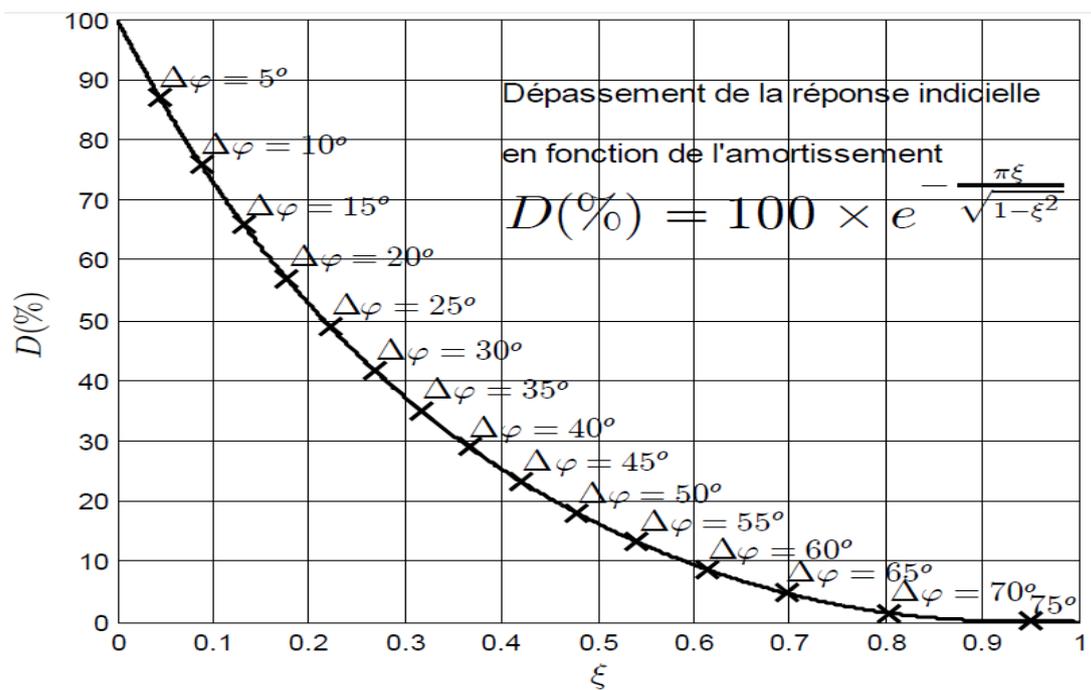


**Figure(II.16):**Réponse indicielle de la boucle fermée corrigée.

$D \% = 0\%$

$t_{rBF}(5\%) = 9.145 \text{ sec}$

Les spécifications du cahier des charges sont tenues.



**Figure(II.17):**Dépassement en fonction de l'amortissement, courbe paramétrée en de phase d'un système de 2eme ordre.

### **II.12 Conclusion**

Dans ce chapitre deux .le régulateur PI a été utilisé comme un outil technique essentiel utilisé dans la commande en vitesse de la machine à courant continu (MCC).

La régulation est la technique utilisée pour contrôler une ou plusieurs grandeurs physiques d'un système telles que la vitesse, la position, etc., en vue d'en imposer le comportement et demaintenir ces grandeurs à des niveaux prédéfinies. On s'est intéressé à l'étude des actions du régulateur PI composé par les trois actions de base.

Il existe plusieurs méthodes pour contrôle le system de commande de MCC ;Nous chosions la méthode fréquentielle .

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

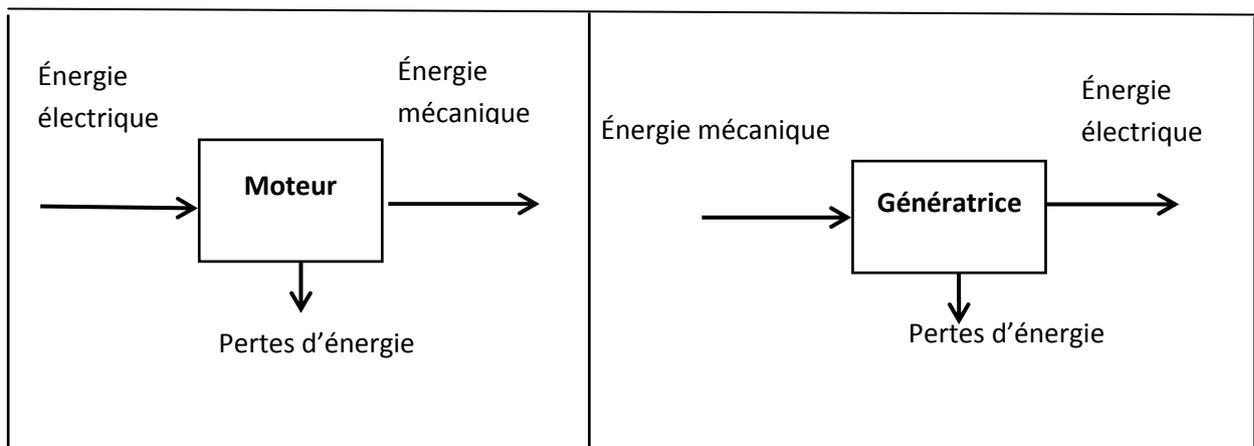
### III.1 Introduction :

Les moteurs à courant continu sont très utilisés dans les systèmes automatiques qui nécessitent une variation précise de la vitesse de rotation.

Dans ce chapitre, on présente la constitution de la machine à courant continu et son principe de fonctionnement. Il s'agit d'établir les différents types des moteurs à courant continu. Ensuite nous donnerons les avantages et les inconvénients. Enfin le domaine d'utilisation.

### III.2 Définition de la machine à courant continu (MCC)

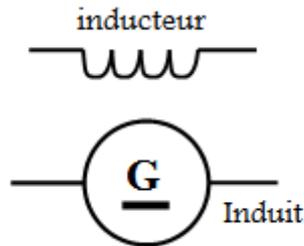
La machine à courant continu est un convertisseur d'énergie, totalement réversible, elle peut fonctionner soit en moteur, convertissant de l'énergie électrique en énergie mécanique, soit en génératrice, convertissant l'énergie mécanique en énergie électrique. Dans les deux cas un champ magnétique est nécessaire aux différentes conversions. Cette machine est donc un convertisseur électromécanique [16].



**Figure(III.1):** Transformation de l'énergie dans une machine MCC [16].

#### Moteur à courant continu

Le moteur à courant continu est utilisé dans les asservissements où la facilité de réglage de la vitesse, du moment du couple, et du sens de rotation, permet une mise en œuvre aisée.

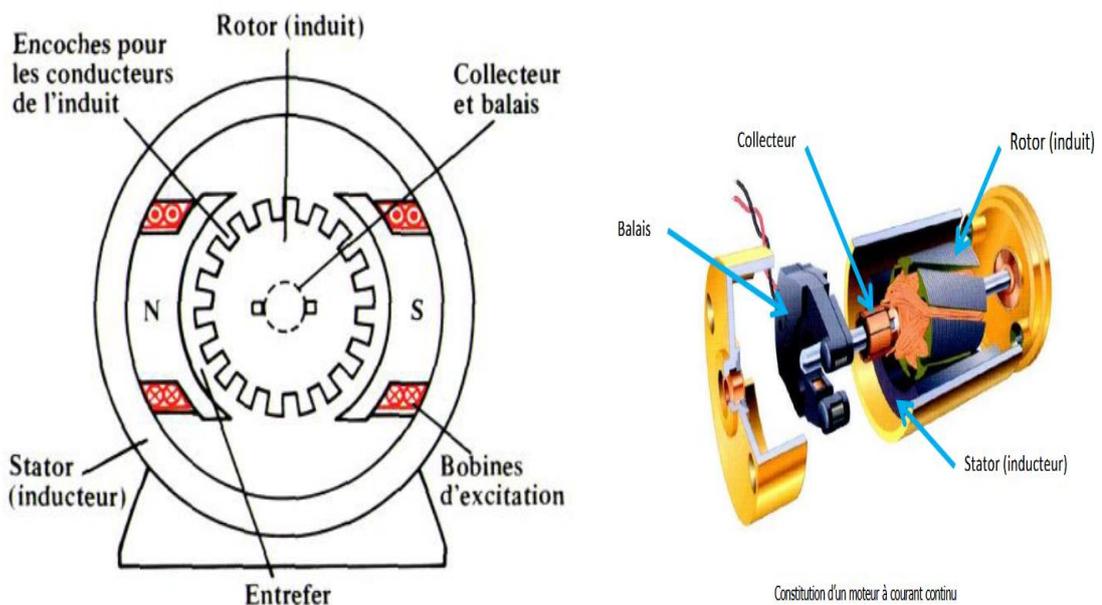


Figure(III.2) : Symbole normalisé d'un MCC

### III.3 Structure de machine à courant continu

La machine à courant continu est constituée de trois parties principales :

- L'inducteur.
- L'induit.
- Le dispositif collecteur / balais [17].



Figure(III.3): Structure d'un moteur à courant continu [17].

#### III.3.1 Inducteur (stator)

Le stator, partie fixe, constitué par un aimant ou un électro-aimant appelé également inducteur qui crée un champ magnétique dirigé vers l'axe du rotor. Se compose de trois parties :

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

---

La carcasse, les pôles principaux et les pôles de commutation sont entièrement feuilletés. Les composants du stator sont soudés ensemble dans un bâti de fixation qui aligne et presse les tôles ensemble en une unité monobloc [16].



**Figure(III.4) :** Stator (inducteur) de la machine à courant continu [16].

### III.3.2 Induit (Rotor)

C'est la partie tournante de la machine à courant continu, elle comporte un noyau magnétique constitué par un empilage des tôles magnétique isolées les unes des autres. Le champ inducteur vu par l'induit au cours d'un tour est variable. Il faudra feuilletter le rotor afin de réduire les pertes fer de l'induit [16].



**Figure(III.5) :** Rotor (induit) de la machine à courant continu [16].

### III.3.3 Balais

Les balais, portés par le stator, frottent sur les lames du collecteur, et permettent d'établir une liaison électrique (contact glissant) entre la partie tournante (l'induit) qui tourne et la partie (l'extérieur) de la machine [16].

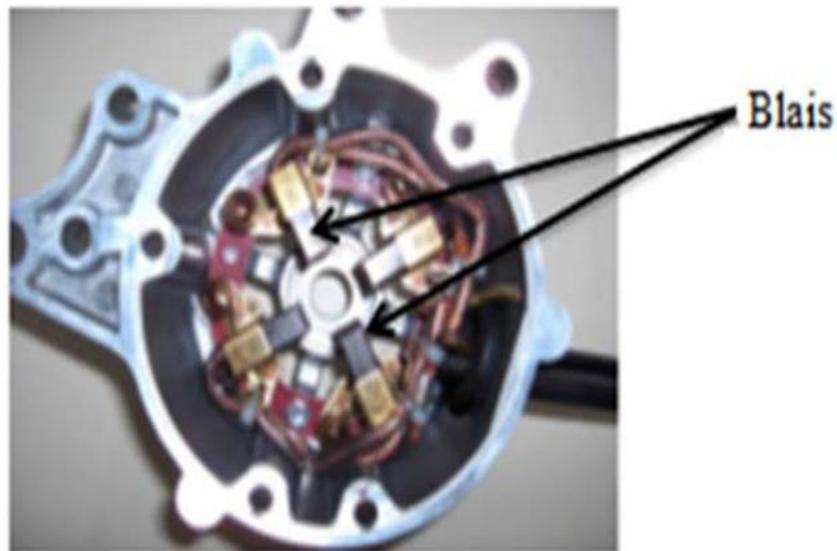


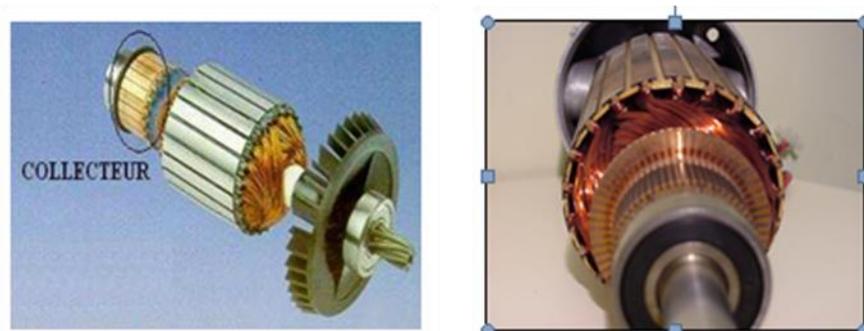
Figure (III.6) : Balais et porte balais [16]

### Porte balais

Le porte-balais est constitué d'une gaine métallique dans laquelle vient se loger les balais et d'un mécanisme de pression qui maintient les balais contre la surface du collecteur [16].

### III.3.4 Collecteur

Le collecteur est un ensemble cylindrique de lames conductrices isolées les unes des autres. Deux par deux, les lames sont reliées à chaque cadre qui constitue le bobinage du rotor (induit). Par conséquent d'entrer en contact avec les lames du collecteur pour réaliser le contact électrique de l'induit [16].

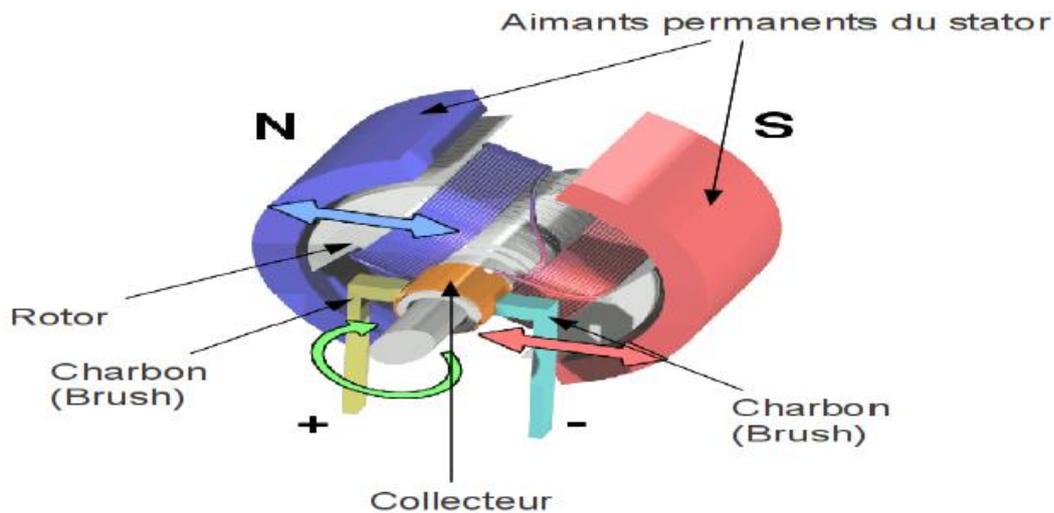


Figure(III.7): Collecteur d'une machine à courant continu [16].

# Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

## III.4 Principe de fonctionnement de MCC

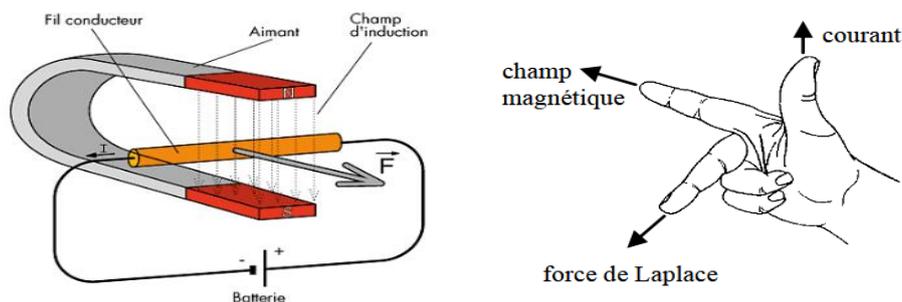
Un conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique du courant avec le champ magnétique crée des forces électromagnétiques. Ces forces forment un couple électromagnétique moteur qui fera tourner l'induit. Le sens de ces forces électromagnétiques est donné par la règle des trois doigts de la main droite [18].



Figure(III.8) : Principe de fonctionnement de MCC [18].

### III.4.1 Principe physique

Un moteur à courant continu est mis en rotation grâce à une force magnétique induite (la force de Laplace). Cette force s'applique à un conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique. L'orientation de cette force est donnée par la règle des trois doigts de la main droite [19] :



Figure(III.9) : Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu [19].

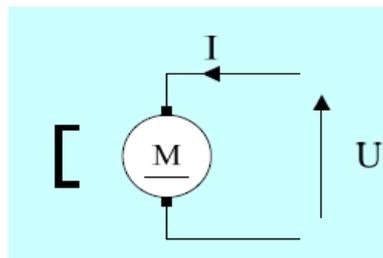
## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

- l'index est placé dans le sens du champ magnétique.
- le pouce donne le sens de parcours des lignes de champ.
- le majeur montre le sens de la force induite de Laplace [19].

### III.5 Types des excitations de moteur à courant continu

#### III.5.1 Moteur à aimant permanent

Cette technologie de moteur permet une réalisation économique de moteurs, en général de faible puissance pour des usages multiples, comme l'automobile, l'audiovisuel, la robotique, les jouets, ... etc. [16].



Figure(III.10) : Schéma équivalence d'un moteur à aimant permanent [16]

#### III.5.2 Moteur a excitation indépendante

Ce moteur est caractérisé par une vitesse réglable par tension et indépendante de la charge. En association avec un convertisseur statique (hacheur) fournissant une tension réglable, la vitesse peut varier sur un large domaine [16].

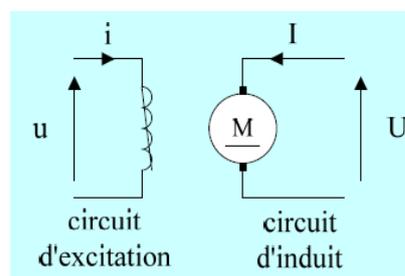


Figure (III.11) : Schéma équivalent d'un moteur à courant continu à excitation indépendante [1]

#### III.5.3 Moteur shunt

L'induit et l'inducteur sont alimentés par la même source de tension [1].

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

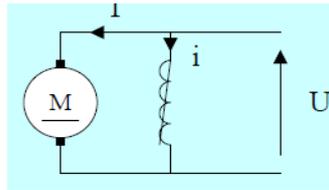


Figure (III.12) : Schéma équivalent d'un moteur à courant continu excitation shunt [16]

### III.5.4 Moteur à excitation série

Ce moteur possède un fort couple de démarrage. Il convient très bien dans le domaine des fortes puissances (1 à 10 MW) pour obtenir un fonctionnement satisfaisant en faible vitesse (traction, laminoirs). En petite puissance il est employé comme démarreur des moteurs à explosion [16].

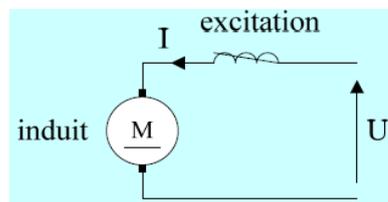
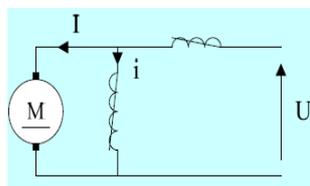


Figure (III. 13) : Schéma équivalent d'un moteur à courant continu à excitation série [16]

### III.5.5 Moteur à excitation composée

Le moteur à courant continu à excitation compound comprend à la fois un enroulement inducteur série et un enroulement inducteur shunt qui sont en général raccordés façon à ce que leurs champs s'additionnent Figure III.12-13.

Cette disposition à deux enroulements permet d'obtenir des caractéristiques qui sont intermédiaires entre celles du moteur à excitation shunt et celles du moteur à excitation série. La régulation de la vitesse est meilleure que dans le moteur à excitation série [16].

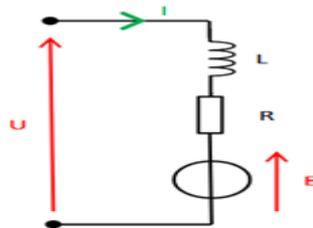


Figure(III.14): Schéma équivalent d'un moteur à courant continu à excitation composée [16]

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

### III.6 Modèle de la machine à courant continu

Le modèle électrique d'un moteur à courant continu est constitué d'une force électromotrice f.é.m. notée  $E$ , proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur, d'une résistance  $R$  (résistance de l'induit) et d'une inductance  $L$  [17].



Figure(III.15) : Le modèle électrique d'un moteur à courant continu [17].

### III.7 Mise en Equations de la machine à courant continu :

#### III.7.1 circuit équivalent

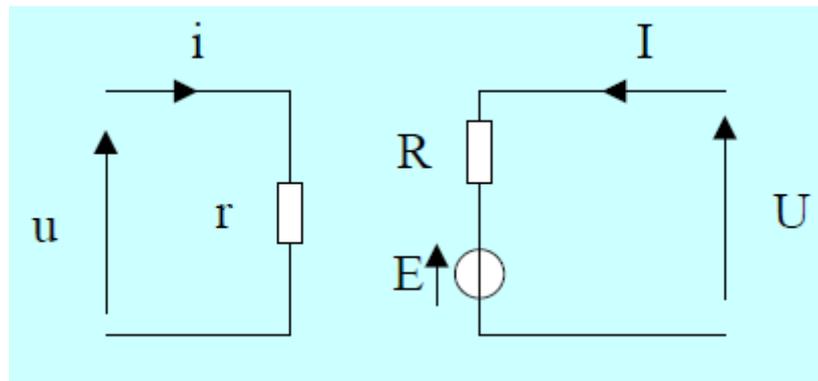


Figure (III.16) : Schéma équivalent d'un MCC.

#### III.7.2 Les équations électrique et mécanique

$$u(t) = E(t) + Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{III.1})$$

Le terme  $L \frac{di(t)}{dt}$  n'existe que si le courant  $i(t)$  est variable, c'est à dire aux régimes transitoires (démarrage, freinage). En régime permanent établi, il est alors possible de simplifier ce modèle [17].

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

---

-**Force électromotrice** : La force électromotrice  $E(t)$  est une tension induite par la variation du champ magnétique reçu par les bobinages. Cette variation est proportionnelle à la vitesse de rotation  $\Omega(t)$  [20]

$$E(t) = K_e \Omega(t) \quad (\text{III.2})$$

Ou  $K_e$  est la constante électromagnétique (en Vs/rad) caractéristique du moteur, donnée par le constructeur [20].

-L'équation mécanique rendant comptes agissant sur le rotor s'écrit :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = C(t) - C_r(t) - F \quad (\text{III.3})$$

Ou  $C(t)$  est le couple moteur,  $C_r(t)$  est le couple résistant (charge et perturbations),  $F$  le coefficient de frottement visqueux et  $J$  le moment d'inertie du rotor. Par construction, le couple  $C(t)$  exercé par le stator sur le rotor est proportionnel au courant  $i(t)$  qui alimente le moteur :

$$C(t) = K_c \cdot i(t) \quad (\text{III.4})$$

En l'absence de perte :

$$K_e = K_c \quad \text{Avec} \quad K_c: \text{constant de couple.}$$

-Le couple moteur  $C_m$  provenant du champ magnétique est donné par :

$$C_m = K_c \cdot I(t) \quad (\text{III.5})$$

-le couple de frottement  $C_f$  est proportionnel à la vitesse de rotation du rotor, tel que :

$$C_f = f \cdot \omega(t) \quad (\text{III.6})$$

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

$$C_m - C_f = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} = K_c \cdot I(t) - f \cdot \omega(t) = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (\text{III.7})$$

-**Puissance mécanique et électrique** : En l'absence de perte, il vient :

### **Puissance mécanique**

$$P_{em}(t) = C(t) \Omega(t) \quad (\text{III.8})$$

### **Puissance électrique**

$$P_{em}(t) = E(t)i(t) = U(t)i(t) - Ri(t)^2 \quad (\text{III.9})$$

Avec :

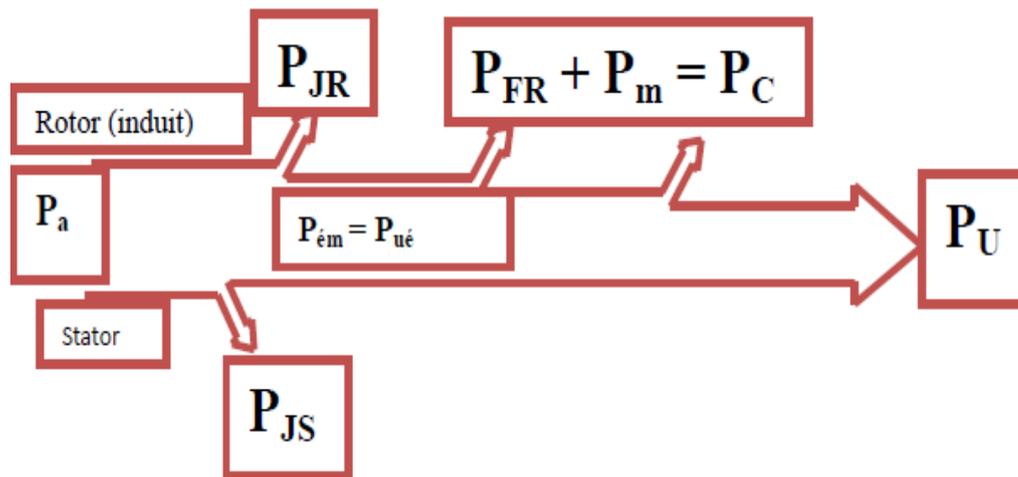
$u(t)$  : Tension appliquée au moteur

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

---

$e(t)$  : Force contre électromotrice,       $C_r$  : Couple résistant,  
 $i(t)$  : Intensité traversant le moteur,       $f$  : Coefficient de frottement visqueux,  
 $J$  : Moment d'inertie de l'axe,       $C_p$ : couple de pertes  
 $K_c$  : Constante de couple,       $\Omega(t)$  : Vitesse de rotation du rotor,  
 $K_p$  : Couple de pertes,       $K_e$  : Constante de vitesse,

- Bilan des puissances** : On peut représenter le bilan des puissances mises en jeu dans un moteur à courant continu en fonctionnement nominal par une flèche qui rétrécit au fur et à mesure que la puissance diminue.



**Figure (III.17)** : Bilan de puissance.

$P_a$  : Puissance absorbée

$P_u$  : Puissance utile

$P_{ém}$  : Puissance électromagnétique

- Le rendement**

Les moteurs à courant continu consomment une partie de l'énergie absorbée pour leur fonctionnement. L'énergie mécanique fournie sera toujours plus petite que l'énergie électrique absorbée. Le rapport entre l'énergie fournie et l'énergie absorbée est le rendement.

$$n = \frac{p_u}{p_a} \tag{III.10}$$

$P_u$  : Puissance utile.

$P_a$  : Puissance absorbée [21].

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

---

### III.7.3 Comportement dynamique

On peut exprimer le comportement dynamique d'un MCC avec la forme de transformées de Laplace, comme suit :

$$\begin{aligned}
 U(t) &= R \cdot I(t) + L \frac{dI(t)}{dt} + E(t) & \longrightarrow & U(p) = E(p) + (R + LP) I(p) \\
 E(t) &= K_e \Omega(t) & \longrightarrow & E = K_e \Omega(p) \\
 C(t) &= K_c \cdot I(t) & \longrightarrow & C(p) = K_c \cdot I(p) \\
 J \frac{d\Omega(t)}{dt} &= C(t) - C_r(t) - f \cdot \Omega(t) & \longrightarrow & J \cdot p \cdot \Omega(p) = C(p) - C_r(p) - f \cdot \Omega(p)
 \end{aligned}
 \tag{III.11}$$

### III.7.4 La fonction de transfert de MCC sans couple résistant $C_r$

- En modifiant les équations (III.11), On aura :

$$U(p) = K_e \cdot \Omega(p) + (R + LP) I(p) \tag{III.12}$$

$$J \cdot p \cdot \Omega(p) = K_c \cdot I(p) - f \cdot \Omega(p) \quad \longrightarrow \quad I(p) = \frac{(f + Jp)\Omega(p)}{K_c} \tag{III.13}$$

- Ensuite, remplaçant l'équation (III.13) dans l'équation (III.12) et on aura :  $K = K_c = K_e$

$$U(p) = K_e \cdot \Omega(p) + (R + LP) \frac{(f + Jp)\Omega(p)}{K_c} \quad \longrightarrow \quad ((R + LP)(f + Jp) + K^2) \Omega(p) = U(p) K$$

- La fonction de transfert cible  $H(p)$  est le rapport entre la tension entrant dans le moteur  $U(p)$  et la vitesse de sortie  $\Omega(p)$ :

$$H(p) = \frac{\Omega(p)}{U(p)} = \frac{K}{(R + LP)(f + Jp) + K^2} \tag{III.14}$$

-La fonction de transfert recherchée  $H(p)$  est entre la tension entrant  $U(p)$  dans le moteur et la vitesse de sortie  $\Omega(p)$ , On a une vitesse 1750 tr/min pour la convertir en rad/sec il faut la multiplier par  $2\pi/60$  ce qui donne :  $1750 \cdot 2\pi/60 = 183.26$  rad/sec

