

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
UNIVERSITE MOULOU MAMMARI DE TIZI-OUZOU
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
Département d'automatique



MEMOIRE

de fin d'études

**en vue de l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat
en Automatique**

THEME

Dimensionnement d'un régulateur en utilisant la
méthode d'Optimisation par Essaim Particulaire.
Application à la commande en vitesse de la machine à
courant continu.

Proposé et dirigé par :

M^r R. MANSOURI

Présenté par :

M^{elle} AISSAT Thanina.
M^{elle} BOUSSALEM Chahira.

Promotion : Juin 2009

Remerciement

Remerciements

Une pensée pieuse à Dieu qui a éclairé notre chemin et mené vers la concrétisation de ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur Monsieur R. Mansouri pour sa disponibilité, son aide précieuse et de nous avoir fait profiter de sa rigueur scientifique, de son expérience et de nous avoir encouragé tout au long de ce travail.

Nous exprimons notre sincère gratitude à Mademoiselle L. Ait messaoud qui nous a fourni une aide précieuse et une collaboration renforcée.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nos remerciements s'adressent aussi aux membres de Jury qui nous ont fait l'honneur de juger ce modeste travail.

Enfin, nos remerciements les plus sincères à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce mémoire.

*BOUSSALEM Chahira
AISSAT Thanina*

Sommaire

Introduction générale 01

Chapitre 1 : Généralités sur les systèmes linéaires

Introduction. 04

1.1 Les Systèmes.04

 1.1.1 Système linéaire05

 1.1.2 Système continu 05

 1.1.3 Système invariant06

1.2 Système de commande asservi06

 1.2.1 Définition 06

 1.2.2 Schéma général d'un asservissement et ses différents composants06

 1.2.3 Performances d'un système asservi.08

1.3 Etude du modèle du deuxième ordre12

 1.3.1 Définition12

 1.3.2 Réponse indicielle 13

 1.3.3 Caractéristiques temporelles16

 1.3.4 Caractéristiques fréquentielles 16

Conclusion 17

Chapitre 2 : La correction des systèmes

Introduction18

2.1 Objectifs de la correction.18

 2.1.1 Précision18

 2.1.2 Rapidité19

 2.1.3 Rejet de perturbation. 19

 2.1.4 Stabilité19

2.2 Structure de la correction.20

 2.2.1 Correction série. 20

 2.2.2 Correction par retour de sortie (correction parallèle)20

 2.2.3 Correction parallèle série. 21

2.3 Les correcteurs classiques22

 2.3.1 Les actions correctrices 22

 2.3.2 Les différents types de correcteurs classiques23

2.4 Méthode de synthèse du régulateur dans le domaine fréquentiel 31

Conclusion37

Chapitre 3 : Application de la méthode fréquentielle pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

Introduction	38
3.1 Généralités sur la machine à courant continu	38
3.1.1 Définition	38
3.1.2 Constitution	38
3.1.3 Principe de fonctionnement	39
3.1.4 Modélisation de la machine à courant continue à excitation séparée	39
3.2 Synthèse des régulateurs dans le domaine fréquentiel.	43
3.2.1 Application à la commande par induit du moteur à courant continu	43
3.2.2 Analyse du courant après correction	49
3.2.3 Régulation cascade d'un moteur à courant continu	50
3.2.4 Limitation du courant	55
Conclusion.	57

Chapitre4 : Application de la méthode PSO pour la commande en vitesse de la machine à courant continu

Introduction.	59
4.1 Algorithme d'Optimisation par Essaim Particulaire.	59
4.1.1 Espace de recherche	60
4.1.2 Particule	60
4.1.3 Initialisation de l'essaim.	63
4.1.4 Confinement d'intervalle	63
4.1.5 Organigramme général d'un OEP.	64
4.2 Dimensionnement du régulateur PI en utilisant la méthode d'OEP (Application à la commande en vitesse de la machine à courant continu).	64
Conclusion	68
Conclusion générale	69

Glossaire

s :	Opérateur de Laplace.
t :	Variable de temps.
$e(t)$:	Grandeur d'entrée
$y_{ref}(t)$:	Entrée de référence (consigne)
$y(t)$:	Grandeur de sortie.
$u(t)$:	Signal de commande
$\varepsilon(t)$:	Signal d'erreur
$\Omega(s)$:	Le vecteur de vitesse de la machine à courant continu
$\Omega_{ref}(s)$:	Vitesse de référence de la machine à courant continu
$G(s)$:	Fonction de transfert du procédé
$G(j\omega)$:	Réponse en fréquence de $G(s)$
$F(s)$:	Fonction de transfert en boucle fermée
$C(s)$:	Fonction de transfert du correcteur
$C_{\Omega}(s)$:	Fonction de transfert du régulateur de vitesse
$C_i(s)$:	Fonction de transfert du régulateur du courant
$ \cdot $:	Module ou valeur absolue
$h(t)$:	Réponse impulsionnelle
L :	Constante finie
j :	Nombre imaginaire pur
P :	Correcteur proportionnel
PI :	Correcteur proportionnel intégral
PD :	Correcteur proportionnel dérivé
PID :	Correcteur proportionnel intégral dérivé
K_p :	Gain proportionnel
T_i :	Constante d'intégration
T_d :	Constante de dérivation
ω :	Pulsation
ω_r :	Pulsation de résonance
ω_c :	Pulsation de coupure

ω_n :	Pulsation naturelle du système de deuxième ordre
ξ :	Coefficient d'amortissement
$M\phi$:	Marge de phase
MG :	Marge de gain
$t_r(5\%)$:	Temps de réponse à 5%
D :	Dépassement
t_d :	Temps du premier maximum
t_m :	Temps de montée
B_p :	Bande passante
M_p :	Facteur de surtension
$\arg(C(j\omega))$:	Argument de la réponse en fréquence de correcteur
R_a :	Résistance d'induit
L_a :	Inductance d'induit
U_a :	Tension d'alimentation nominale de l'induit
$i_a(t)$:	Courant d'induit
K :	Constante de proportionnalité
$\lambda(t)$:	Fcem
J :	Inertie totale (moteur + charge)
$\Gamma_r(t)$:	Couple résistant
$\Gamma_m(t)$:	Couple moteur développé
f :	Coefficient de frottement visqueux
L_f :	Inductance d'inducteur
R_f :	Résistance d'inducteur
U_f :	Tension de l'inducteur
mp :	Taille de l'essaim
d :	Dimension de l'espace de recherche
$p_{best}(i, j)$:	La valeur du paramètre $x(j)$ correspondant à la meilleure position occupée par la $i^{\text{ème}}$ particule.
$g_{best}(j)$:	La meilleure position déjà occupée par la meilleure particule de l'essaim.

Introduction
Générale

Introduction générale

L'analyse et la synthèse des systèmes dynamiques linéaires et invariants nécessitent la connaissance d'un modèle mathématique traduisant les relations reliant les grandeurs d'entrée principales et secondaires aux grandeurs de sortie. Cette relation mathématique est obtenue en se basant sur les lois de la physique. Pour les systèmes linéaires et invariants, les relations mathématiques peuvent être utilisées pour définir le concept de fonction de transfert (ou matrice de transfert) [3].

Les systèmes à temps continu, doivent en général satisfaire un cahier des charges imposées. En boucle fermée. Celui-ci contient un certain nombres de performances : précision, rapidité, marge de stabilité et limitation de dépassement.

En général, pour satisfaire les spécifications imposées par le cahier des charges, l'idée consiste à introduire dans la chaîne directe, en amont du système, un dispositif supplémentaire appelé correcteur dont le rôle essentiel consiste à améliorer les performances initiales du système [2].

La loi de commande qui permet d'atteindre les meilleures performances est celle en boucle fermée, vu qu'elle permet de stabiliser un système instable d'améliorer les performances d'un système et rejeter les perturbations, etc.

Dans de nombreux cas, la synthèse des correcteurs vise à assurer un comportement de type de deuxième ordre en boucle fermée. Les performances du système peuvent dans ce cas être imposées par le choix du facteur d'amortissement et la pulsation propre.

Le choix de la méthode de synthèse du correcteur dépend essentiellement de la nature des spécifications imposées, lesquelles décrivent les qualités de la dynamique recherchée du système asservi considéré. Cette synthèse peut être réalisée aussi bien dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel.

Les méthodes fréquentielles sont anciennes. Elles ont été développées par Nyquist et Bode vers les années trente [3]. Ces techniques sont essentiellement graphiques. L'analyse dans le domaine fréquentiel repose principalement sur le tracé d'un diagramme qui permet non seulement d'étudier la stabilité du système considéré mais aussi de déterminer ses performances.

Il existe d'autres techniques plus modernes pour la synthèse du correcteur. Parmi celles-ci, les techniques basées sur l'Optimisation d'un certain critère de performance, et l'Optimisation par Essaim Particulaire (OEP) est une nouvelle classe d'algorithmes proposés, pour résoudre les problèmes à variables continues. Les algorithmes d'OEP s'inspirent du comportement social des animaux évoluant en essaim, tels que les oiseaux migrateurs ou les poissons. Les " particules " d'un même essaim communiquent de manière directe entre elles tout au long de la recherche pour construire une solution au problème posé, en s'appuyant sur leur expérience collective.

L'objet du présent travail est la présentation de la méthode de calcul des paramètres du régulateur proportionnel intégral par la méthode fréquentielle classique, ensuite par la méthode d'Optimisation par Essaim Particulaire pour la conception optimale de ce régulateur. Une application sera traitée : La commande en vitesse de la machine à courant continu.

Pour ce faire, nous avons partagé cette étude en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, des généralités sur les systèmes seront présentés en y définissant le rôle des composants constituant un asservissement avec ses performances temporelles et fréquentielles, ainsi que la définition du modèle de deuxième ordre et de ses caractéristiques propres.

Quant au deuxième chapitre, il sera consacré à la correction des systèmes. On y définira les principaux objectifs recherchés : stabilité, précision et rapidité. Différentes structures de correction ainsi que les correcteurs classiques, seront également présentés.

Dans le troisième chapitre on présentera la méthode de calcul des paramètres du régulateur proportionnel intégral en utilisant la méthode fréquentielle classique, pour la commande en vitesse de la machine à courant continu. Ce chapitre traitera également de la

méthode de régulation en cascade qui permet de contrôler deux variables (la vitesse et le courant) afin de limiter le courant de démarrage.

Le dernier chapitre sera consacré à la présentation et à la programmation de l'algorithme de la méthode d'Optimisation par Essaim Particulaire. On y propose aussi de calculer les paramètres optimaux d'un correcteur proportionnel intégral en utilisant cette méthode.