-Etant donné que la tension nominale du moteur est égale à 150 volts, la vitesse de référence sera multipliée par  $150/183.26$ , ce qui permettra de convertir la vitesse de rotation (rad/s) en tension (volts)

$$H(p) = \frac{\Omega(p)}{U(p)} = \frac{K}{(R + LP)(f + jp) + K^2} * \frac{150}{183.26} \tag{III.15}$$

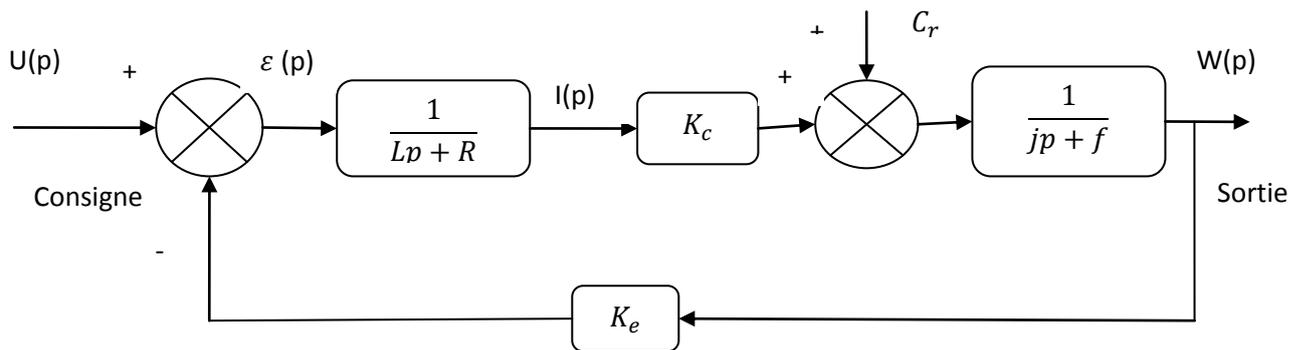
## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

### ➤ Schémas blocs du MCC

On a pu modéliser le moteur sous forme schéma bloc à travers la fonction de transfert obtenue, les paramètres d'entrée sortie sont présentés dans ces schémas blocs.

Considérons la tension aux bornes de l'induit comme grandeur d'entrée et la vitesse de rotation du moteur comme grandeur de sortie, nous obtenons un schéma bloc tension-vitesse qui nous permet de voir l'évolution de la vitesse avec la tension, qui est présentée par la

**Figure 18** ci-dessous



**Figure (III. 18) :** Schéma bloc du modèle de moteur électrique en vitesse [23]

### III.8 Utilisation de la machine à courant continu

Le moteur série est intéressant quand la charge impose d'avoir un gros couple, au démarrage et à faible vitesse de rotation.

Le moteur est particulièrement adapté aux entraînements de machines nécessitant des vitesses réglables (action sur la tension) et présentant un couple important en basse vitesse (machines-outils).

- ✚ démarreur (automobile ...).
- ✚ moteur de traction (locomotive, métro ...).
- ✚ appareils de levage.
- ✚ Ventilateurs, pompes centrifuges, compresseurs, pompes à piston.
- ✚ Machines-outils à couple variable ou à mouvement alternatif (étaux limeurs, raboteuses) [21].

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

---

### III.9 Les avantages et inconvénients

#### ➤ Les avantages

- Alimentation aisée dans les systèmes transportant leur réserve d'énergie (autonome) : pile ou batterie.
- La variation de fréquence de rotation est simple à réaliser.

#### ➤ Les inconvénients

Le principal problème de ces machines vient de la liaison entre les balais, ou charbons et le collecteur rotatif.

- Plus la vitesse de rotation est élevée, plus les balais doivent appuyer fort pour rester en contact et plus le frottement est important.
- Aux vitesses élevées les charbons doivent être remplacés très régulièrement.
- Le contact électrique imparfait cause des arcs électriques, usant rapidement le commutateur et générant des parasites dans le circuit d'alimentation.

Pour des fonctionnements en moteur de petite puissance, ce problème peut être résolu grâce à la technologie du moteur à courant continu sans balai communément appelé moteur brushless. Un dispositif d'électronique de puissance remplace l'ensemble balai collecteur. La position du rotor est détectée par des capteurs à effet Hall et le courant est commuté par des transistors à effet de champ [22].

### III.10 Synthèse de régulateur en appliquant la méthode fréquentielle

On souhaite régler la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu MCC, dont sa fonction de transfert est donnée par :

$$G(s) = \frac{K_c}{(R+LP)(f+jp)+K_cK_e}$$

Les valeurs numériques des différents paramètres de la MCC sont illustrés dans le tableau (III.1)

, suivant :

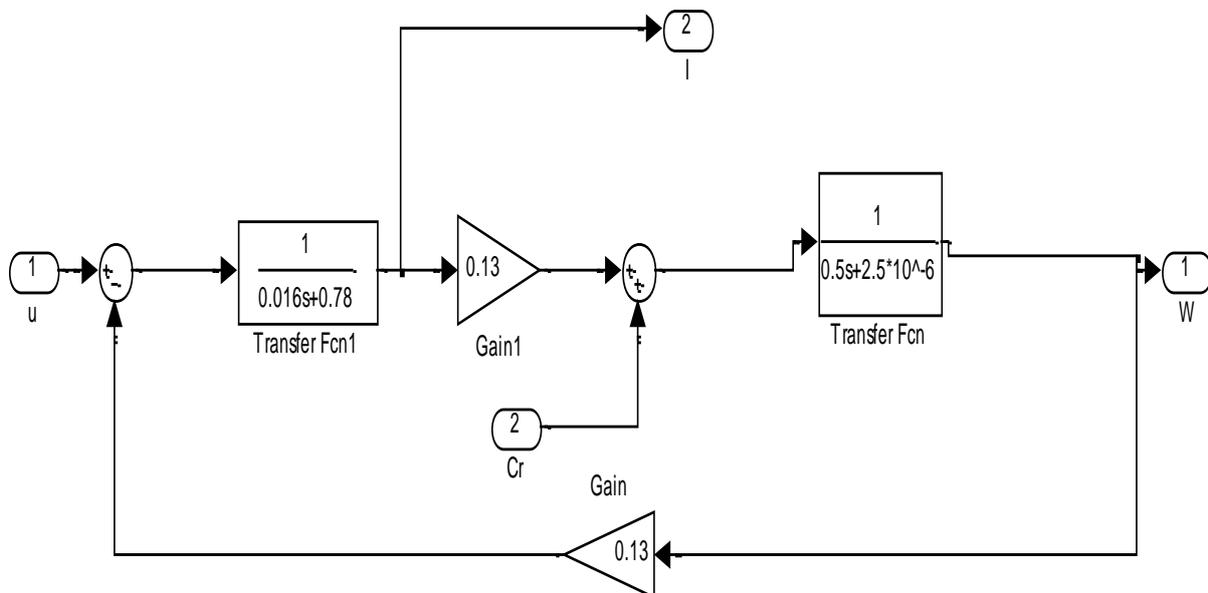
## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

Tension nominale	$U_{nom}=150v$
Tension maximale	$U_{max}=240v$
Courant permanent maximal	$I_{max}=86A$
Courant permanent nominale	$I_{min}=9A$
Constante de couple	$K_c=0.13Nm. A^{-1}$
Constante de vitesse	$K_e = 0.13Nm. A^{-1}$
Inductance	$L=0.016 H$
Moment d'inertie rapporté au rotor	$J=0.5 kg. m^2$
Coefficient de frottement visqueux	$F=2.5*10^{-6}$
Résistance aux bornes	$R=0.78 \Omega$
Vitesse nominale	$W=1750 tr/min$

**Tableau(III.1):** Valeurs numériques d'un moteur à courant continu [23].

### ➤ Schéma de simulation du MCC

Le schéma de simulation du MCC est donné par la figure (III.19) suivante :



**Figure (III.19) :** Schéma bloc de moteur à courant continu (MCC).

# Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

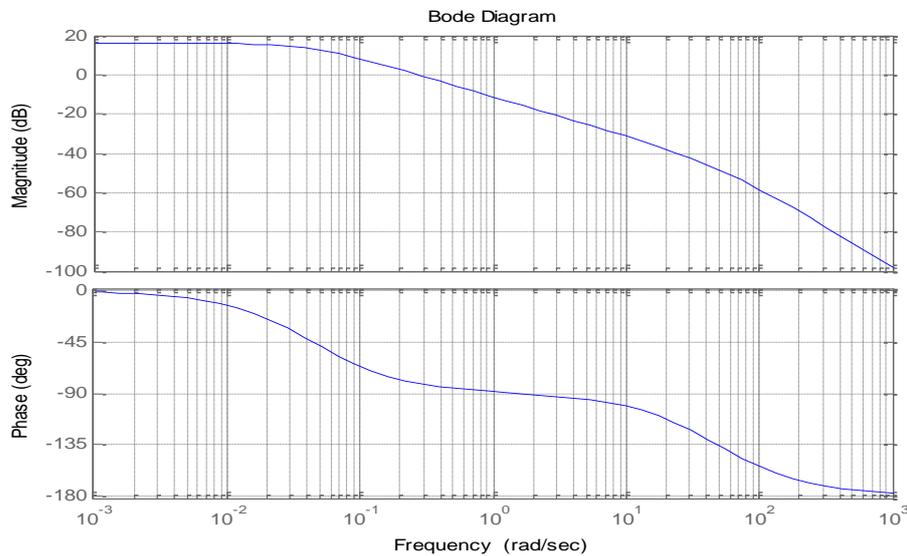
## Cahier des charges

Les performances de régulation imposées, sont résumées par le cahier des charges suivant :

- 1-Stabilité en boucle fermée,
- 2- un dépassement  $D(\%) < 20\%$ ,
- 3-Système en boucle fermée deux fois plus rapide que le système en boucle ouverte (BO),
- 4- Avoir une erreur statique nulle.

## Analyse du système en BO

- Le tracé du lieu de Bode a bouclé ouvert :



**Figure(III.20) :** Lieu de Bode du système non corrigé

A partir de l'analyse du diagramme de Bode du système en BO, (figure III.20), on trouve :

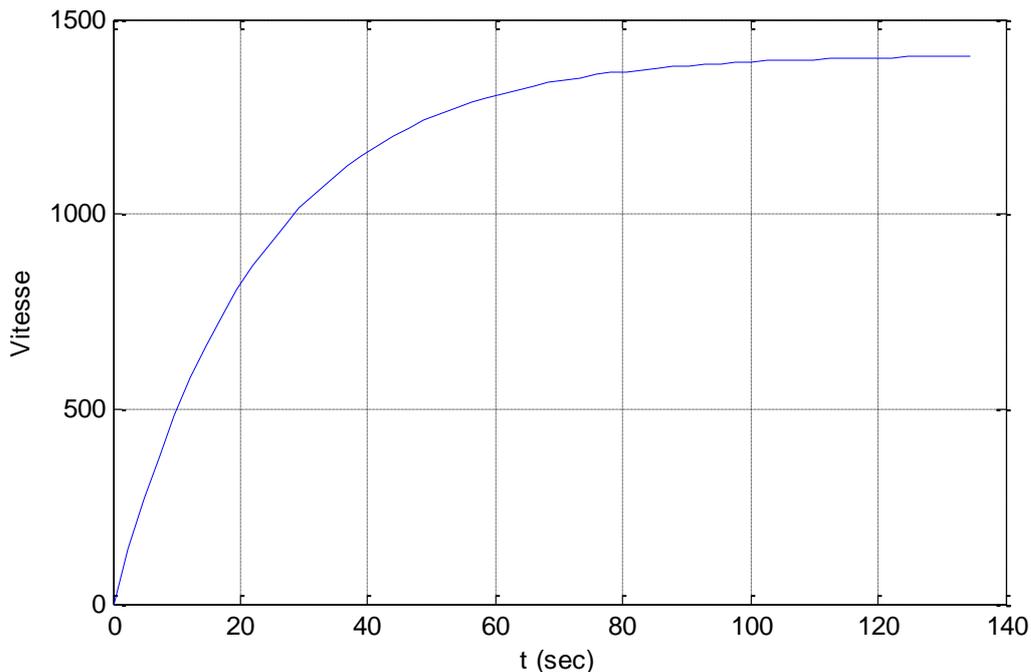
La marge de phase  $M\phi = 97.0815$ ,  $T_{rBO} = 69,1096(s)$

Une pulsation de coupure à  $0.3_{dB}$   $\omega_c = 0.3 \text{ rad/sec}$

-La vitesse de rotation du MCC pour une entrée échelon d'amplitude de 150 volts est illustrée par la figure III.21,

La figure III.21, montre un temps de réponse à 5 % est :  $T_r(5\%) = 34.6799 \text{ s}$ , et une mauvaise poursuite de régime permanent. ( écarts statique très important)

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu



**Figure (III.21) :** Vitesse de rotation du MCC en BO pour une entrée  $U(t)=150$ volts.

Pour avoir un dépassement maximal  $D\% < 20\%$ , la courbe de dépassement en fonction de l'amortissement  $D\% = f(\zeta)$  paramétrée en marge de phase indiquée, donnée par la figure II.17, qu'il faut imposer :

- un coefficient d'amortissement  $\zeta \geq 0.45$
- une marge de phase  $M\phi \geq 50^\circ$

Pour un choix de  $\zeta = 0.60$  et une marge de phase de  $65^\circ$ .