Chapitre

1

*Généralités sur les
systèmes linéaires*

Introduction

Une caractérisation fine des systèmes nécessite une représentation à partir d'équations généralement non linéaires et/ou à temps variant, mais celles ci sont assez difficiles à résoudre. Pour des raisons d'ordre pratique (de nombreux outils d'analyse et de synthèse sont disponibles pour les systèmes linéaires et invariants), la modélisation d'un système physique se fait souvent par des hypothèses simplificatrices et des approximations pour l'obtention d'un modèle linéaire.

De plus, si l'évolution des systèmes se fait toujours dans le domaine temporel et que l'étude théorique utilise plus volontiers les fonctions de transfert et donc le domaine fréquentiel.

La mise en place d'une chaîne de commande sur le processus est nécessaire pour que l'ensemble fonctionne de manière automatique tout en répondant à un cahier des charges précis.

La première partie de ce chapitre, des généralités sur les systèmes et le rôle des composants constituant un asservissement seront traités. La seconde partie met en relief les multiples performances temporelles et fréquentielles d'un système asservi.

La dernière partie, est consacrée à la définition du modèle de deuxième ordre avec ses caractéristiques fréquentielles et temporelles.

1.1 Les Systèmes

✓ Définition

Un système est un dispositif isolé soumis aux lois de la physique et caractérisé par certaines grandeurs :

Dans les systèmes à une variable, on s'intéresse à la relation entre une grandeur d'entrée principale $e(t)$, correspondant à une action extérieure s'exerçant sur le système, et une des grandeurs de sortie $y(t)$ caractérisant son état : l'application des lois de la physique au système conduit à l'établissement d'une certaine relation entre $e(t)$ et $y(t)$.

Les autres grandeurs qui possèdent une action sur le système et qui sont susceptibles par conséquent de modifier la relation existant entre $e(t)$ et $y(t)$ sont appelées entrées parasites ou perturbations [1].

Le schéma de la **Figure 1.1** symbolise un système.

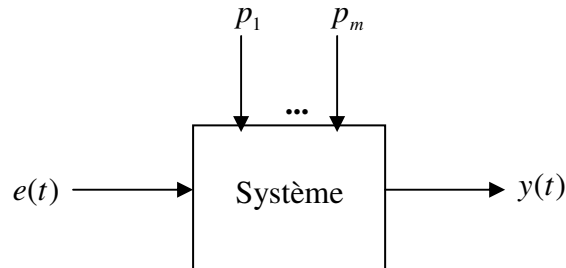


Figure 1.1 : Représentation symbolique d'un système

$e(t)$: Grandeur d'entrée principale.

$y(t)$: Grandeur de sortie.

$p_1 \dots p_m$: Grandeurs d'entrée secondaires (perturbations)

1.1.1 Système linéaire

✓ Définition

Un système physique est dit linéaire si la relation entre les grandeurs d'entrée et la ou les grandeurs de sortie est un système d'équations différentielles linéaires [1].

✓ Propriété des système linéaires : principe de superposition

L'hypothèse de linéarité a pour conséquence la propriété suivante : La grandeur de sortie y correspondant à la somme de plusieurs entrées $e_1 + e_2 + \dots$ est égale à la somme $y_1 + y_2 + \dots$ des grandeurs de sortie $\dots y_1, y_2$ correspondant respectivement à chacune des entrées $e_1, e_2 \dots$ [1].

1.1.2 Système continu

Un système physique est dit continu si toutes les grandeurs qui le caractérisent sont de nature continue : l'information que représentent ces grandeurs est disponible à chaque instant et peut prendre toutes les valeurs possibles entre deux limites. Leurs évolutions dans le temps sont des signaux continus au sens mathématique [1].

1.1.3 Système invariant

Un système est dit à temps invariant si ses paramètres sont stationnaires (constants) pendant toute sa durée de vie [2].

1.2 Système de commande asservi

1.2.1 Définition

Les systèmes de commande asservis ou, asservissement ou, systèmes bouclés sont obtenus, en modifiant la structure du système par une boucle de retour comprenant un capteur de mesure et un détecteur d'écart, c'est à dire un système bouclé est un système où le signal de commande dépend d'une façon ou d'une autre du signal de sortie.

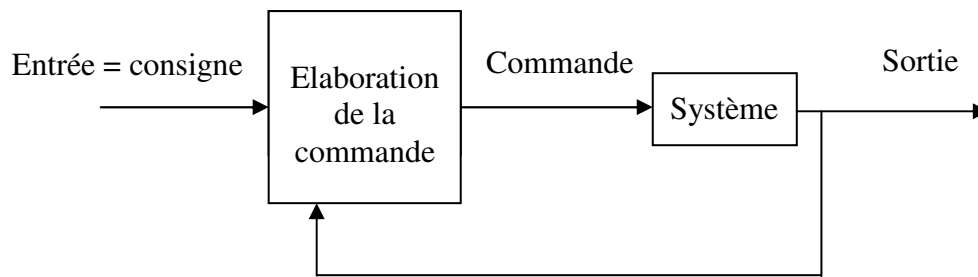


Figure 1.2 : Schéma d'un système de commande en boucle fermée

1.2.2 Schéma général d'un asservissement et ses différents composants

Les systèmes de commande asservis possèdent un certain nombre d'éléments, si toutefois, on caractérise chaque composant par la fonction qu'il remplit, par le rôle qu'il joue dans le fonctionnement de l'ensemble du système. On distingue :

Le système à commander, l'actionneur, le capteur, l'amplificateur et le correcteur.

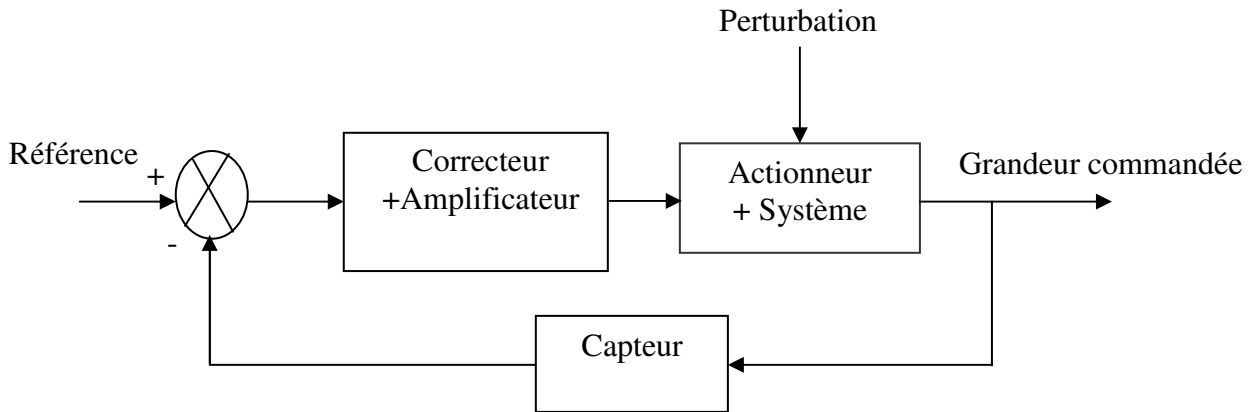


Figure 1.3: Structure de commande en boucle fermée des systèmes dynamiques

✓ Le système à commander

La commande du système consiste à agir sur les grandeurs d'entrée principales de façon à fournir au système la ou les grandeurs de sortie désirées.

✓ Correcteur

Le correcteur est en quelque sorte le cerveau du système asservi. C'est lui qui génère les décisions pour accomplir la tâche désirée. Le choix de ce correcteur dépend principalement de la structure du système à commander et des performances désirées. En général, il se base sur l'erreur du système bouclé pour générer l'action appropriée.

✓ Amplificateur

En général, à la sortie du correcteur, le signal a un niveau insuffisant pour agir sur le système à commander par l'intermédiaire de l'actionneur. L'emploi d'un amplificateur s'impose. Le rôle de cet amplificateur est d'amplifier le signal généré par le correcteur pour le rendre suffisant pour faire fonctionner l'actionneur.

✓ Actionneur

L'actionneur est un organe qui convertit l'énergie d'une forme en une autre pour agir sur le système à commander. Cet actionneur peut être de type électrique (moteur électrique), hydraulique (vérin hydraulique pour les déplacements linéaires ou moteur hydraulique pour les mouvements en rotation) ou pneumatique (vérin pour les déplacements linéaires ou moteur

pneumatique pour les déplacements en rotation). Le choix entre ces types d'actionneurs dépend de plusieurs paramètres. En général, l'effort utilisé dicte un tel choix.

✓ Capteur

Le capteur est un organe dont la tâche consiste à convertir une grandeur physique en une autre facilement utilisable et de même nature que la grandeur de référence.

Son rôle est de renseigner le correcteur sur le comportement dynamique de la grandeur à commander.

1.2.3 Performances d'un système asservi

✓ Performances temporelles

Les performances temporelles d'un système asservi sont généralement déterminées à partir de la réponse du système à une grandeur d'entrée en échelon unitaire **Figure 1.4**.

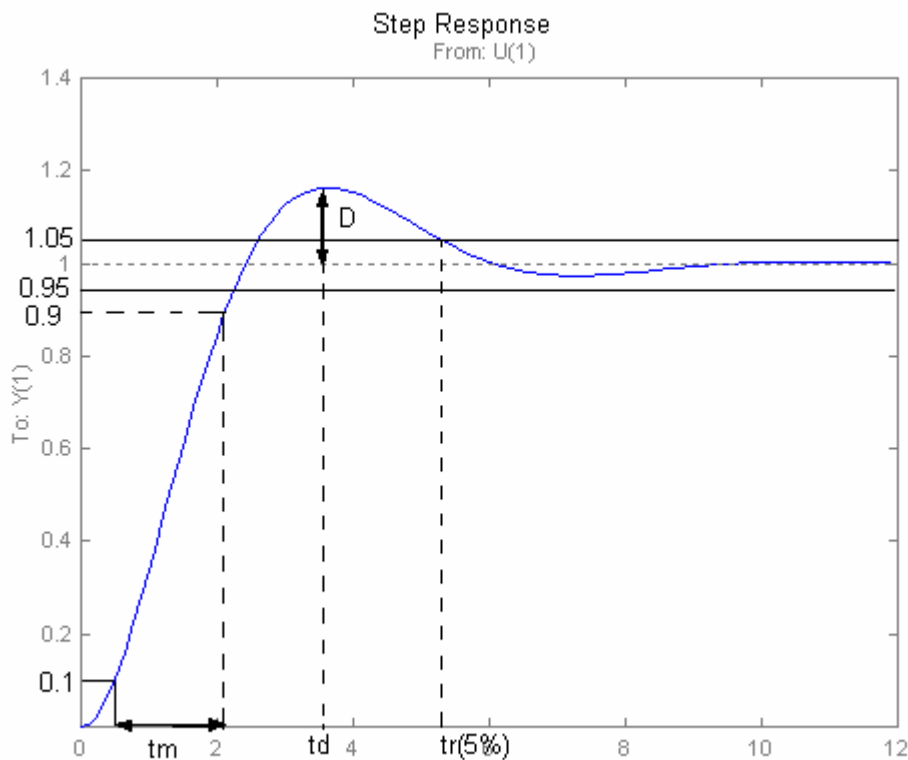


Figure 1.4: Réponse indicielle d'un système ($K = 1$, $\omega_n = 1$, $\xi = 0.5$)

- **Dépassement maximal (D ou D%)**

Le dépassement est défini comme étant la déviation maximale de la grandeur de sortie par rapport à la valeur prise par cette même grandeur de sortie en régime permanent [3].

Si y_{\max} est la valeur maximale de $y(t)$ et si y_{fin} est sa valeur finale (atteinte en régime permanent), le dépassement maximal, si $y_{\max} > y_{\text{fin}}$ est défini par :

$$D = y_{\max} - y_{\text{fin}} \quad (1.1)$$

Le dépassement est souvent représenté comme un pourcentage de la valeur finale de la réponse indicielle.

$$D\% = \frac{y_{\max} - y_{\text{fin}}}{y_{\text{fin}}} \times 100 \quad (1.2)$$

- **Temps du premier maximum (t_d)**

Le temps du premier maximum est l'instant caractérisant le premier maximum de la réponse indicielle [2].

- **Temps de montée (t_m)**

Le temps de montée (t_m) est défini comme étant l'intervalle de temps compris entre l'instant où le signal de sortie, partant de la valeur nulle, atteint une fraction spécifiée et faible, en général 10% de sa valeur du régime permanent, et l'instant où il atteint pour la première fois une fraction spécifiée et élevée, en général 90% de cette même valeur de régime [3].

- **Temps de réponse à $x\%$ ($t_{,x\%}$)**

Le temps de réponse à $x\%$ (ou encore temps d'établissement à $x\%$) est le temps nécessaire pour que la réponse indicielle demeure dans la fourchette $\pm x\%$ autour de la valeur finale y_{fin} . La tolérance la plus utilisée est de $\pm 5\%$ de la valeur de la grandeur de sortie en régime permanent [2].

✓ Performances fréquentielles

Pour décrire la qualité de l'asservissement dans le domaine fréquentiel, un certain nombre de spécifications sont généralement utilisées qui sont :

- **La bande passante B_p**

La bande passante correspond à la plage des fréquences comprises entre 0 et la fréquence de coupure ω_c qui correspond à une chute de -3 dB de la courbe d'amplitude en dB de la fonction de transfert en boucle fermée.

La bande passante B_p est une caractéristique du régime transitoire. En effet, un système avec une large bande passante possède des pôles très éloignés de l'axe imaginaire, ce qui correspond à un temps de montée rapide. D'un autre côté, un système avec une faible bande passante produit une réponse lente [3].

- **La fréquence de résonance ω_r**

La fréquence de résonance est définie comme étant la fréquence à laquelle l'amplitude maximale est atteinte pour les systèmes dont la réponse indicielle présente un dépassement et des oscillations.

- **Le facteur de surtension M_p**

Le facteur de surtension est défini comme étant le maximum du module en dB de la fonction de transfert en boucle fermée. Ce maximum se produit à la fréquence de résonance ω_r . Le facteur de surtension M_p correspond à de grands dépassements de la réponse indicielle du système asservi. En pratique il est conseillé de prendre des facteurs de surtension dans la plage $[1.1, 1.5]$ ou $[0.83, 3.52]$ en dB [3]. Le facteur de surtension est donné par :

$$M_p = \frac{\|G(j\omega)\|_{\max}}{\|G(0)\|} \quad (1.3)$$

- **Marge de gain (MG)**

La marge de gain est définie comme étant la grandeur par laquelle il faut multiplier la fonction de transfert en boucle ouverte pour amener l'amplitude à 1 lorsque la phase est -180° [3]. Mathématiquement, si on désigne par $\omega_{-\pi}$ la fréquence à laquelle la phase est égale à $-\pi$, la marge de gain est donnée par :

$$MG = - |G(j\omega_{-\pi})|_{dB} \quad (1.4)$$

▪ **Marge de phase ($M\phi$)**

La marge de phase est définie comme étant la phase qu'il faut ajouter à la phase de la fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi, lorsque le gain en dB est égal à zéro, pour rendre le système en boucle fermée instable. En notant par $\omega_{M\phi}$ la fréquence à laquelle le module de $G(s)$ en dB est égale à 0, c'est - à - dire $|G(j\omega_{M\phi})| = 1$, la marge de phase est définie comme étant la différence entre la phase de $G(j\omega_{M\phi})$ à la fréquence $\omega_{M\phi}$ et $-\pi$ [3], ce qui donne :

$$M\phi = \arg(G(j\omega_{M\phi})) - (-\pi) = \pi + \arg(G(j\omega_{M\phi})) \quad (1.5)$$

Le schéma de la figure suivante présente les performances fréquentielles sur le diagramme de Bode.

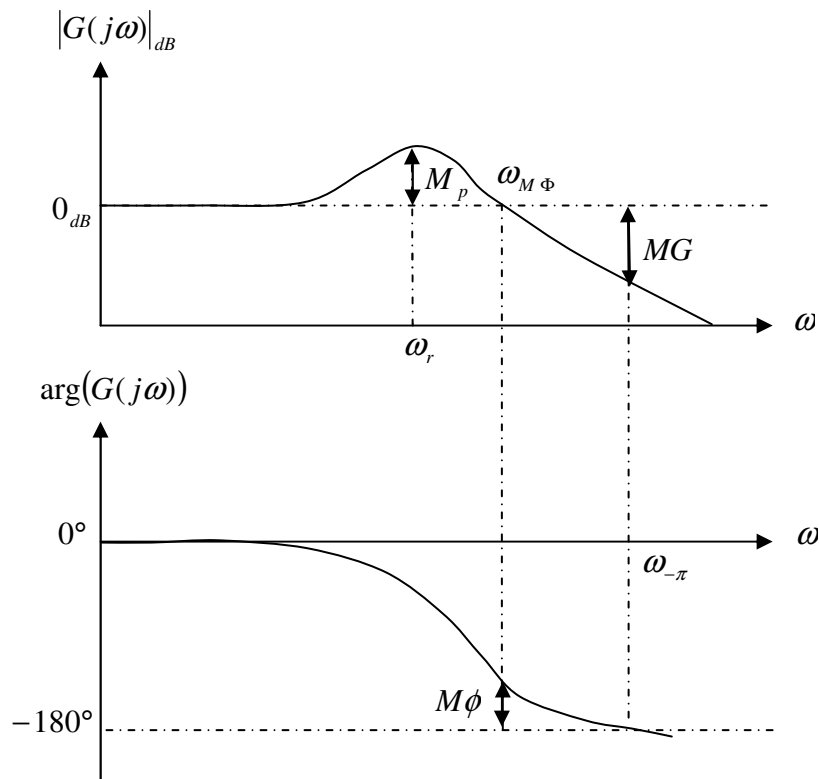


Figure 1.5 : Performances fréquentielles sur le diagramme de Bode

1.3 Etude du modèle de deuxième ordre

Dans de nombreux cas, la synthèse de correcteur vise à assurer un comportement de type deuxième ordre à la boucle fermée.

1.3.1 Définition

Un modèle du deuxième ordre est un système dont la sortie est définie par une équation différentielle du deuxième ordre :

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = b \cdot e(t) \quad \text{avec } a_2 \neq 0 \quad (1.6)$$

Si $a_0 \neq 0$ alors cette équation peut se mettre sous la forme :

$$\tau^2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\xi\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = K \cdot e(t) \quad (1.7)$$

τ est la période naturelle du système.

ξ est le coefficient d'amortissement.

K est le gain statique.

ω_n est la pulsation naturelle du système

La fonction de transfert de ce système est :

$$G(s) = \frac{K}{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1} \quad (1.8)$$

En introduisant la pulsation naturelle du système : $\omega_n = 1/\tau$, la fonction de transfert devient :

$$G(s) = \frac{K}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + 2\frac{\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (1.9)$$

1.3.2 Réponse indicielle

La réponse d'un système soumis à un échelon d'amplitude unitaire en entrée, est appelée réponse indicielle [4].

Soit un échelon unitaire $\gamma(t)$ défini comme suit :

$$\gamma(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0 \end{cases}$$

L'expression de la réponse temporelle correspondante dépend des racines du dénominateur de $G(s)$, dont le discriminant s'écrit:

$$\Delta = \frac{4}{\omega_n^2}(\xi^2 - 1) \quad (1.10)$$

- Si $\xi \geq 1 \Rightarrow$ Les deux racines sont réelles et simples, la réponse du système est apériodique :

$$s_1, s_2 = -\xi\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\xi^2 - 1} \quad (1.11)$$

La position des pôles dans le plan complexe est donnée sur la figure suivante :

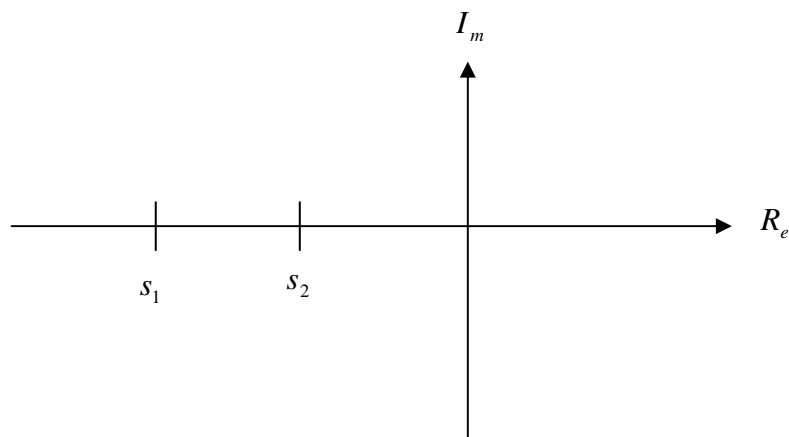


Figure 1.6 : Position des pôles dans le plan complexe lorsque $\xi \geq 1$

La transformation de Laplace de la réponse indicielle, $y(s)$ s'écrit :

$$y(s) = \frac{K\omega_n^2}{(s-s_1)(s-s_2)s} \quad (1.12)$$

La transformation de Laplace inverse de la réponse indicielle donne la réponse temporelle $y(t)$:

$$y(t) = K \left[1 + \frac{1}{T_2 - T_1} \left(T_1 e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2 e^{-\frac{t}{T_2}} \right) \right] \quad \text{avec } T_1 = -\frac{1}{s_1} \text{ et } T_2 = -\frac{1}{s_2} \quad (1.13)$$

L'allure de la réponse du système du second ordre amorti est représentée sur la figure 1.7.