Pour déterminer la pulsation de  $\omega_n$ , on utilise la formule  $t_r(5\%) = f(\omega_n)$  pour  $\xi < 1$  mentionnée sur le (tableau I.1),

Afin d'avoir un système en boucle fermée (BF) deux fois plus rapide qu'en boucle ouverte (BO), il faut imposer un  $\omega_n$  de la fonction de transfert en boucle fermée,

$$\omega_n = (1(\xi * t_{r\_voulue})) * \log(0.05 * \sqrt{1 - \xi^2}) \quad (\text{III.17})$$

$$\omega_n = 0.1553 \text{ rad/sec.}$$

Pour annuler l'erreur statique le correcteur doit comporter un effet intégrateur dans sa fonction de transfert :

- Nous avons choisi un régulateur PI

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

### ➤ Description des régulateurs PI

$$C_1(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (\text{III.18})$$

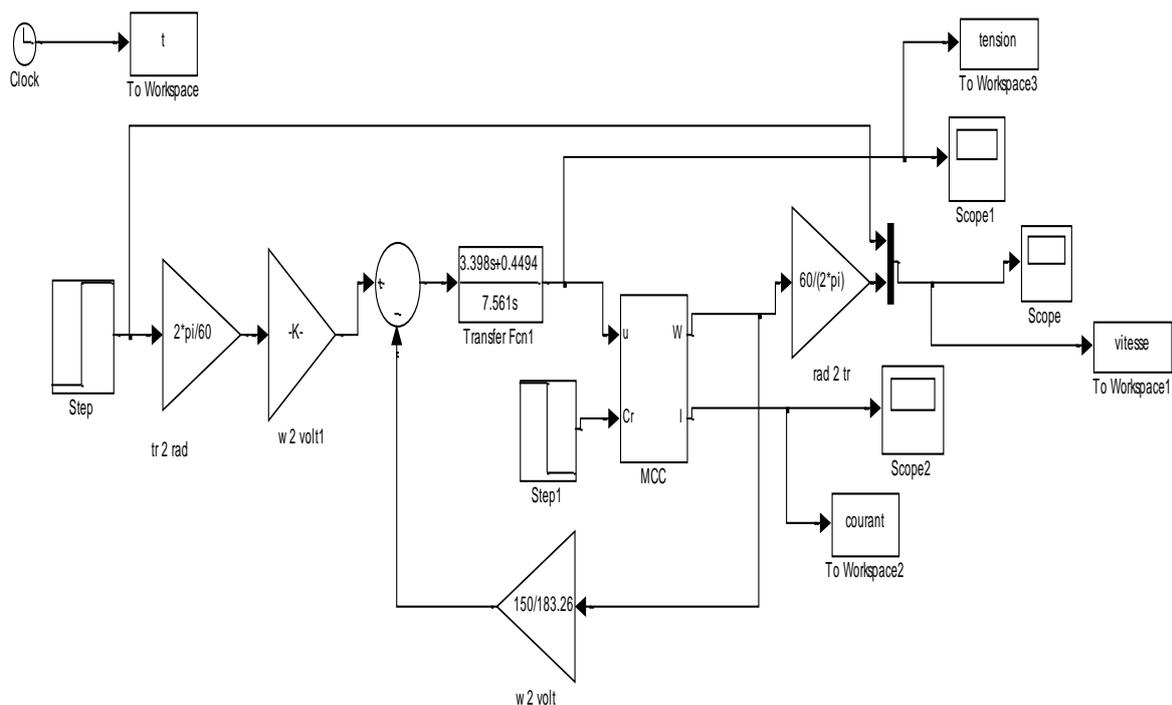
Le tableau III.2 suivant contient les valeurs des gains calculés par méthode fréquentielle.

Les Paramètres de $C_1(p)$	$T_i$	$K_p$
Les valeurs obtenues	7.5609 sec	0.4494

**Tableau(III.2) :** Les valeurs des gains de régulateur.

$$C_1(s) = \frac{3.398s + 0.4494}{7.561s} \quad (\text{III.19})$$

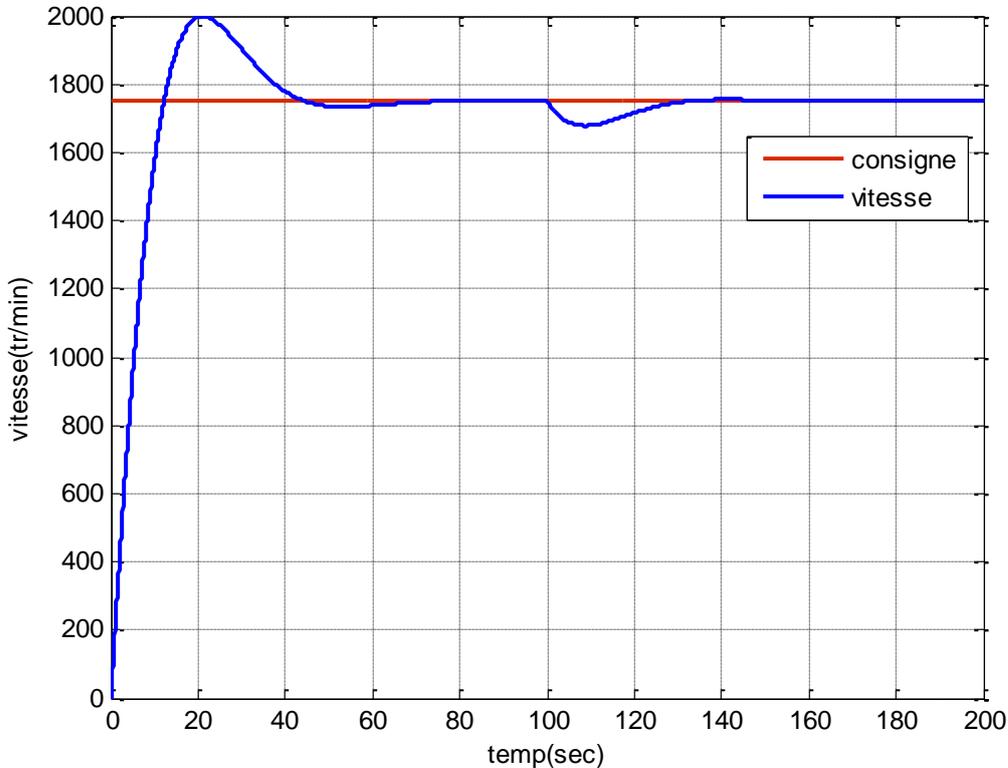
### ❖ Schéma bloc du système de commande en boucle fermée MCC



**Figure(III.22):** Schéma fonctionnel d'un moteur à courant continu MCC réglé à l'aide d'un régulateur PI.

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

Après simulation, l'évolution de vitesse de rotation du MCC est illustrée par la figure III.23, suivante :

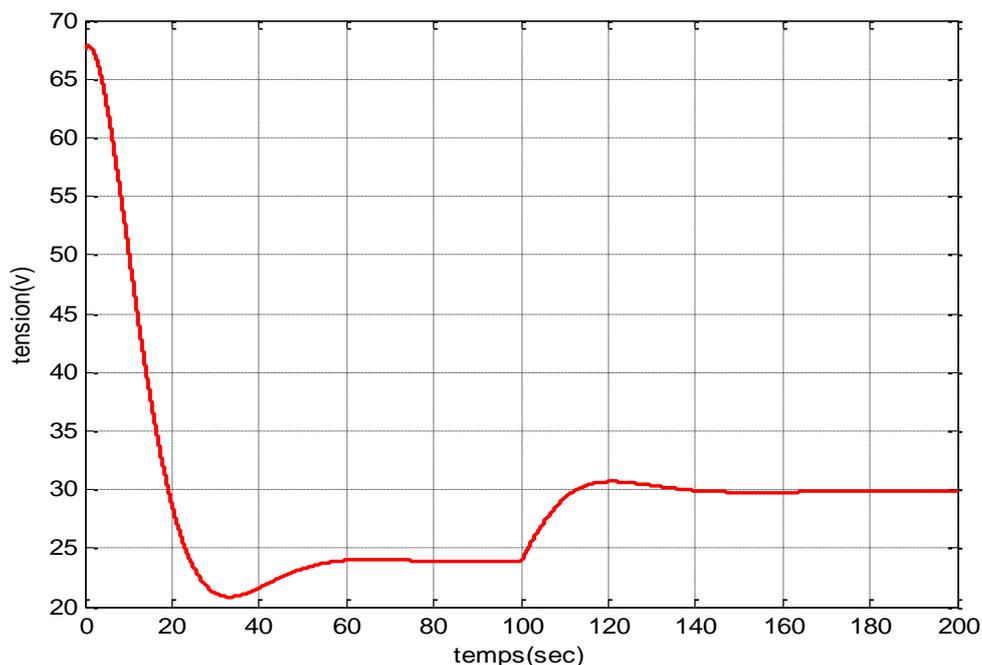


**Figure (III.23)** : Courbe d'évolution de vitesse par la méthode fréquentielle

-Au démarrage, la vitesse de rotation du moteur présente un pic maximum de 2000 tr/min, puis l'instant  $t=70$  sec la vitesse se stabilise à sa valeurs nominale 1750 tr /min, ce qui montre une très bonne a poursuite de consigne. La courbe de vitesse présente un dépassement de 14% et un temps de réponse de 34.6799, Tous ces résultats montrent que le cahier des charges est respecté. Après 100 sec (à vide), on applique un couple de charge  $C_r = 1$  N.m, on remarque que la vitesse chute jusqu'à 1700 tr/min puis retourne à sa valeur initiale, puis se stabilité a la valeur de référence 1750 tr/min. Ce qui montre la robustesse de notre commande.

L'évolution du signal de commande du régulateur PI, appliqué à la MCC est illustrée par la figure III.24, suivante :

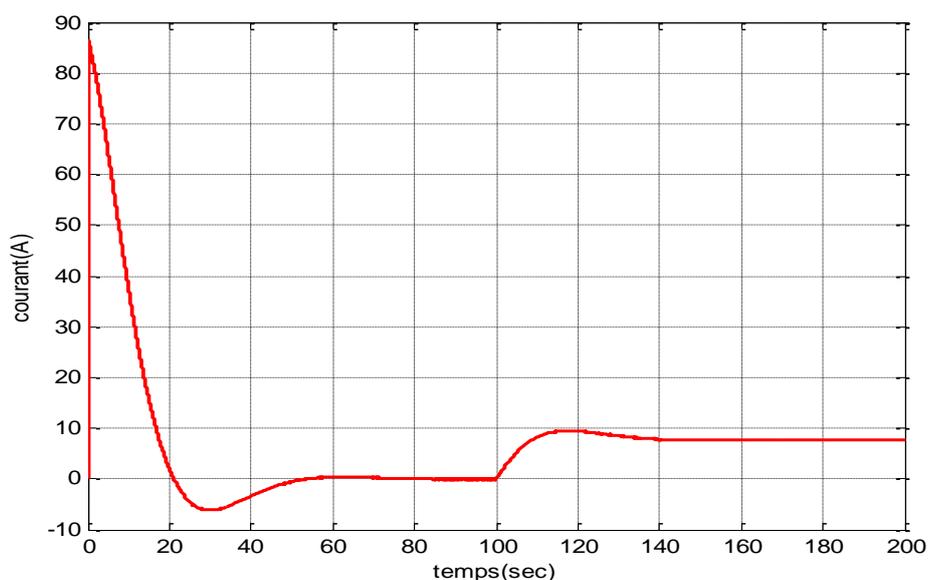
## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu



**Figure (II.24)** : Courbe d'évolution de la tension de commande par la méthode fréquence.

--En régime transitoire la courbe de tension présente un pic de 67 volts, ensuite la tension se stabilise à l'instant  $t=60s$  à la valeur de 24 volts, après l'instant  $t=100 s$  nous avons appliqué une couple résistance  $C_r = 1 Nm$  et observe une augmentation de tension à  $u=30$  volts puis stabilise à cette valeur.

L'évolution du signal de courant, appliqué à la MCC est illustrée par la figure III.25 :



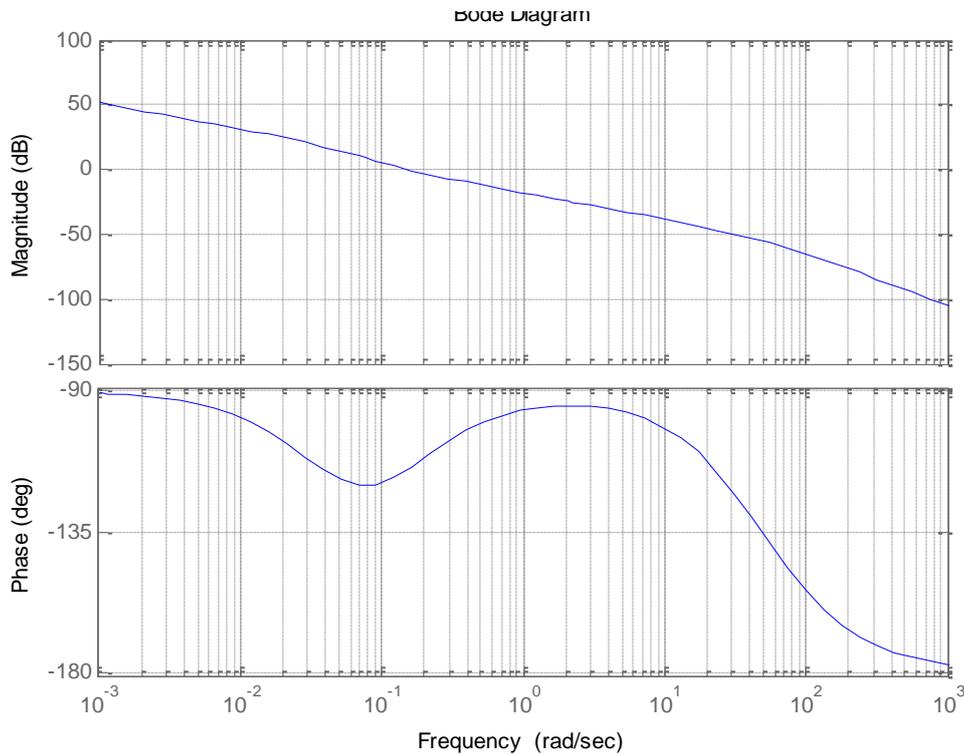
**Figure(III.25)** : Courbe de courant par la méthode fréquence.

## Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

En régime transitoire la courbe de courant présente un pic de 86 A, le courant stabiliser à l'instant  $t=60$  sec, à  $t=100$  sec nous avons appliqué un couple résistance  $C_r = 1 \text{ Nm}$  et on observe une augmentation de courant  $I=7.7 \text{ A}$  puis stabilise a cette valeur.

### Analyse de résultats en boucle fermée

- ✓ Analyse de résultats
- ✓ vérification de la boucle ouverte corrigée.
- Le tracé de Bode du système corrigé est donné par la figure III.26, suivante :



**Figure (III.26) :** Diagramme de Bode du système corrigé

La marge de phase du système corrigé :  $M_\phi = 65^\circ$  et la pulsation de coupure à  $0.3 \text{ dB}$  est égale à  $\omega_n = 0.3 \text{ rad/sec}$ . (Les résultats voulus sont tenus)

➤ Vérification de la boucle fermée corrigée

-Le tableau III.3 présente la valeur de dépassement  $D$  (%) et du temps de réponse  $T_r(5\%)$  obtenue avec la méthode fréquentiel.