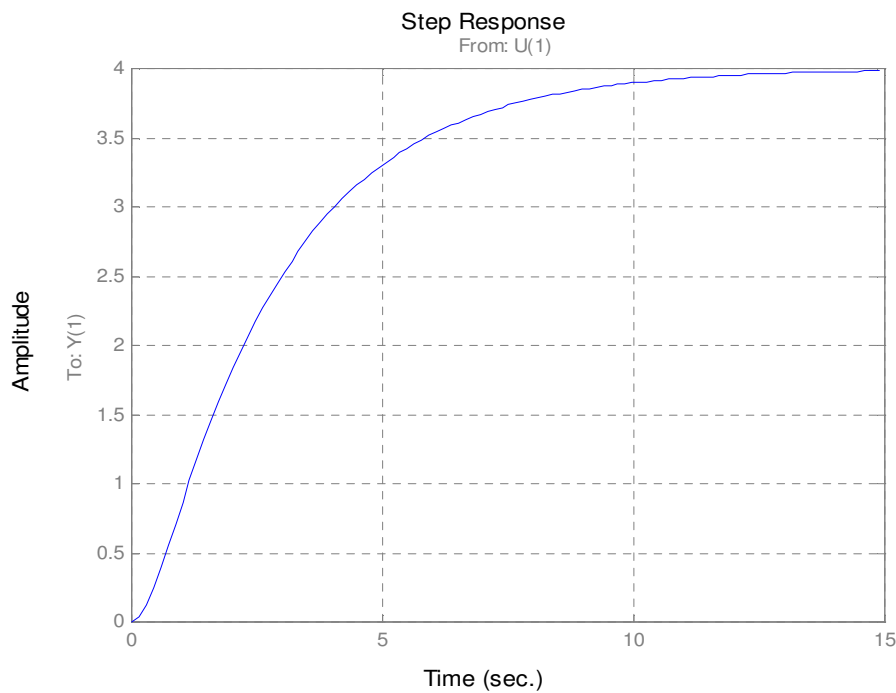


Figure 1.7 : Réponse indicielle d'un système du deuxième ordre amorti
($K = 4$, $\omega_n = 1$, $\xi = 1.5$)

- Si $\xi < 1 \Rightarrow$ Les deux racines sont complexes conjuguées et la réponse est oscillante :

$$s_1, s_2 = \left(-\xi \pm j\sqrt{1-\xi^2} \right) \omega_n \quad (1.14)$$

La position des pôles dans le plan complexe est donnée sur la figure suivant :

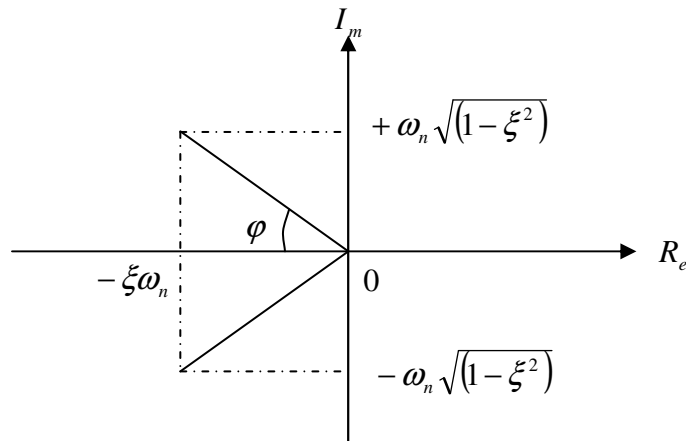


Figure 1.8 : Position des pôles d'un système du deuxième ordre oscillant

La réponse temporelle est :

$$y(t) = 1 - Ae^{-\xi\omega_n t} \sin \left[(1 - \xi^2)^{1/2} \omega_n t + \varphi \right] \quad (1.15)$$

Avec :

$$A = (1 - \xi^2)^{-1/2} \text{ et } \varphi = \text{artg} \left((1 - \xi^2)^{1/2} / \xi \right)$$

L'allure de la réponse du système de deuxième ordre oscillant est représentée sur la **Figure1.9**

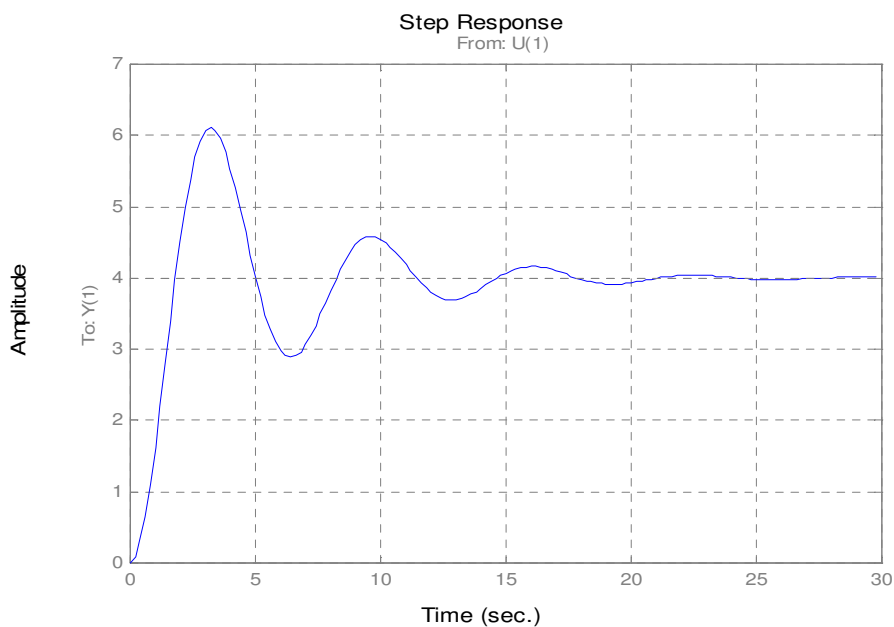


Figure 1.9 : Réponse indicielle d'un système du deuxième ordre oscillant
($K = 4, \omega_n = 1, \xi = 0.2$)

1.3.3 Caractéristiques temporelles

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

Système	$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$	
	$\xi < 1$	$\xi \geq 1$
Dépassement D%	$100 \times e^{-\left(\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)} \%$	0
Temps du 1 ^{er} maximum t_d	$\frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}}$	N.D
Temps de réponse à 5%	$-\frac{1}{\xi\omega_n} \ln(0.05\sqrt{1-\xi^2})$	$\frac{3}{\omega_n (\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})}$

Tableau 1.1 : Caractéristiques temporelles du modèle du deuxième ordre

1.3.4 Caractéristiques fréquentielles

Les caractéristiques fréquentielles de système du deuxième ordre sont résumées sur le tableau suivant :

Propriétés fréquentielles de		$\frac{K}{1 + 2 \frac{\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2}$	
	$\xi \geq 1$	$\frac{1}{\sqrt{2}} < \xi < 1$	$0 < \xi \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$
Le facteur de surtension M_p	0	0	$\frac{K}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}$
Pulsation de résonance ω_r	N.D	N.D	$\omega_n\sqrt{1-2\xi^2}$
Pulsation de coupure ω_c	$\omega_n\sqrt{1-2\xi^2 + \sqrt{4\xi^2(\xi^2-1) + K^2}}$ (rd/s)		
Bande passante B_p	$0 < \omega < \omega_n\sqrt{1-2\xi^2 + \sqrt{4\xi^2(\xi^2-1) + 2}}$ (rd/s)		

Tableau 1.2 : Caractéristiques fréquentielles du modèle du deuxième ordre

Conclusion

Les différentes caractéristiques temporelles d'un système asservi permettant de caractériser assez complètement son comportement transitoire (en réponse indicielle), et les caractéristiques fréquentielles permettent de décrire la qualité de l'asservissement. Cependant il est à noter que les systèmes asservis peuvent présenter des défauts, une précision insuffisante, une stabilité trop relative (voire une instabilité), un temps de réaction trop lent, un dépassement trop important, au regard d'un cahier des charges, dans ce cas, la correction de tels systèmes est alors indispensable, cette notion est abordée dans le prochain chapitre.

Chapitre

2

La correction des systèmes.

Introduction

Compenser (ou corriger) un système asservi consiste à modifier ses propriétés par l'action d'un réseau correcteur, de façon à le stabiliser s'il y a lieu, et à lui conférer de bonnes performances.

Dans la première partie de ce chapitre on définit les objectifs de la correction qui permettent de justifier la sélection des paramètres utilisés dans les prochains chapitres, puisqu'il y a une multitude de façons d'aborder la correction d'un système. Dans la deuxième partie on présente les différentes structures de correction. Quant à la troisième, elle traite sur les différents correcteurs classiques et leurs caractéristiques propres ainsi que leurs présentations graphiques dans le plan de Bode.

Face au manque de méthodes systématiques (et de type classiques) pour les systèmes d'ordre élevé (supérieur à trois), dans le domaine temporel on s'oriente plutôt vers le domaine fréquentiel pour mener à bien une synthèse de correcteur. L'étude de la méthode fréquentielle en utilisant le plan de Bode clôture ce chapitre.

2.1 Objectifs de la correction

Le système doit satisfaire, pour fonctionner correctement, des objectifs de précision, rapidité, stabilité, etc.

2.1.1 Précision

La précision se quantifie en comparant le signal de sortie au signal d'entrée. Le signal résultant, souvent noté $\varepsilon(t)$ représente donc la différence entre la consigne (objectif souhaité) et la mesure (résultat). La précision est d'autant meilleure que $\varepsilon(t)$ tend vers zéro.

Si $\varepsilon(t)$ est observée sur un intervalle de temps fini, la précision est dynamique (l'erreur dépend du temps).

Si $\varepsilon(t)$ est observée au bout d'un temps suffisamment long pour que le système se trouve en régime permanent, la précision est statique.

$\varepsilon(t)$ est appelée erreur de position, si un échelon est injecté à l'entrée du système. Si l'entrée est un signal de type rampe, $\varepsilon(t)$ est l'erreur de vitesse (erreur de traînage). Enfin, si l'entrée est une parabole, $\varepsilon(t)$ est l'erreur d'accélération [2].

2.1.2 Rapidité

La rapidité d'un système se juge en mesurant sur sa réponse indicielle, soit le temps de réponse, soit le temps de montée ou encore en considérant ces deux grandeurs à la fois. Pour le système du second ordre sans dépassement $\xi \geq 1$, ces deux grandeurs sont assez proches. Par contre lorsque $\xi < 1$, plus ξ est faible plus le temps de réponse augmente. En effet, dans ce cas la sortie présente un dépassement important et des oscillations qui vont mettre un certain temps à s'amortir. Cependant le temps de montée et le temps de réponse peuvent être différents. Il peut donc être intéressant de les considérer tous deux comme des contraintes de rapidité [2].

2.1.3 Rejet de perturbation

Une perturbation est un signal parasite qui vient modifier le comportement du système et qui est traité comme une entrée subie. Rejeter une perturbation c'est faire en sorte que celle-ci n'affecte pas (ou pas trop longtemps) le fonctionnement du système [2].

2.1.4 Stabilité

Un système est stable si en lui appliquant un signal borné en entrée, sa sortie répond par un signal ne présentant pas de divergence temporelle. Donc un système est stable EB/SB (Entrée Bornée/Sortie Bornée) si la réponse à une entrée de type bornée est elle-même un signal borné [2].

✓ Dans le domaine temporel

Théorème 1 : La stabilité EB/SB d'un système linéaire, continu et invariant est garantie si et seulement si sa réponse impulsionnelle est absolument sommable [2].

C'est-à-dire :

$$\int_0^{+\infty} |h(t)| dt \leq L < \infty \quad (2.1)$$

$h(t)$: Réponse impulsionnelle, L : Constante finie

✓ *Dans le domaine fréquentiel*

Théorème 2 : La stabilité EB/SB d'un système linéaire, continu et invariant est garantie si et seulement si tous les pôles de sa fonction de transfert $G(s)$ sont à parties réelles négatives [2].

✓ *Condition de stabilité*

Un système de fonction de transfert $G(s)$ est stable si :

- Les pôles de $G(s)$ sont à parties réelles strictement négatives.
- $G(s)$ ne possède pas de pôles à l'origine.
- Les pôles imaginaires purs (partie réelle =0) de $G(s)$ sont simples.

2.2 Structure de la correction

2.2.1 Correction série

Le correcteur $C(s)$ est placé en série avec le processus à corriger. Cette structure est de loin la plus répandue (à supposer que le système ne nécessite pas une structure spécifique) et bon nombre de correcteurs classiques sont prévus pour être insérés de cette manière dans la boucle de commande comme le montre la **Figure 2.1** :

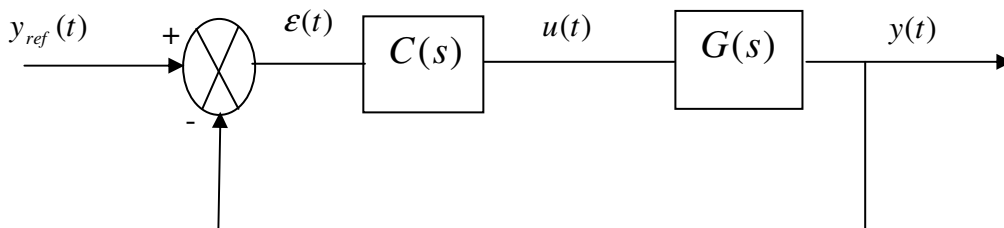


Figure 2.1 : Structure de correction série

2.2.2 Correction par retour de sortie (correction parallèle)

La structure de la **Figure 2.2** est une correction par retour de sortie encore appelée correction parallèle. Le correcteur est inséré dans une boucle secondaire dite boucle interne. Il est en parallèle par rapport au processus à corriger, qui lui appartient à la chaîne directe [2].

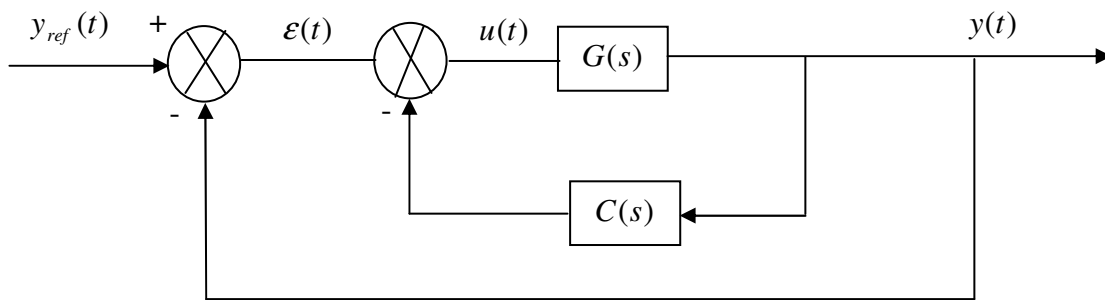


Figure 2.2 : Structure de correction parallèle

Le calcul de la fonction de transfert $\frac{y(s)}{y_{ref}(s)}$ indique que $C(s)$ peut jouer sur la stabilité et les performances ($C(s)$ modifie en effet le dénominateur de la FTBF). Par contre à partir, de la fonction de transfert $\frac{\mathcal{E}(s)}{y_{ref}(s)}$ le correcteur $C(s)$ ne permet pas d'améliorer la précision ou de réduire l'erreur statique.

2.2.3 Correction parallèle série

Pour pallier à l'inconvénient non négligeable de ne pouvoir améliorer l'erreur statique, on associe la correction parallèle à la correction série comme l'indique la **Figure 2.3**. Le correcteur comprend alors deux parties distinctes, $C_1(s)$ inséré dans la chaîne directe de la boucle principale et $C_2(s)$ qui réalise un retour de sortie et est inséré en parallèle sur $G(s)$ dans une boucle interne [2]. Elle permet de bénéficier des propriétés des deux structures précédentes.

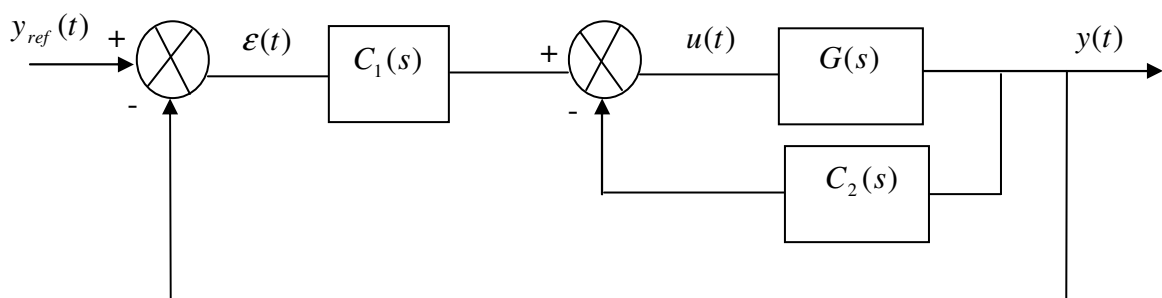


Figure 2.3 : Structure de correction parallèle série

2.3 Les correcteurs classiques

Les correcteurs classiques comprennent les correcteurs proportionnel (p), intégral (I), dérivé (D), et les correcteurs avance de phase et retard de phase.

2.3.1 Les actions correctrices

✓ Le correcteur est à action proportionnelle lorsque le signal de commande $u(t)$ est proportionnel au signal d'erreur $\varepsilon(t)$.

$$u(t) = K_p \varepsilon(t) \quad (2.2)$$

K_p : Gain de l'action proportionnelle.

Cette action à un effet favorable sur la précision et un effet néfaste sur la stabilité.

✓ Le correcteur est à action intégrale lorsque le signal de commande $u(t)$ est proportionnel à l'intégrale du signal d'erreur $\varepsilon(t)$.

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (2.3)$$

T_i : Constante d'intégration (en secondes)

L'ajout d'intégrateur dans la chaîne directe influe directement sur la précision. Cette action augmente le gain des basses fréquences.

✓ Le correcteur est à action dérivée lorsque le signal de commande $u(t)$ est proportionnel à la dérivée de l'erreur $\varepsilon(t)$.

$$u(t) = T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (2.4)$$

T_d : Constante de dérivation (en secondes).

Les actions dérivée ou intégrale ne s'emploient jamais seules, mais en combinaison avec l'action proportionnelle.

2.3.2 Les différents types de correcteurs classiques

✓ Correcteur proportionnel (P)

Le correcteur proportionnel (P) est le correcteur le plus simple, il agit directement sur l'erreur à l'instant courant pour générer l'action requise pour corriger le comportement dynamique de la grandeur à commander [3].

▪ Fonction de transfert

$$C(s) = \frac{u(s)}{\varepsilon(s)} = K_p \quad (2.5)$$

▪ Diagramme de Bode

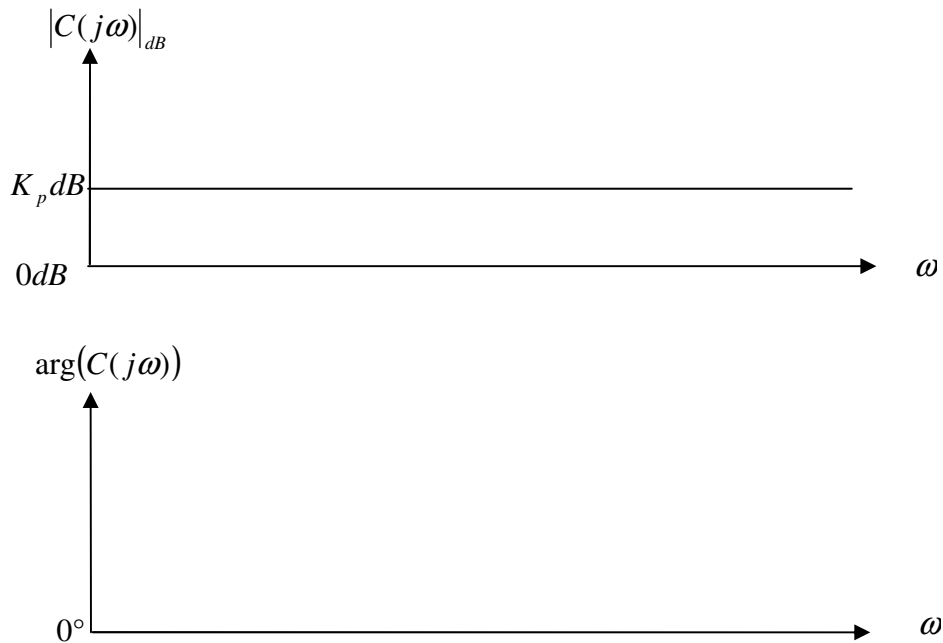


Figure 2.4 : Lieu de Bode du correcteur proportionnel

▪ Rôles

- Le correcteur proportionnel permet de réduire les écarts statiques par augmentation de K_p sans toutes fois les annuler (amélioration de la précision statique).
- Il permet d'augmenter la rapidité en diminuant la marge de phase. Cependant l'augmentation excessive de K_p risque de produire une marge de phase trop faible avec

apparition d'oscillations de fortes amplitudes et risque de déstabiliser l'asservissement (dilemme précision statique- stabilité).

✓ *Correcteur proportionnel _dérivé (PD)*

Il combine l'action proportionnelle et l'action dérivée.

L'inconvénient majeur du correcteur dérivé est son insensibilité aux variations lentes de l'erreur, pour cette raison, ce type de correcteur n'est jamais utilisé seul. Une solution permettant de minimiser cet inconvénient consiste à utiliser le correcteur proportionnel _dérivé.