	D%	$T_r(5\%)$
Les valeurs obtenues	14%	34.6799

**Tableau(III.3) :** Valeurs du dépassement et temps de réponse données par méthode fréquentiel

## **Chapitre III : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu**

---

-Les résultats abutons après l'étude réaliser avec les processus système, nous avons obtenir une réponse satisfaisant le cahier des charge

### **III.11 Conclusion**

Ce chapitre a permis de rappeler les différents éléments qui constituent une machine à courant continu et le principe de fonctionnement. Nous avons appliqué la méthode fréquentielle pour dimensionner un régulateur de type PI pour contrôler la vitesse de rotation du moteur à courant continu (MCC). Les résultats de simulation de la commande de vitesse de rotation du MCC en boucle fermée ont montré que la méthode fréquentielle utilisée pour le dimensionnement du régulateur PI, à permet de satisfaire entièrement le cahier des charges. Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la méthode d'optimisation par essaim de particule (PSO) pour le dimensionnement de régulateur.

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

---

### IV.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 particulaire. 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[24].

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 [24].

### IV.2 Définition P.S.O

L'optimisation par Essaim de particule (OEP) ou bien (PSO) est une technique utilisée pour explorer l'espace de recherche d'un problème quelconque pour trouver l'ensemble des paramètres qui maximise/minimise un objectif particulier. L'objectif est d'avoir les particules converge sur l'optimum de la fonction. Cet objectif est atteint en suivant un algorithme dédié que l'on verra par la suite. [24]



**Figure(IV.1)** : Volée d'Anser en formation en V [25].

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

### IV.3 Principe de fonctionnement

La population dans l'algorithme PSO est nommée essaim, chaque individu du groupe est dit particule. Le déplacement de toute particule est régi par des règles et conditions bien spécifiques, influencé par le mouvement des autres particules du voisinage [26].

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 s'efforce de suivre instinctivement son cap de déplacement.
- Une composante cognitive : la particule fait tout pour se diriger vers la meilleure position rencontrée jusqu'à présent.
- Une composante sociale : la particule s'inspire également de l'expérience, du parcours des autres particules, pour se diriger vers la meilleure position rencontrée par ses voisins.
- Ce déplacement est illustré dans la Figure suivante [26].

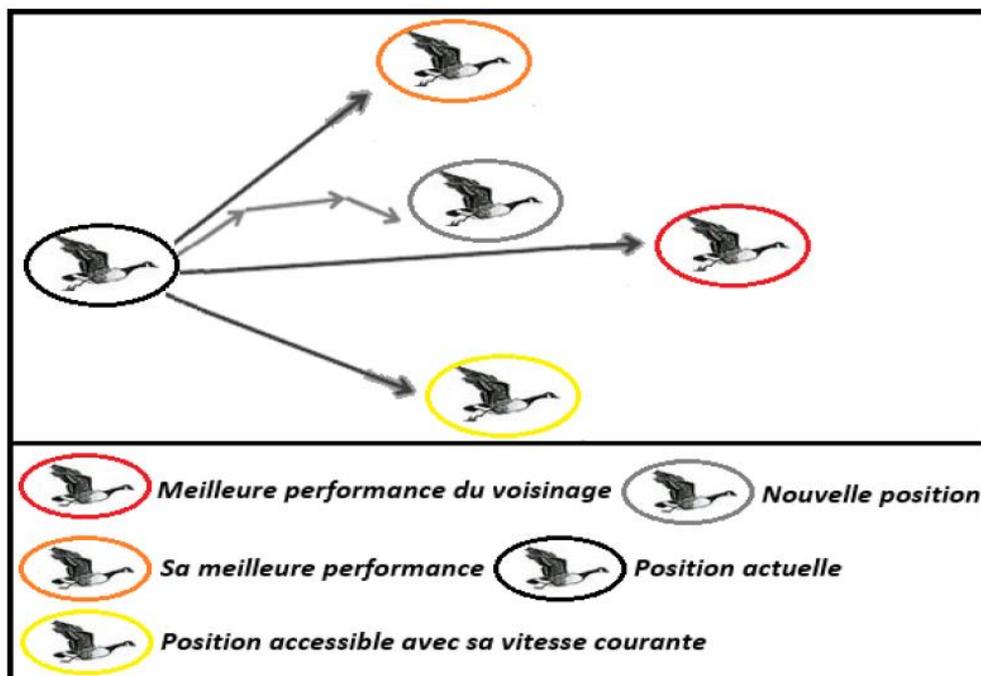


Figure (IV.2) : Principe de fonctionnement [26].

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

---

A terme, on se rend compte que toutes les particules, après un certain nombre d'itérations, convergent vers une même position, somme toute la meilleure rencontrée par l'ensemble des particules. Cela ne signifie pas pour autant, dans l'absolu, que c'est la meilleure position du voisinage, juste que c'est la meilleure rencontrée [26]

Pour être en mesure d'utiliser le PSO, il est indispensable de définir un espace de recherche (composé de particules) et une fonction "objectif" à optimiser. La méthode de l'algorithme consiste alors à déplacer ces particules de telle sorte qu'elles trouvent l'optimum (comme explicité précédemment), elles doivent disposer :

- De données relatives à leurs positions, connaître leurs coordonnées avec comme condition qu'elles soient comprises dans l'espace de définition.
- De la meilleure position qu'elles ont rencontrée.
- De la meilleure position rencontrée par leur voisinage et le résultat de leur fonction «objectif».
- De leur vitesse qui leur permet de se déplacer et de changer de position au fil des itérations.
- D'un voisinage, c'est le sous-ensemble de particules qui interagit directement avec la particule (surtout celle possédant la meilleure position) [26].

D'après Maurice Clerc et Patrick Siarry, [27] l'évolution d'une particule n'est finalement qu'une fusion de trois types de comportements :

- Egoïste (se déplacer suivant sa vitesse actuelle).
- Conservateur (revenir en arrière en prenant en compte sa meilleure performance).
- Panurgien (suivre aveuglement le meilleur de tous en considérant sa performance).

Finalement on remarque un compromis psycho-social entre d'une part la confiance en soi et d'autre part l'influence des relations sociales.

### IV.4 Principe de voisinage

Chaque particule dispose d'un sous-ensemble d'autres particules avec lequel elle est en interaction, c'est le voisinage de la particule. Cet entre le ciment de rapports entre toutes les particules est assimilé à la sociométrie ou à la topologie de l'essaim. On dénombre deux types de voisinage :

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

### IV.4.a Voisinage géographique

C'est un voisinage dynamique où les voisins sont les réajustés en se référant à une distance prédéfinie dans l'espace de recherche. C'est donc bien un voisinage dynamique tel qu'illustré sur la figure suivante [26] :

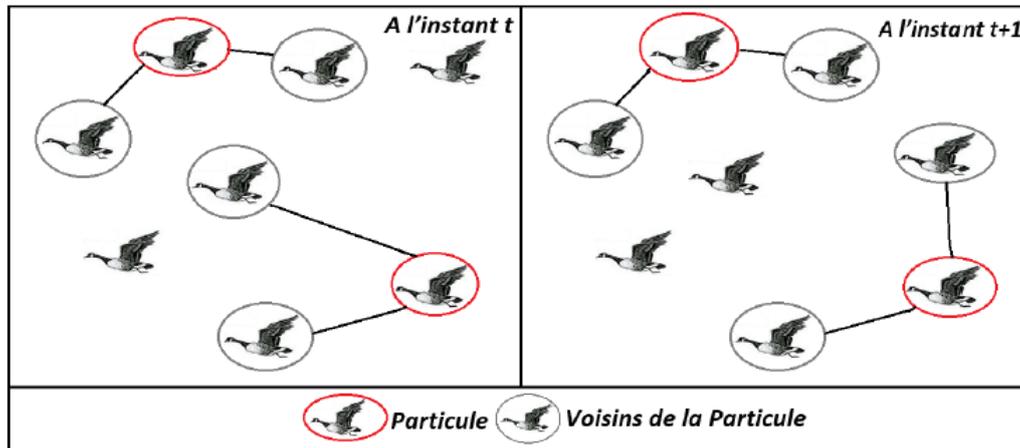


Figure (IV.3) : Voisinage géographique à l' instant t et t+1 [26].

Dans cet exemple on va supposer que le voisinage d'une particule est un groupe formé des deux particules les plus proches. Dans la Figure (IV. 3), la notion de voisinage dynamique est mise en évidence puisque pour un même essaim à l'instant « t » et à l'instant « t+1 » le voisinage n'est plus le même [26].

### IV.4.b voisinages sociaux

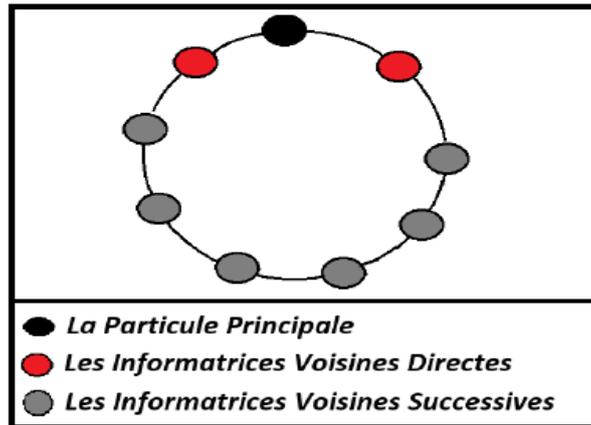
Ce type de voisinage est considéré comme statique, les voisins restent figés, autrement-dit, ils demeurent inchangés. C'est le voisinage auquel on a le plus souvent recours, en raison :

- De sa simplicité de programmation.
- Parce qu'il offre un meilleur rapport temps/coût, en termes de calcul.
- Dans un scénario de convergence, un voisinage social s'oriente forcément vers un voisinage géographique.

Dans la figure qui va suivre, les particules sont d'abord semées de manière fictive en forme de cercle, ensuite pour la particule étudiée, on insère au fur et à mesure dans ses informatrices, dans un 1er temps elle-même, dans un 2ème temps celles qui lui sont adjacentes, puis de proche en proche jusqu'à atteindre la taille souhaitée, ainsi que définie dans la figure ci-après [26].

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

---



Figure(IV.4) : Voisinage en cercle (choix régulier des informatrices) [26].

Dans cet exemple, la particule principale est placée en haut (en noir), ses informatrices correspondent aux deux particules directement à sa droite et à sa gauche (en rouge dans notre figure).

Dans l'ébauche ci-dessous par contre, les informatrices sont choisies de manière aléatoire,

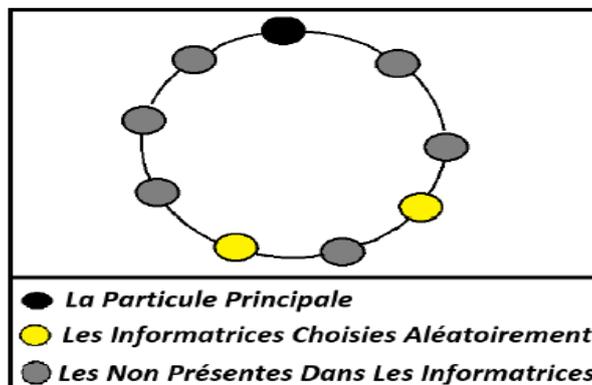


Figure (IV.5) : Voisinage en cercle (choix aléatoire des informatrices) [26].

### IV.5 Problème d'optimisation

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (l'optimum) d'une fonction donnée [28].

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 [28].

Mathématiquement, on cherche à minimiser  $f$  sur  $E$ , c'est à dire, on cherche  $x^* \in E$  tel que :

$$f(x^*) = \min f(x) \quad (\text{IV.1})$$

### IV.6 Déroulement de l'algorithme

Dans un espace de recherche de dimension  $\mathbf{D}$ , la particule  $i$  de l'essaim est modélisée par son vecteur position

$$\vec{x}_{ij} = (x_{i1} x_{i2} \dots x_{iD})^T \quad (\text{IV.2})$$

Et par son vecteur vitesse

$$\vec{v}_{ij} = (v_{i1} v_{i2} \dots v_{iD})^T \quad (\text{IV.3})$$

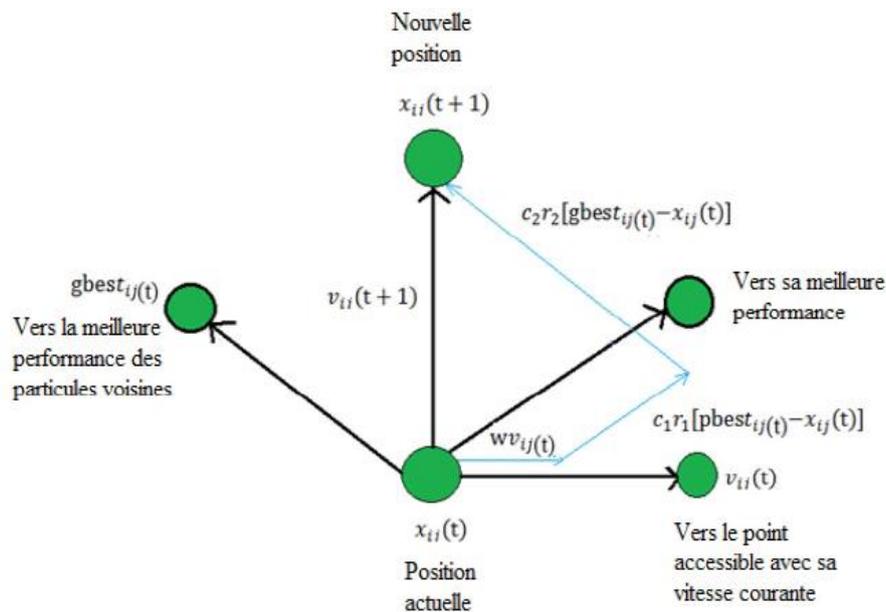
La qualité de sa position est déterminée par la valeur de la fonction objective en ce point. Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note [29]

$$\vec{p}_{ij} = (p_{i1} p_{i2} \dots p_{iD})^T$$

La meilleure position atteinte par ses particules voisines est notée

$$\vec{p}_{ij} = (p_{i1} p_{i2} \dots p_{iD})^T \quad (\text{IV.4})$$

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



**Figure (IV.6):** Déplacement d'une particule [29].

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

---

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

$$v_{ij}(k) = wv_{ij}(k-1) + c_1r_1(p_{ij}(k-1)) - x_{ij}(k-1) + c_2r_2(g_j(k-1)) - x_{ij}(k-1)$$

(IV.5)

La position à l'itération  $K$  de la particule  $i$  est alors définie par l'équation

$$x_{ij}(k) = x_{ij}(k-1) + v_{ij}(k)$$

$$i = 1,2,3 \dots \dots N_p$$

$$j = 1,2,3 \dots \dots N_d$$

$$k = 1,2,3 \dots \dots K_{max}$$

Avec

$N_p$  : 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'itération.

$V_{ij}(k)$  : est la vitesse de la  $j^{ieme}$  composante de la  $i^{ieme}$  particule de l'essaim, à la  $k^{ieme}$  itération.

$P_{ij}$  : Est la  $j^{ieme}$  composante de la meilleure position occupée par la  $i^{ieme}$  particule de l'essaim enregistrée dans les itérations précédentes (local best).

$g_j$  : Est la  $j^{ieme}$  composante de la meilleure position occupée par la  $i^{ieme}$  particule globale de l'essaim (global best) [29].

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

$\omega$  : est en général une constante appelée coefficient d'inertie,  $c_1$  et  $c_2$  sont deux constantes appelées coefficients d'accélération qui égale  $C_1 = C_2$ ,  $r_1$  et  $r_2$  sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans  $[0,1]$  à chaque itération et pour chaque dimension [29].

$w. v_{ij}(k-1)$

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

---

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 [29].

$$c_1 \cdot r_1 \cdot (p_{ij\ best} - x_{ij}(k - 1)) \quad (IV.6)$$

Correspond à la composante cognitive du déplacement, où  $c_1$  Contrôle le comportement cognitif de la particule

$$c_2 r_2 \cdot (g_{j\ best} - x_{ij}(k - 1)) \quad (IV.7)$$

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.

Le coefficient d'inertie peut être variable selon

$$w = w_{max} - \left( \frac{w_{max} - w_{min}}{k_{max}} \right) * k \quad (IV.8)$$

Où  $k_{max}$ ,  $k$  : sont respectivement le nombre maximum des itérations et le nombre d'itération courante.

$w_{min}$  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 [29].

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

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

---

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 [29].

Si  $x_{ij} > x_{jmax}$  alors  $x_{ij} = x_{jmax}$

Si  $x_{ij} < x_{jmin}$  alors  $x_{ij} = x_{jmin}$

$$v_{ij} = 0$$

Où  $w_{min}$  et  $w_{max}$  sont les valeurs limites du paramètre  $X_{ij}$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Min } f(x) \\ x \in D \end{array} \right\}$$

La fonction fitness associée est:

$$\text{Fitness}(x_j) = f(x_j)$$

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

$$v_{ij}(k) = wv_{ij}(k-1) + c_1c_1(p_{ij}(k-1) - x_{ji}(k-1)) + c_2c_2(g_j(k-1) - x_{ij}(k-1))$$

Et

$$x_{ij}(k) = x_{ij}(k-1) + v_{ij}(k) \tag{IV.9}$$

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

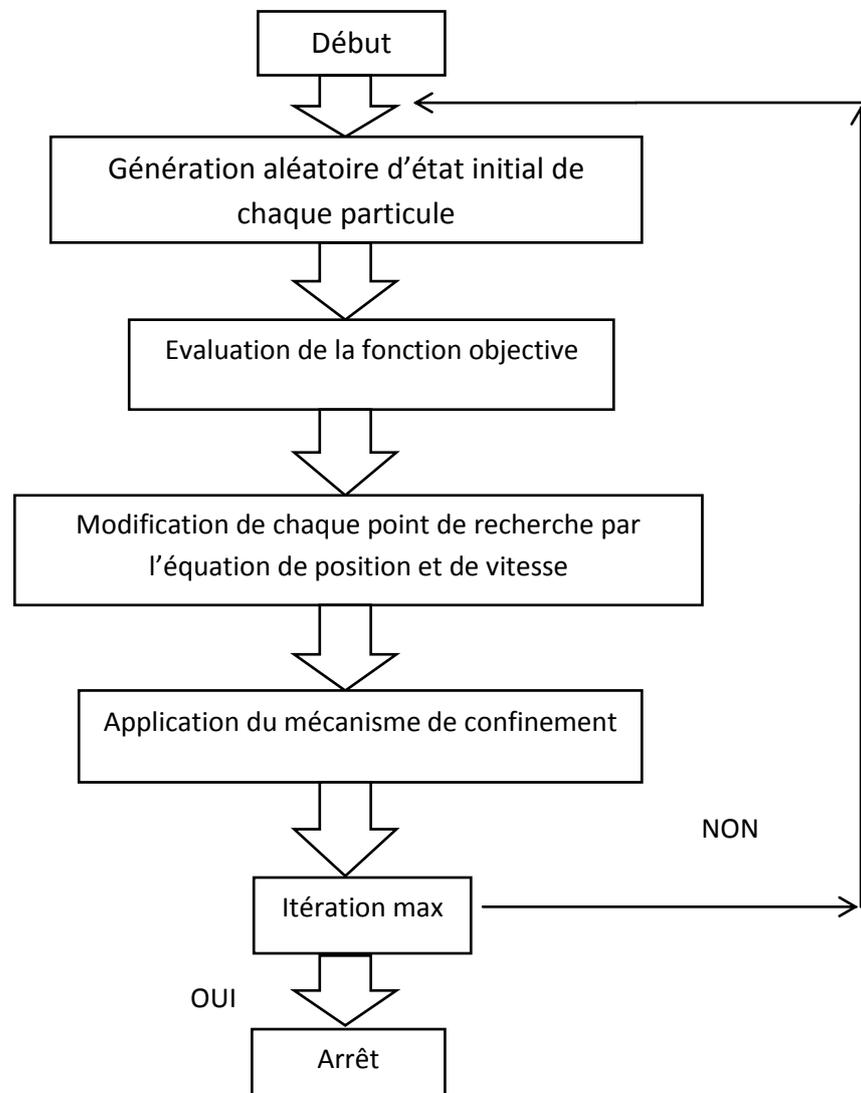
- **Étape 5:** si une particule, déplacée par l'algorithme vers la limite ou à l'extérieur de l'espace de recherche, le mécanisme de confinement des particules exprimé par les équations

$$w = w_{max} - \left( \frac{w_{max} - w_{min}}{k_{max}} \right) * k$$

Et ramène la particule à l'intérieur de l'espace de recherche.

- **Étape 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 [29].

➤ **Organigramme qui résume ces étapes:**



**Figure (IV.7) :** L'Organigramme général de la méthode PSO [29].

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

---

### IV.7 Avantages et inconvénients de PSO

- **Avantages de PSO**

Les principaux avantages de l'OEP par rapport aux autres algorithmes d'optimisation comme les algorithmes génétiques sont les suivants :

- ✓ L'OEP peut être facilement implémenté et elle ne contient que peu de paramètres à ajuster.
- ✓ Dans cette technique chaque particule garde en mémoire ses anciennes meilleures valeurs ainsi que ceux de ces meilleurs voisins.
- ✓ L'OEP est plus efficace en maintenance de la diversité de l'essaim.
- ✓ Insensible à la mise à l'échelle des variables de conception.
- ✓ Très peu de paramètres de l'algorithme
- ✓ Algorithme de recherche global très efficace [30].

- **Inconvénients de l'OEP**

- ✓ Convergence lente en phase de recherche détaillée (faible capacité de recherche locale)
- ✓ Choix des paramètres d'optimisation, ces derniers sont le plus souvent spécifiques pour chaque type de problème [30].

### VI.8 Utilisation de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

Le manque de méthodes exactes pour la synthèse des régulateurs PI, a guidé les chercheurs à s'orienter vers l'utilisation des algorithmes évolutionnaires à cause de caractéristique d'exploration globale dans un environnement complexe.

Dans ce chapitre, nous utilisons les essais particuliers pour l'optimisation des paramètres d'un régulateur PI, appliqué à la commande en vitesse de la machine à courant continu

➤ **Optimisation des paramètres du régulateur PI par PSO**

Dans ce chapitre nous allons synthétiser un nouveau régulateur proportionnel Intégral (PI) noté  $C_2(p)$ , en utilisant la méthode PSO en minimisant un critère de performance (fonction de fitness) qui répond aux spécifications imposés dans le cahier des charges donné dans le chapitre 3.

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

La fonction de fitness à minimiser est donnée par l'expression suivante :

$$f(K_p, T_i) = (t_{r-voulue} - t_r)^2 + 100 * (D_{voulue} - D)^2 \quad (IV.10)$$

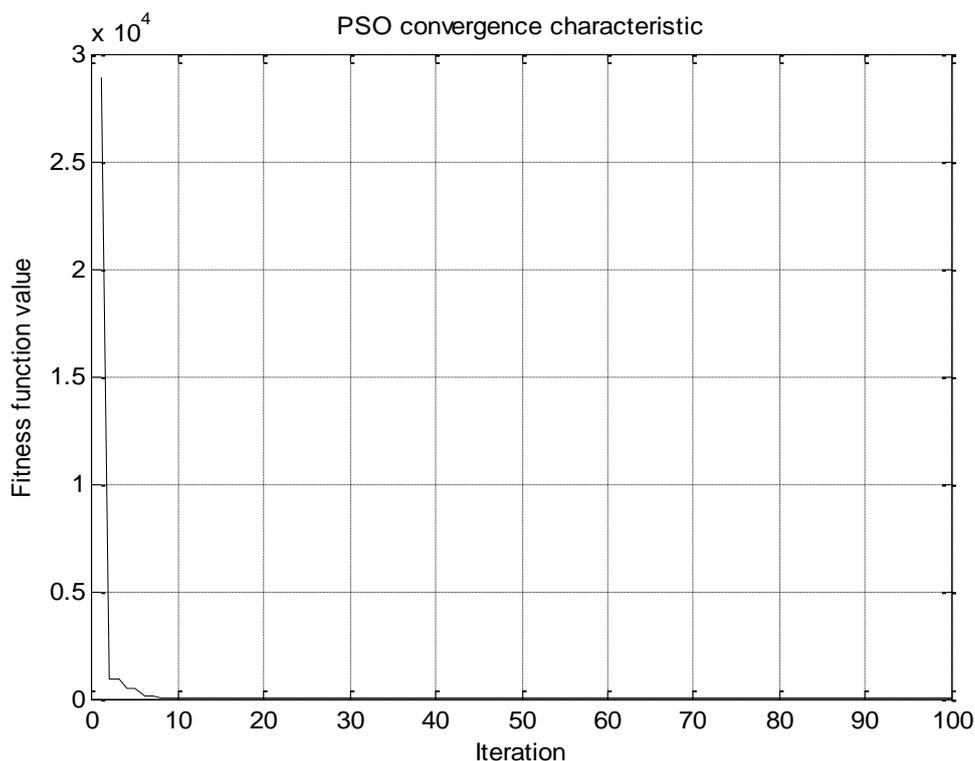
Le nombre de particules choisies est  $N=100$ , les bornes inférieures de l'intervalle de recherche sont donnés par  $[K_{p-min}, T_{i-min}] = [0,01 \ 0,01]$ , et les bornes supérieures de l'intervalle de recherche sont donnés par  $[K_{p-max}, T_{i-max}] = [50, 50]$ , les coefficients d'accélération choisis sont donnés par  $C_1 = C_2 = 2$ , le nombre d'itération est égal à  $I=100$ .  $w_{min} = 0.4$ ,  $w_{max} = 0.9$ ,  $runs=1$

### ➤ Résultats de simulation du programme:

On utilise un programme de PSO sur Matlab pour obtenir la meilleure valeur possibles pour gains ( $K_p, T_i$ ).

Après la simulation de programme PSO ont obtenu les courbe suivant :

la courbe d'évolution de la fonction de fitness est donné par la figure (IV.8)



**Figure(IV.8):**Courbe de convergence de meilleure solution de fitness.

A la fin d'itérations ( $I=100$ ) du programme PSO, nous avons recueilli la meilleure solution donnée par le programme PSO, qui est donnée dans le tableau suivant :

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

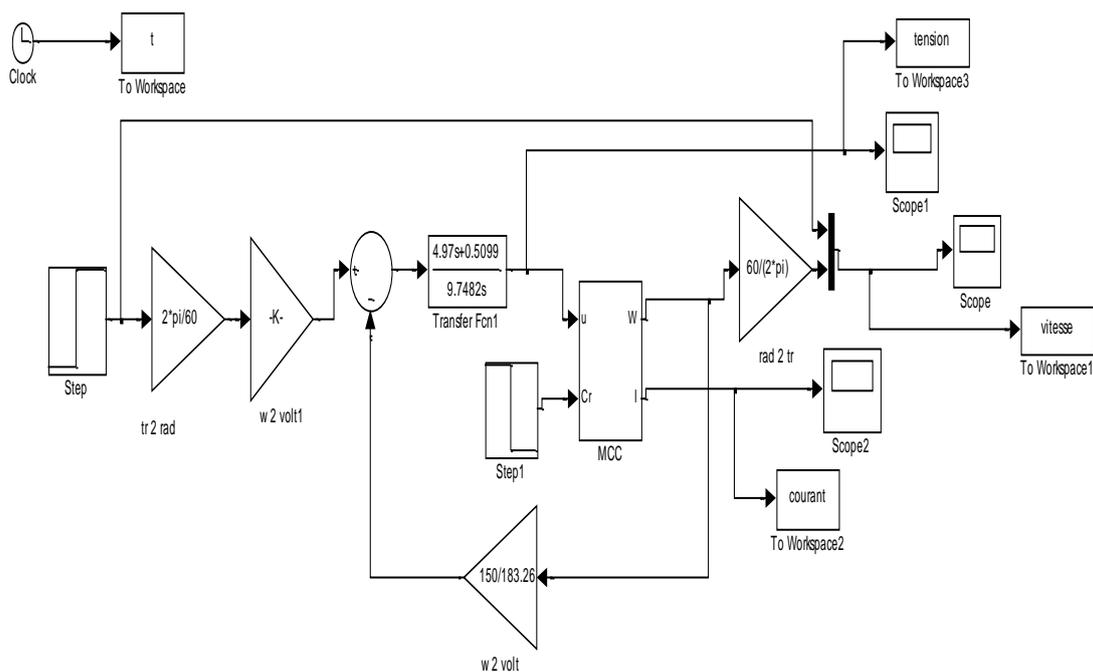
	$T_i$	$K_p$	$f$
<b>PSO</b>	9.7479	0.5098	$2.68 \cdot 10^{-10}$

**Tableau (IV.1):** Meilleure solution de  $T_i$  et  $K_p$  donnée par programme PSO.

Le nouveau régulateur  $C_2(p)$  ainsi obtenu est donné par :

$$C_2(p) = \frac{4.97s + 0.5098}{9.7482s}$$

La figure VI.9, illustre le schéma de simulation de la commande en vitesse du moteur MCC en boucle fermée (BF) en utilisant le régulateur  $C_2(p)$  déterminé en utilisant l'approche d'optimisation PSO.