▪ *Fonction de transfert*

$$C(s) = K_p [1 + T_d s] \quad (2.6)$$

K_p : Est le gain de l'action proportionnelle

T_d : La constante de temps de l'action dérivée.

Cette forme de correcteur n'est pas réalisable.

▪ *Diagramme de Bode*

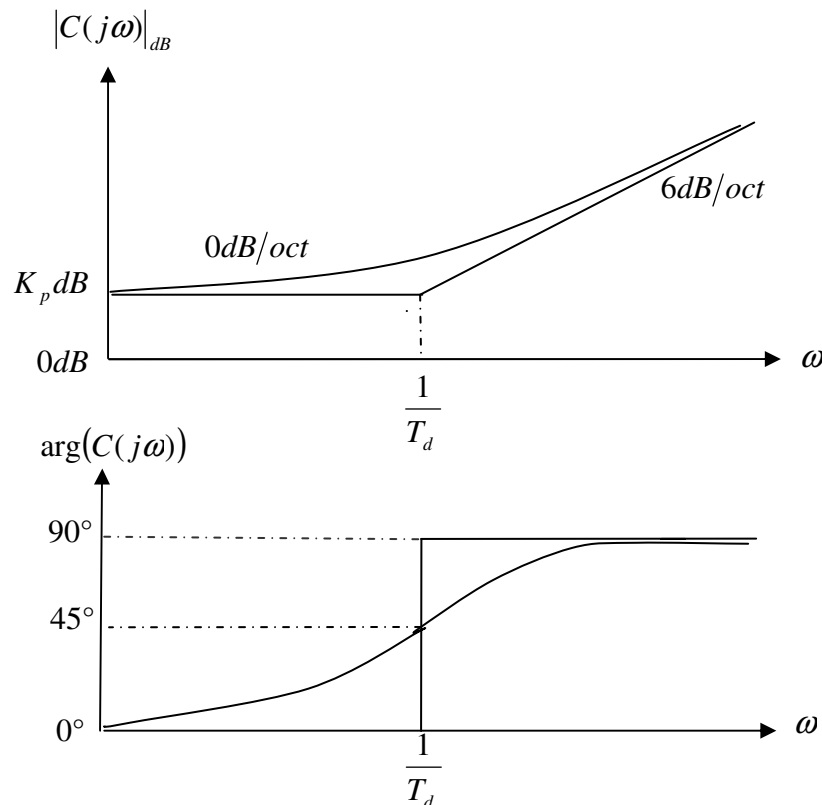


Figure 2.5 : Lieu de Bode du correcteur proportionnel dérivé

- **Rôles**

Ce correcteur agit en hautes fréquences.

- A un effet stabilisant (par apport de phase).
- Augmente la rapidité (par augmentation de la bande passante).

Mais

- Ne permet pas d'améliorer la précision.
- Amplifie les bruits de mesure
- Augmente la bande passante.
- En général, avec un correcteur PD on obtient un système avec un temps de montée rapide et un faible dépassement.

✓ **Correcteur proportionnel_ intégral (PI)**

Le correcteur intégral est fréquemment combiné au correcteur proportionnel pour améliorer le régime permanent. La raison de cette combinaison est que le correcteur intégral améliore le régime permanent tout en détériorant le régime transitoire. Quant à l'action proportionnelle, elle offre la possibilité de modifier en même temps le régime transitoire et le régime permanent [3].

- **Fonction de transfert**

$$C(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right] = \frac{K_p}{T_i s} [1 + T_i s] \quad (2.7)$$

K_p : Est le gain de l'action proportionnelle.

T_i : Est la constante de temps de l'action intégrale.

▪ **Diagramme de Bode**

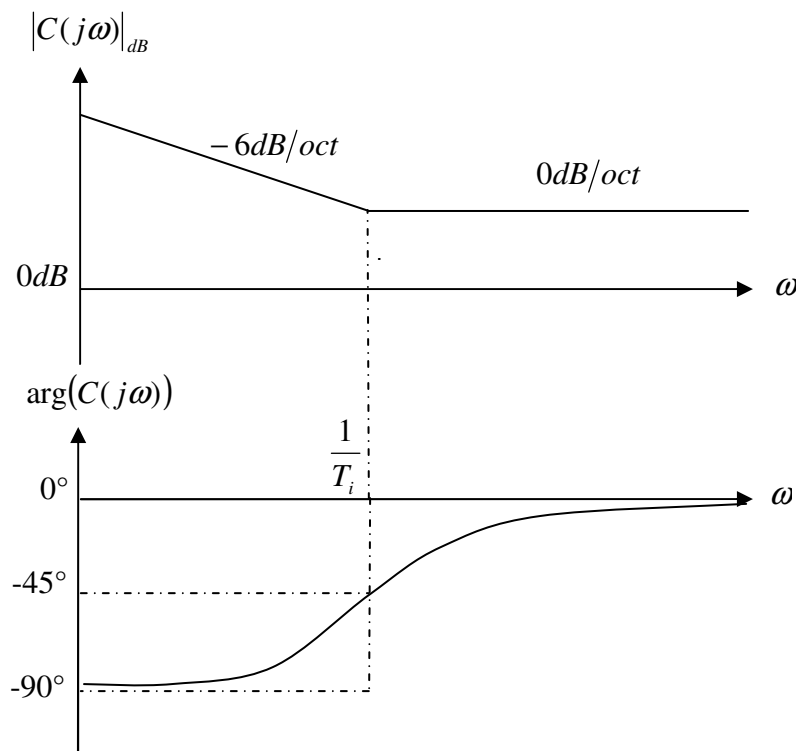


Figure 2.6 : Lieu de Bode du correcteur proportionnel intégral

▪ **Rôles**

- Ce correcteur agit en basses fréquences en apportant une phase négative.
- Du faite de la présence d'un pôle à l'origine, ce correcteur permet d'annuler l'écart statique de position pour un système de classe zéro, d'annuler l'écart statique de vitesse pour un système de classe une.

Mais

- Diminue la stabilité (par perte de phase).
- Ralentir le système (par diminution de la bande passante).

✓ **Correcteur à retard de phase**

Le correcteur à retard de phase est une forme approchée du correcteur PI. Cependant, le correcteur à retard de phase agit sur une bande de fréquences basse.

Le nom du correcteur vient de ce que sa phase est l'opposée de celle de l'avance de phase [3].

▪ **Fonction de transfert**

$$C(s) = K_p \frac{1+Ts}{1+aTs} \quad (2.8)$$

K_p : Est le gain global.

T : Est la constante de temps.

$a > 1$: De sorte que le pôle agisse avant le zéro.

▪ **Diagramme de Bode**

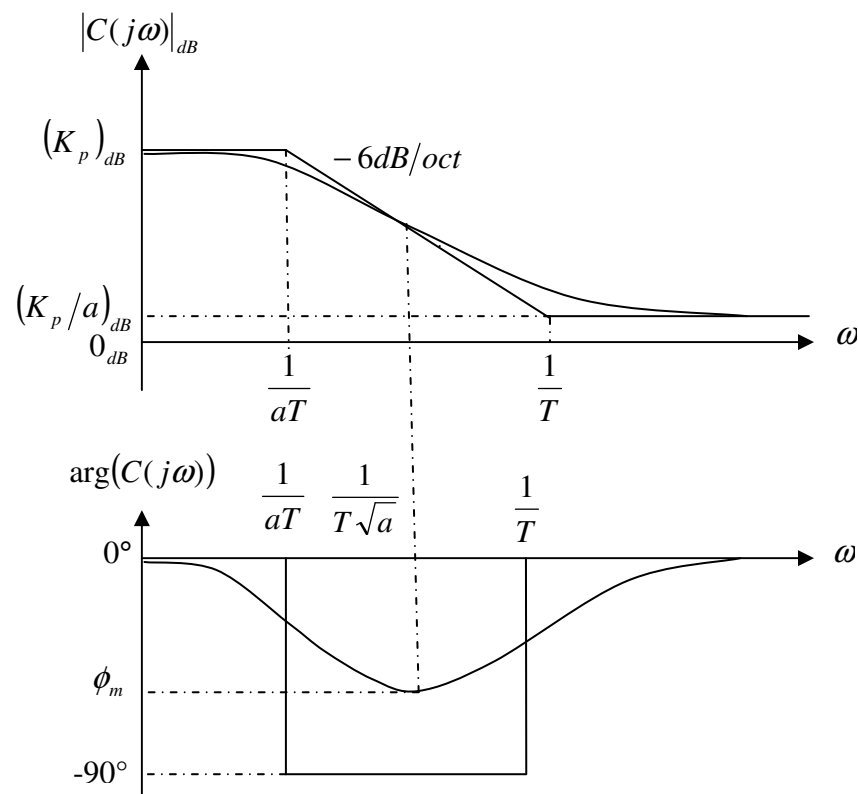


Figure 2.7 : Lieu de Bode du correcteur à retard de phase

Avec

$$\phi_m = -\arcsin \frac{a-1}{a+1} = \arcsin \frac{1-a}{1+a} \quad (2.9)$$

ϕ_m : correspond à la contribution de phase maximale négative qui se produit à :

$$\omega_m = \frac{1}{T\sqrt{a}} \quad (2.10)$$

▪ **Rôle**

- Permet d'améliorer la précision (par apport de gain en basses fréquences)

Mais

- A un effet déstabilisant (par perte de phase)

- Diminue la bande passante.

Ce type de correcteur est principalement utilisé lorsque la rapidité du système et son amortissement sont satisfaisants (bonne précision dynamique) mais que l'erreur en régime statique est grande (mauvaise précision statique). En effet, ce correcteur permet au gain K_p d'augmenter sans changements majeurs de la fréquence de résonance et du facteur de résonance M_p .

✓ **Correcteur proportionnel_ intégral _ dérivé**

Le correcteur proportionnel_ intégral _ dérivé noté PID est très utilisé dans l'industrie à cause de sa simplicité [3].