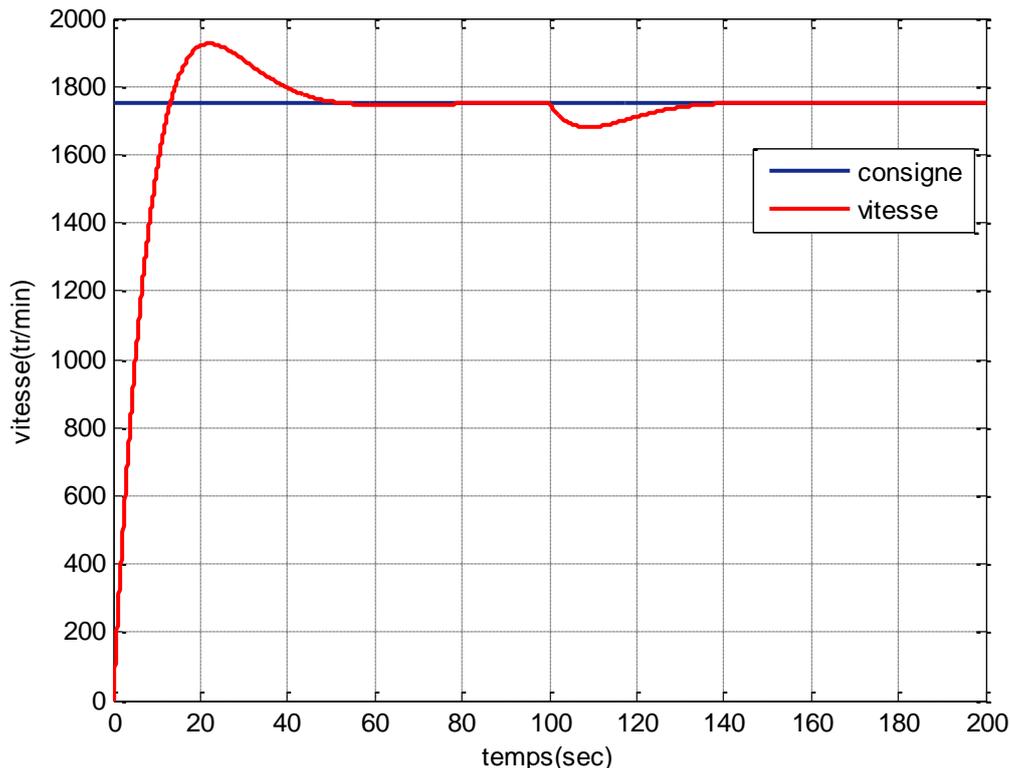


**Figure (IV.9):** Le schéma fonctionnel du moteur à courant continu contrôlé avec le régulateur PI.

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

Après simulation du schéma fonctionnel du moteur à courant continu de la figure (IV.8), nous avons obtenu les différentes courbes de vitesse de rotation, de commande (tension) et du courant.

La figure (IV.10), montre la courbe d'évolution de la vitesse de rotation de la MCC.



**Figure (IV.10):** Courbe de l'évolution de vitesse par la méthode PSO.

Au démarrage, la vitesse de rotation du moteur présente un pic maximum de 1980 tr/min, puis l'instant  $t=70$  sec la vitesse se stabilise à sa valeurs nominale 1750 tr /min, ce qui montre une très bonne poursuite de consigne. La courbe de vitesse présente un dépassement de 10% et un temps de réponse de 34.5540, Tous ces résultats montrent que le cahier des charges est respecté. Après 100 sec (à vide), on applique un couple de charge  $C_r = 1$  N.m, on remarque que la vitesse chute jusqu'à 1700 tr/min puis retourne à sa valeur initiale, puis se stabilité a la valeur de référence 1750 tr/min. Ce qui montre la robustesse de notre commande

-Le tableau **IV.2** présente la valeur de dépassement  $D$  (%) et du temps de réponse  $T_r(5\%)$  obtenue avec la méthode fréquentiel.

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

	$D\%$	$T_{r\_BF}$
PSO	10%	34.5548 (sec)

Tableau(IV.2) : La valeur du dépassement et le temps de réponse donnée par PSO.

L'évolution du signal de courant, appliqué à la MCC est illustrée par la figure IV.11 :

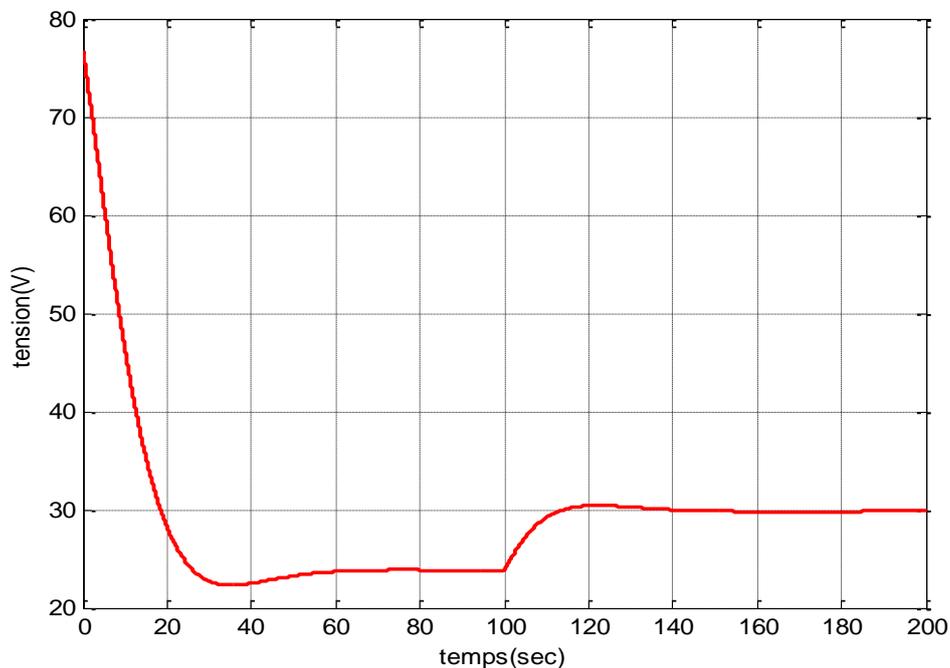
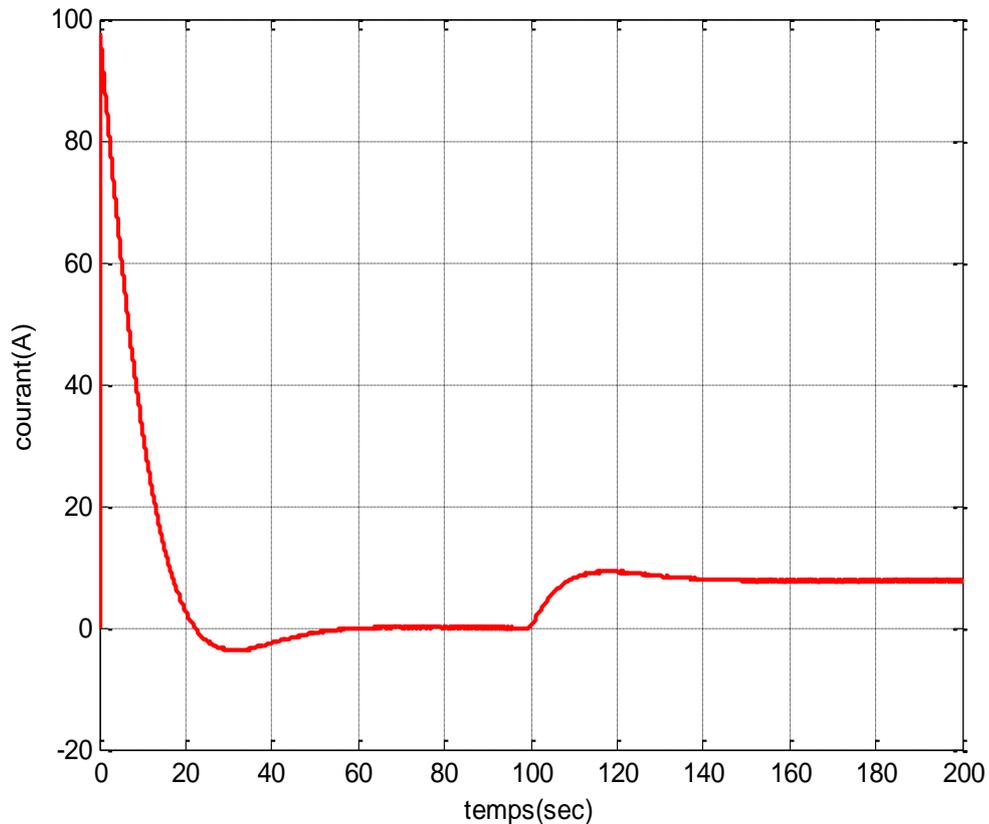


Figure (IV.11): Courbe de l'évolution de tension par la méthode PSO.

En régime transitoire la courbe de tension présente un pic de 76 volts, ensuite la tension se stabilise à l'instant  $t=60s$  à la valeur de 24 volts, après l'instant  $t=100 s$  nous avons appliqué une couple résistance  $C_r = 1 Nm$  et observe une augmentation de tension à  $u=30$  volts puis stabilise à cette valeur.

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

L'évolution du signal de courant, appliqué à la MCC est illustrée par la figure IV.12 :



**Figure (VI.12):** Courbe de l'évolution de courant par la méthode PSO.

En régime transitoire la courbe de courant présente un pic de 97 A, le courant stabiliser à l'instant  $t=60$  sec, à  $t=100$  sec nous avons appliqué un couple résistance  $C_r = 1 Nm$  et on observe une augmentation de courant  $I=7.7 A$  puis stabilise a cette valeur.

- Les résultats des simulations ont montré que les valeurs des paramètres du régulateur obtenus sont quasi- optimales ce qui prouve le succès de l'algorithme PSO et qui satisfaisant le cahier des charge(le temps de réponse, erreur statique, dépassement ...)

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

### IV.9 Etude comparative entre la méthode PSO et la méthode fréquentielle

Le tableau IV.3 suivant, comprend les valeurs des paramètres des régulateurs PI, calculés en utilisant la méthode fréquentielle et la méthode de PSO.

	$T_i$	$K_p$
<b>Méthode fréquentielle</b>	7.5609 sec	0.4494
<b>PSO</b>	9.7479 sec	0.5098

**Tableau IV.3 :** Valeurs des paramètres ( $T_i$  et  $K_p$ ) de régulateur donnée par la méthode fréquentielle et PSO.

Le tableau IV.4 contient les valeurs de dépassement  $D(\%)$  et du temps de réponse  $T_r$  obtenue en utilisant la méthode fréquentielle et la méthode de PSO.

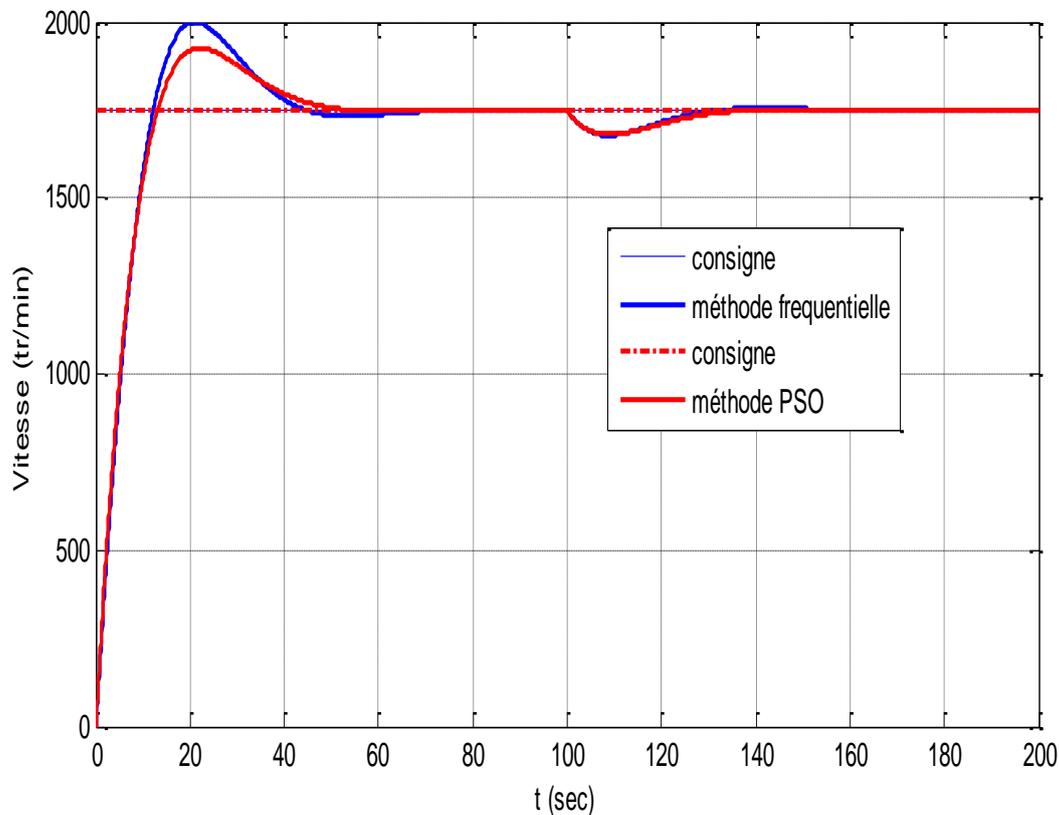
	$T_{r-voulue}(5\%)$	$T_r(5\%)$	$D\%$
<b>méthode fréquentiel</b>	34.5548	34.6799 sec	14%
<b>PSO</b>	34.5548	34.5548sec	10%

**Tableau(IV.4):** Valeurs des dépassements et temps de réponse de régulateur donnée par méthode fréquentielle et PSO.

A partir du tableau (IV.4), nous ne constatons que les temps de réponse des courbes de vitesse du système en boucle fermée, en utilisant la méthode fréquentiel et la méthode PSO, sont très proches du temps de réponse voulu et que les deux dépassements( $D\%$ ) sont tous les deux inférieur à 20%. Cependant, on remarque que le temps de réponse trouvé avec la méthode PSO est meilleur que celui trouvé avec la méthode fréquentielle, puisque ce dernier est le plus proche du temps de réponse voulu.

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC

La figure (IV.13) représente simultanément les deux courbes d'évolution de vitesse de la méthode fréquentielle et de la méthode d'optimisation PSO.