▪ **Fonction de transfert**

1^{ère} forme

$$C(s) = K_p + \frac{1}{T_i s} + T_d s \quad (2.11)$$

2^{ème} forme

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \quad (2.12)$$

- **Diagramme de Bode**

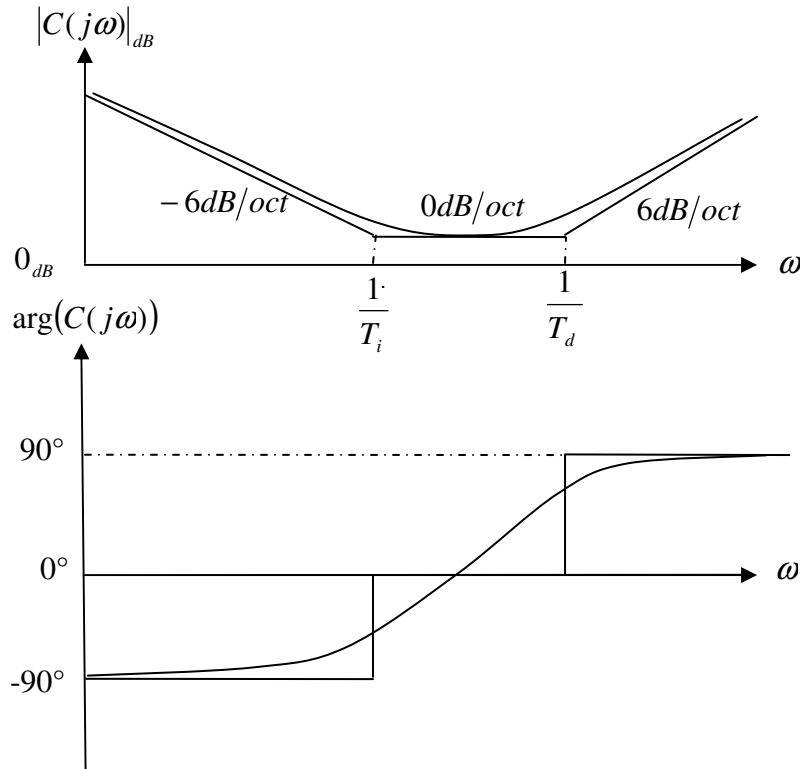


Figure 2.8 : Lieu de Bode du correcteur proportionnel intégral dérivé

- **Rôle**

Le correcteur a pour effet d'agir en même temps sur le régime transitoire et sur le régime permanent. Il permet de régler la précision (erreur nulle) ainsi que l'amortissement et le temps de réponse.

Lorsque K_p augmente, le temps de montée est plus court mais il y'a un dépassement plus important. Le temps de réponse varie peu et l'erreur statique se trouve améliorée.

Lorsque $\frac{1}{T_i}$ augmente, le temps de montée est plus court mais il y a un dépassement plus important. Le temps de réponse au régime stationnaire s'allonge mais dans ce cas, on assure une erreur statique nulle.

Lorsque T_d augmente, le temps de montée change peu mais le dépassement diminue. Le

temps de réponse au régime stationnaire est meilleur. Pas d'influences sur l'erreur statique.

✓ **Correcteur à avance de phase**

C'est une forme approchée du correcteur proportionnel dérivé son action est d'ajouter une phase positive dans un domaine de fréquences.

▪ **Fonction de transfert**

$$C(s) = K_p \frac{1 + aTs}{1 + Ts} \quad (2.13)$$

K_p : est le gain global.

T : La constante de temps du pôle.

$a \times T$: La constante de temps du zéro.

$a > 1$ de sorte que le zéro agisse avant le pôle.

▪ **Diagramme de Bode**

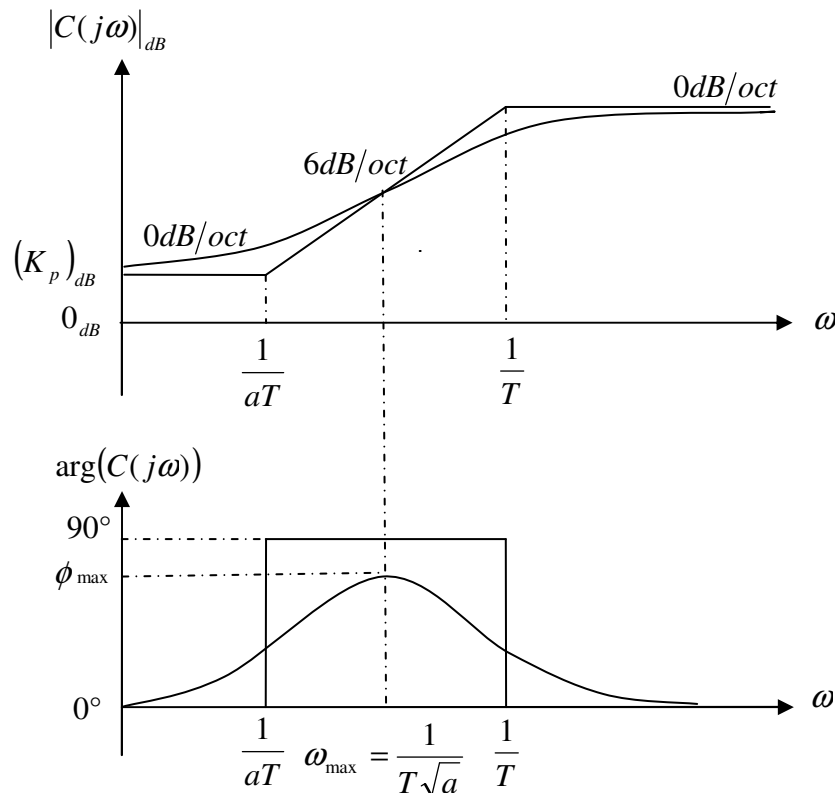


Figure 2.9 : Lieu de Bode du correcteur à avance de phase

Avec

$$\phi_m = \arcsin \frac{a-1}{a+1} \quad (2.14)$$

ϕ_m : correspond à la contribution de la phase maximale positive qui se produit à :

$$\omega_m = \frac{1}{T\sqrt{a}} \quad (2.15)$$

▪ **Rôle**

Ce correcteur apporte une phase positive dans la bande de fréquences $[\omega_b = \frac{1}{aT}, \omega_h = \frac{1}{T}]$

- Améliore la précision statique par la possibilité d'augmenter l'action proportionnelle.
- Stabilise un asservissement instable.
- Augmente l'amortissement d'un système mal amorti.
- Augmente les marges de stabilité d'un asservissement stable.

Mais

- Augmente la bande passante.

2.4 Méthode 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 (et de type classique) 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.

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.

1ère étape :

Analyse du système $G(s)$ pour évaluer les besoins (Cette étape passe par le tracé du lieu de Bode pour déduire les marges de stabilité et la réponse indicielle pour déduire le temps de réponse, le temps de montée,...)

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 bande passante et aussi que les marges de stabilité répondent à celles exigées)
- Vérification de la boucle fermée corrigée : Par le tracé de la réponse indicielle (l'étude du régime transitoire : dépassements, temps de réponse) et du régime permanent (erreur de position).

✓ Synthèse d'un correcteur proportionnel intégral

Soit $G(s)$ le 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 (ω_n).

▪ Calcul du correcteur proportionnel intégral

- Calcul du paramètre T_i

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

- La phase ne doit pas être touchée autour de ω_n 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 à $\frac{1}{T_i}$ d'être inférieur d'au moins une décade de ω_n .

$$\frac{1}{T_i} < \frac{\omega_n}{10} \Rightarrow \frac{1}{T_i} = \frac{\omega_n}{10} - 0.01 \quad (2.16)$$

$$\Rightarrow T_i = \frac{10}{\omega_n - 0.1} \quad (2.17)$$

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

$$C(s) = \frac{1}{T_i s} [1 + T_i s] \quad (2.18)$$

❖ Si $\text{Arg}[G(j\omega_n)] + 180 \neq$ 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 $\frac{1}{T_i}$:

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

$$\Rightarrow T_i = \frac{1}{\omega_n} \times \tan \left[(m \text{ arg } e \text{ voulue} - m \text{ arg } e \text{ de phase} + 90) \times \frac{\pi}{180} \right] \quad (2.19)$$

- Calcul du gain de l'action proportionnel (K_p)

$$K_p = \frac{1}{|C_s(j\omega_n) * G(j\omega_n)|} \quad (2.20)$$

- Vérification de la boucle ouverte corrigée : Par le tracé de Bode du système corrigé en boucle ouverte (vérification de la bande passante et aussi que les marges de stabilité répondent à celles exigées)

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 (l'étude du régime transitoire : dépassements, temps de réponse) et du régime permanent (erreur de position).

Exemple :

On souhaite régler le système $G(s) = \frac{1}{(1+5s)}$.

Les contraintes du cahier des charges sont :

- $D\% < 20\%$
- Système en boucle fermée deux fois plus rapide que $G(s)$
- Erreur statique nulle
- Stabilité

✓ Application de la méthode fréquentielle

1^{ère} étape

Analyse de $G(s)$:

- le tracé du lieu de Bode

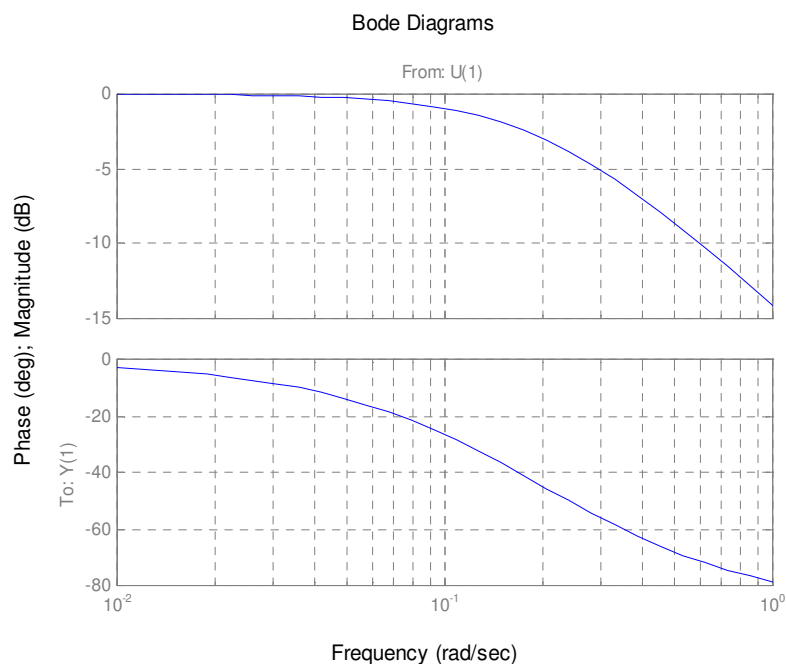


Figure 2.10 : Lieu de Bode du système non corrigé

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

- La réponse indicielle :

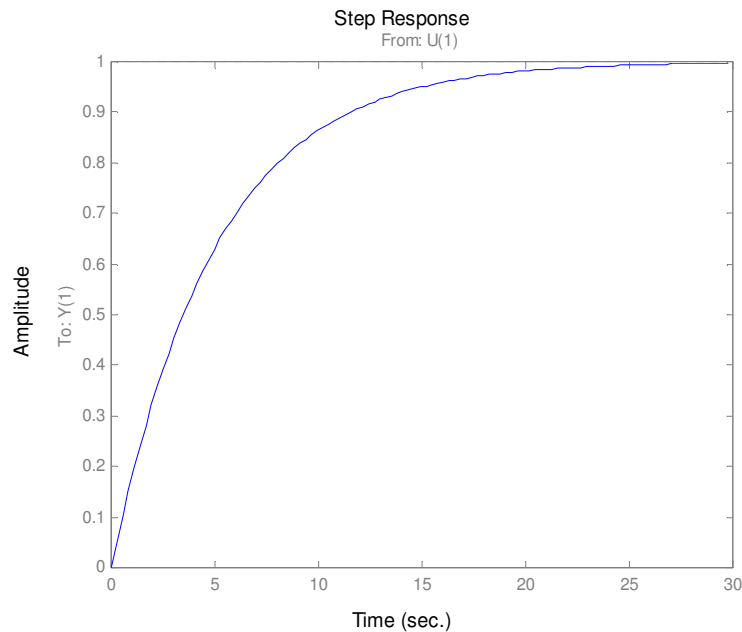


Figure 2.11 : Réponse indicielle du système non corrigé

Le temps de réponse à 5% est : $t_r(5\%) = 14.98 \text{ s}$.