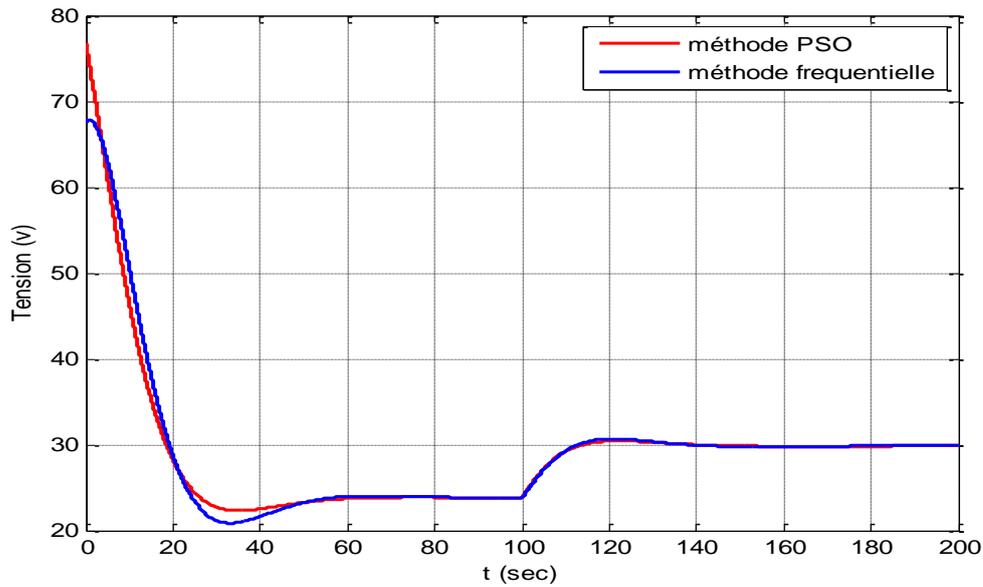


**Figure (IV.13) :** Courbe d'évolution de vitesse obtenue par la méthode PSO et méthode fréquentielle.

La première remarque que l'on peut donner en comparant la courbe obtenue par la méthode fréquentielle (la courbe Bleu) et la courbe trouvée par le méthode PSO (la courbe rouge), que cette dernière a donné un meilleur résultat, car elle présente un dépassement inférieur à celui trouvé avec la méthode fréquentielle.

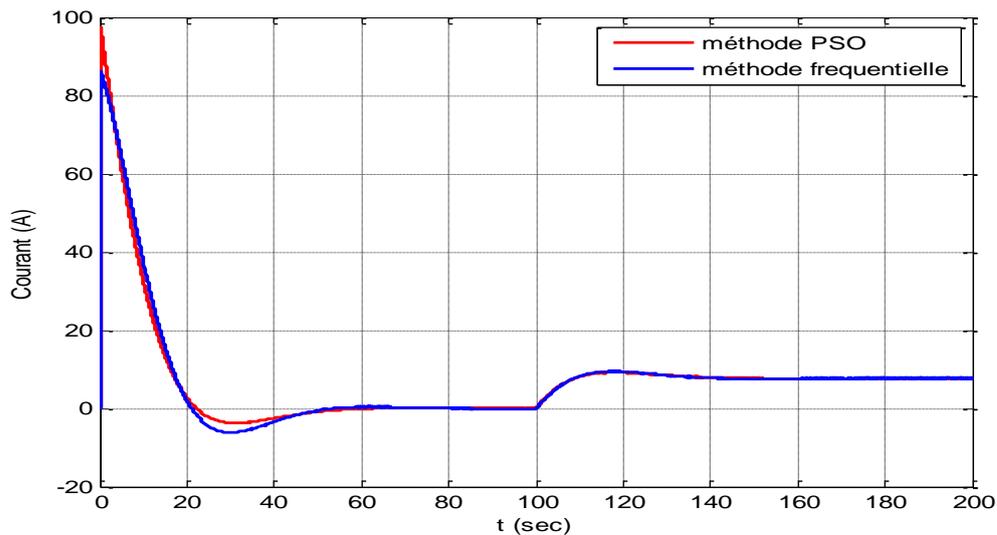
On remarque également que lors de l'application d'un couple résistant  $C_r=1$  Nm, que les deux courbes de vitesse sont confondues (superposées).

## Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC



**Figure (IV.14)** : courbe d'évolution de la commande obtenue par la méthode PSO et méthode fréquentielle.

Au démarrage ( $t=0$ ) le signal de commande obtenu avec la méthode (PSO) présente un pic de commande supérieur à ce qui est trouvé par la méthode fréquentielle. Cependant, en régime permanent, on remarque que les deux signaux (méthode fréquentielle et la méthode PSO) se confondent.



**Figure (IV.15)** : courbe d'évolution de courant obtenue par la méthode PSO et méthode fréquentielle.

## **Chapitre IV : application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine MCC**

---

Au démarrage ( $t=0$ ) le signal de courant obtenu avec la méthode (PSO) présente un pic de courant supérieur à ce qui est obtenu par la méthode fréquentielle. Cependant, en régime permanent, on remarque que les deux signaux (méthode fréquentielle et la méthode PSO) se confondent.

### **IV.10 Conclusion**

L'algorithme PSO se caractérise par une cognition d'ordre éthologique, donc une forme de cognition sociale très intéressante. En effet, l'algorithme PSO s'inspire des essaims et mime donc un comportement d'animaux sociaux en vue de résoudre un problème. Tout au long de ce chapitre, nous avons vu les aspects théoriques de l'intelligence par essaims, et plus particulièrement la PSO. À partir du moment où la sémantique du problème à résoudre peut s'exprimer sous forme d'une fonction à optimiser. Dans la deuxième partie de ce travail, nous décrivons une application non usuelle des capacités d'optimisation de la PSO.

Dans ce chapitre nous avons développé un programme sous Matlab, basé sur l'algorithme PSO, pour synthétiser un régulateur optimal (PI), en minimisant un critère de performance. Les résultats de simulation de la commande du MCC en boucle fermée, ont montré de très bons résultats, puisque toutes les performances dynamiques imposées dans le cahier des charges sont respectées. Une étude comparative entre la méthode fréquentielle et la méthode PSO a été également effectuée. Toutefois, cette étude comparative a montré que la méthode PSO a donné de meilleurs résultats.

# Conclusion Générale

---

## Conclusion Générale

Dans notre travail, on représente quelque généralité sur les systèmes asservis. On étudie aussi leurs performances recherchées (stabilité, précision, rapidité). Nous avons présenté les principes élémentaires des systèmes de commande en boucle ouverte et en boucle fermée, et étudié le modèle de 2<sup>ème</sup> ordre.

Nous avons présenté les différents correcteurs classiques permettant d'améliorer le comportement des systèmes asservis. Les correcteurs introduits sont à action proportionnelle ( $p$ ), proportionnelle et dérivée (PD), proportionnelle et intégrale (PI) ou regroupant les trois actions (PID),

Diverses méthodes permettent d'optimiser les coefficients ( $K_p$  et  $T_i$ ) du régulateur Proportionnel Intégral (PI). Mais le régulateur idéal n'existe pas. Chaque optimisation d'un paramètre ( $K_p$  et  $T_i$ ) se fait aux dépens d'un autre. Il convient alors de trouver le meilleur compromis en fonction des exigences initiales du cahier de charge. Divers éléments, tels que le choix de la méthode d'implantation du régulateur PI, peuvent aussi avoir des conséquences sur les performances.

Dans ce travail, nous avons présenté deux méthodes de dimensionnement du régulateur proportionnel intégral (PI) pour la commande en vitesse de la machine à courant continu MCC. La première méthode étudiée est la méthode fréquentielle, tandis que la deuxième méthode, elle est basée sur l'algorithme d'optimisation PSO.

Les résultats de simulation de la vitesse de rotation de la MCC en boucle fermée, ont montré que les deux méthodes donnent des résultats satisfaisants. Toutefois, l'étude comparative des deux méthodes, a montré que l'algorithme PSO, est la méthode qui se rapproche le mieux des performances imposées par le cahier des charges.

Durant notre travail, nous avons vu que la commande PI appliquée aux moteurs électriques à courant continu était un régulateur qui pouvait offrir de bonnes performances, que ce soit au niveau de la précision, du temps de réponse, du dépassement, et de la stabilité.

# Les références bibliographiques

---

## Les références bibliographiques

- [1] Boudjllab Kamel, Mini projet master« Simulation des correcteurs classique (PID) sous PSpice matlab (Simulink)». Université/Mira de Bejaia .Electronique.2009/2010.
- [2] Philippe de Larminat. Livre « Commande des systèmes linéaires».1993
- [3] Bedoud Khoulood, « Modélisation et diagnostic de défaillance d'une électrovanne pneumatique », mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2010
- [4] Ghania .Boukerche. « L'étude et synthèse d'un contrôleur PI et Application ».Mémoire de Master .Université d'Annaba BordjBadji Mokhtar. (Algérie) ,2017.
- [5] P. Rousseau «Asservissement linéaires continus», Ellipses, Paris, 2004.
- [6] Gertler J.J, article “Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems”, Marce Drekkerinc, New York, 1998.
- [7] Dr,M,Rabi,pdf,régulation analogique industrielle –ESTF-G.thermique.
- [8] Jean Yves le Chenadec cours « Asservissement des systèmes d'ordre 2 ». Lycée Louis Armand, le site : enseigner l electrotechnique et électronique industrielle.
- [9] Mourice-Rivoire Jean-Louis Ferrier « cours d'automatique : asservissement/ régulateur/ commande analogique » 2016/2017
- [10] Cours et exercices corrigés : automatique contrôle et régulation /Patrick Prouvost. 2016
- [11] Cours automatique : correcteurs des systèmes linières continus asservis : p.31.2000
- [12] J. Silva, « PID Controller for Time-Delay Systems», Springer, 2005.
- [13] K. J. Astrom & T. Hagglund. «Advanced PID Control», ISA, New York, 2006.
- [14] Ziegler J .G, Nichols N .B, «Optimum setting for automatic controllers» ASME, vol. 64, p. 759 -768, novembre 1942.
- [15] Aissat Thanina et Boussalem Chahira, « Dimensionnement d'un régulateur en utilisant la méthode d'optimisation », Mémoire d'ingénieur, Université Mouloud Mammeri, Juin 2009.

## Les références bibliographiques

---

- [16] [www.elec.jbd.free.fr](http://www.elec.jbd.free.fr), «Machine électromagnétique », Chapitre 13. Luc Lasne, Notions de base et machine électrique, Dunod, Paris, 2005.
- [17] P. Mayé, « Moteurs électriques industriels », édition Dunod, 2011, 2<sup>ème</sup> édition.
- [18] P. Barret «Machines Electriques», Ellipses, Paris, 2002.
- [19] C. Chevassu. « Machines Electriques Cours et Problèmes », 2012.
- [20] P.Mayé. « Moteurs électriques industriels »,2ème édition, Dunod, ISBN 978-2-10-056730-0, paris, 2005-2011.
- [21] B. Charaf Eddine. « Étude et simulation d'un variateur de vitesse du commande un moteur à courant continu ». Mémoire Master Académique. Université Kasdi Merbah Ouargla. (Algérie). 2015/2016
- [22] M. AYAD, « Etude et réalisation d'une commande MLI pilotant un hacheur série », Mémoire de Master, Université Abou BekrBelkaid Tlemcen, 2014.
- [23] C. le Lann «Le PID utilisé en régulation de position et/ou de vitesse de moteurs Électriques», Projet de fin d'étude, 2007.
- [24] Otmani Massinissa, Kadi Mohamed Amine, « Optimisation d'un régulateur PID par les essais particuliers ». Mémoire Master université Kasdi merbah Ouargla : Sciences et technologies, Filière : Electronique Spécialité Instrumentation, 2016/2017.
- [25] <http://www.journal.forces.gc.ca/vol13/no2/page26-fra.asp>, consulté le 03/07/2018
- [26] Bestaoui Abdallah Anes. « Gestion de spectre dans un réseau de radio cognitive en utilisant l'algorithme d'optimisation par essaim de particules ». Mémoire de master Université Abou BakrBelkaid : Tlemcen Faculté des Sciences Département d'Informatique, 2014/2015.
- [27] Clerc et Siarry, « Un nouveau méta heuristique pour l'optimisation difficile : la méthode des essais particuliers» 2004.
- [28] Chalane Idir et Ouari Tarek« Optimisation des paramètres d'un PID par essais particuliers(PSO) » Mémoire master Université A. MIRA de Bejaia Faculté de Technologie Département de Génie électrique.2016/2017.

## Les références bibliographiques

---

[29] Gourgand et Kemmoe, conference « Particle Swarm Optimization: A study of particle displacement for solving continuous and combinatorial optimization problems, » 2009.

[30] M. A. Nekoui, M. A. Khameneh and M. Kazemi, «Optimal design of PID Controller for a CSTR system using particle swarm optimization», 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC, Tehran-Iran, pp.63-66, 2010.

# Résumé

L'optimisation par les Essaims particulaires ou Parti cle Swarm optimisation en anglais (PSO) est un algorithme évolutionnaire qui utilise une population de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. .

L'objectif de ce travail est la détermination des paramètres ( $K_p, T_i$ ) d'un régulateur PI utilisant l'algorithme d'optimisation par essaim de particules et la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu. Cependant il faut continuer à faire varier les coefficients jusqu'à obtenir une réponse satisfaisant le cahier des charges.

D'après la comparaison de deux méthodes on conclut que la méthode PSO a été plus efficace pour définir les paramètres optimums de notre régulateur par apport à la méthode fréquentiel.

**Mot Clé :** PID, PSO, MCC, Systèmes asservis, moteur à MCC.

## Abstract

The Particle Swarm optimization in English (PSO) is an evolutionary algorithm that uses a population of candidate solutions to develop an optimal solution to the problem.

The objective of this work is the determination of the parameters of a PID regulator using the particle swarm optimization algorithm and the frequency method for the control of a speed system of the DC machine. However we must continue to vary the coefficients until a satisfactory response to the specifications.

From the comparison of two methods we conclude that the PSO method has been more efficient in defining the optimum parameters of our regulator by the frequency method.

## الملخص:

الاستمثال عن طريق أسراب Particule Swarm Optimisation في اللغة الإنجليزية (PSO) هو خوارزمية تطويرية تستخدم مجموعة من الحلول المرشحة لتطوير الحل الأمثل للمشكلة. الهدف من هذا العمل هو تحسين معايير منظم PI بواسطة طريقة PSO وطريقة التردد للتحكم في السرعة لآلة DC. الهدف من هذا العمل هو تحديد معايير منظم PID باستخدام خوارزمية تحسين سرب الجسيمات وطريقة التردد للتحكم في نظام السرعة لآلة DC. ومع ذلك يجب علينا الاستمرار في تغيير معاملات حتى استجابة مرضية للمواصفات. من مقارنة طريقتين نستنتج أن طريقة PSO كانت أكثر كفاءة في تحديد المعلمات المثلى لمنظمتنا من خلال طريقة التردد.