2^{ème} étape

La courbe de dépassement en fonction de l'amortissement $D\% = f(\xi)$ paramétrée en marge de phase (figure A.1 de l'annexe) indique qu'il faut imposer :

- $\xi \geq 0.45$

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

Pour un choix de $\xi = 0.58$ et une marge de phase de 58° . Et aussi avec la contrainte système en boucle fermée deux fois plus rapide que $G(s)$, en se reportant au chapitre 1, la formule

$t_r(5\%) = f(\omega_n)$ pour $\xi < 1$ mentionné sur le tableau 1.1 informe qu'il faut imposer que ω_n de la fonction de transfert en boucle fermée doit être égale à $\omega_n = 0.7368 \text{ rad/sec}$.

3^{ème} 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.

Le correcteur final est :

$$C(s) = 2.6525 \times \frac{1.2574s + 1}{1.2574s} \quad (2.21)$$

4^{ème} étape :

- *Analyse des résultats*
 - Vérification de la boucle ouverte corrigée

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

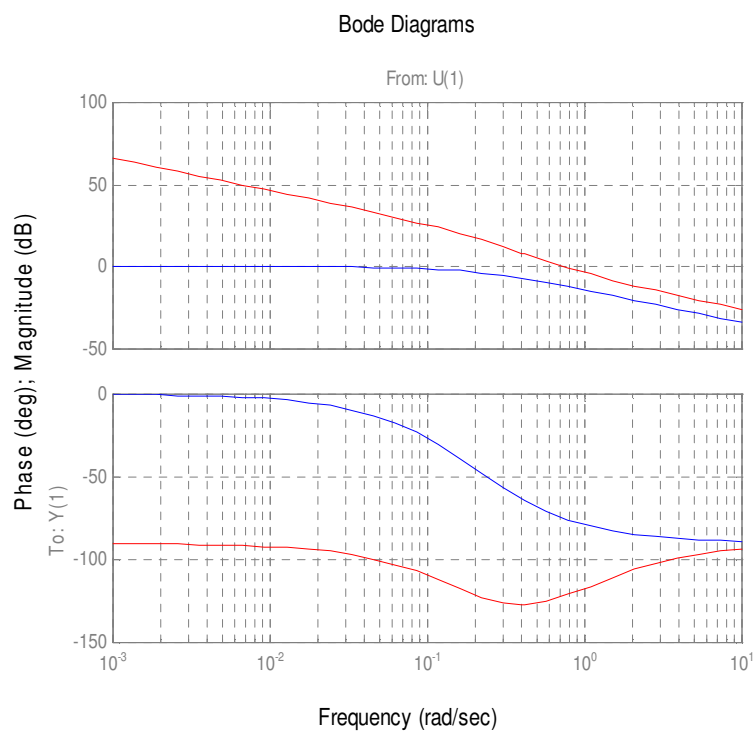


Figure 2.12 : Diagramme de Bode du système non corrigé (trait bleu) et du système corrigé (trait rouge)

La marge de phase corrigée : $M\phi = 58.21^\circ$ en $\omega_n = 0.748 \text{ rad/sec}$ (résultats voulus sont tenus)

- Vérification de la boucle fermée corrigée :

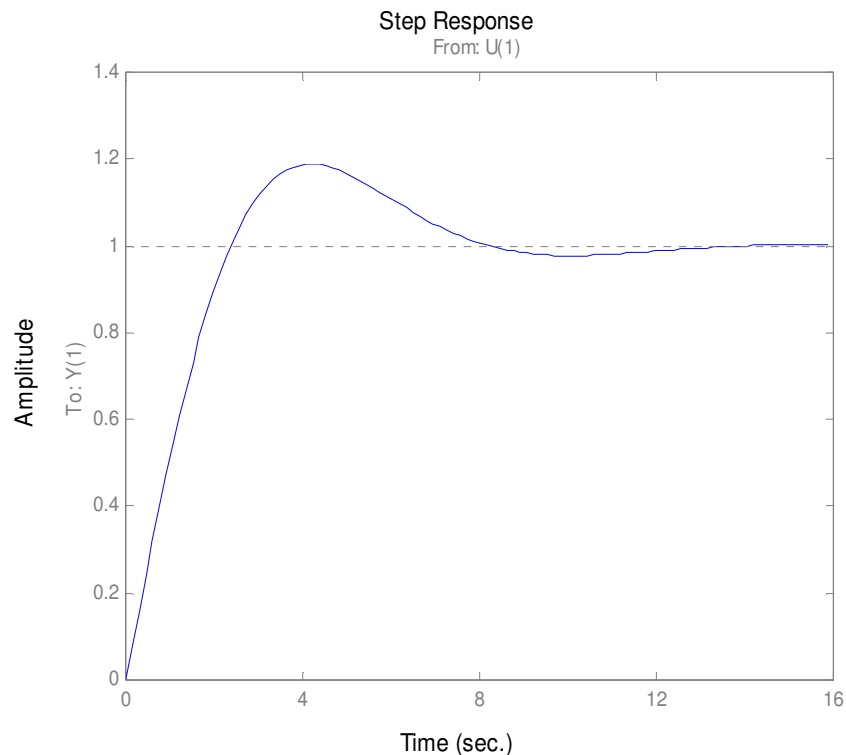


Figure 2.13 : Réponse indicielle de la boucle fermée corrigée

$$D\% = 18.2\%$$

$$tr(5\%) = 7 \text{ sec}$$

Les spécifications du cahier des charges sont tenues.

Conclusion

On a vu dans ce chapitre que les performances d'un système asservi linéaire et continu sont liées à la nature de sa fonction de transfert. Le principe de la correction consiste donc à modifier la fonction de transfert du système en ajoutant un constituant (correcteur) dont on peut choisir sa fonction. De plus, On a traité, la correction des systèmes par la méthode fréquentielle, en particulier la méthode de synthèse du correcteur proportionnel intégral dont on exposera une application dans le prochain chapitre.

La détermination du type, puis le réglage d'un correcteur n'est donc pas un problème simple vu que l'application des étapes de cette méthode n'a pas de démarches standard conduisant directement à la bonne solution. Parfois, il est nécessaire de modifier les valeurs des paramètres du régulateur. L'utilisation d'un logiciel Matlab est indispensable.

Chapitre

3

*Application de la méthode
fréquentielle pour la
commande en vitesse de la
machine à courant
continu.*

Introduction

Le moteur à courant continu était l'actionneur électromécanique le plus employé dans les applications générales des entraînements des machines et dans les applications à vitesse variable (la propulsion dans les navires et les servo-mécanismes de grandes performances dans les machines-outils et les robots). Depuis quelques années, à cause des coûts de fabrication très élevés, d'un entretien important (avec le collecteur et les balais) et l'apparition des groupes mono-variateurs alternatifs performant, le moteur à courant continu a été délaissé dans certaines applications. Cependant il garde une place importante dans les applications industrielles où le positionnement et la précision sont importants.

L'avantage principal des machines à courant continu réside dans leur adaptation simple aux moyens permettant de régler ou de faire varier leur vitesse, leur couple et leur sens de rotation d'accumulateurs, piles, etc. Le principal défaut de la machine à courant continu réside dans l'ensemble balais/collecteur rotatif qui s'use, qui est complexe à réaliser et qui consomme de l'énergie.

On présente dans ce chapitre les généralités de la machine à courant continu et sa modélisation par commande de la vitesse par induit.

Ensuite, pour ce modèle, on expose la synthèse d'un régulateur proportionnel intégral dans le domaine fréquentiel pour la machine prise comme un bloc. Pour éviter des pics très importants du courant de démarrage en régime transitoire, on utilisera la régulation en cascade, donc la limitation de courant.

3.1 Généralités sur la machine à courant continu

3.1.1 Définition

Les machines à courant continu sont des machines tournantes réversibles qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique «générateur ou dynamo» ou inversement, c'est-à-dire, qu'elles transforment l'énergie électrique en énergie mécanique «moteur».

3.1.2 Constitution

Comme toutes les machines tournantes, les machines électriques à courant continu sont constituées : d'un stator et d'un rotor.

- Le stator crée un champ magnétique longitudinal fixe à l'aide d'enroulements ou d'aimants permanents. Il est aussi appelé inducteur (L'inducteur est un organe électrotechnique, généralement un électroaimant, ayant comme fonction d'induire un champ...).
- Le rotor est constitué d'un ensemble de bobines reliées à un collecteur rotatif. Le collecteur rotatif permet d'inverser la polarité du champ magnétique créé par le stator avant que celui-ci ne soit en phase avec celui créé par le rotor. Grâce à ce dispositif, les champs rotorique et statorique sont toujours en quadrature provoquant ainsi la rotation du rotor.

3.1.3 Principe de fonctionnement

Lorsque l'inducteur est alimenté, il crée un champ magnétique radial (flux d'excitation) dans l'entrefer, dirigé suivant les rayons de l'induit. Ce champ magnétique pénètre dans l'induit du côté du pôle Nord de l'inducteur et sort de l'induit du côté du pôle Sud de l'inducteur.

Quand l'induit est alimenté, ses conducteurs situés sous un même pôle inducteur (d'un même côté des balais) sont parcourus par des courants de même sens et sont donc, d'après la loi de Laplace : $d\vec{f} = I \cdot d\vec{l} \wedge \vec{B}$, soumis à une force. Les conducteurs situés sous l'autre pôle sont soumis à une force de même intensité et de sens opposé. Les deux forces créent un couple qui fait tourner l'induit du moteur [14].

3.1.4 Modélisation de la machine à courant continu à excitation séparée

La modélisation consiste à écrire à partir d'une analyse physique d'un système électromécanique, les équations mathématiques régissant son fonctionnement, pour représenter notre système sous forme de fonction de transfert, nous supposons que celui-ci est linéaire.

Le schéma traditionnel d'un moteur à courant continu à excitation séparée est donc celui de la **Figure 3.1**.

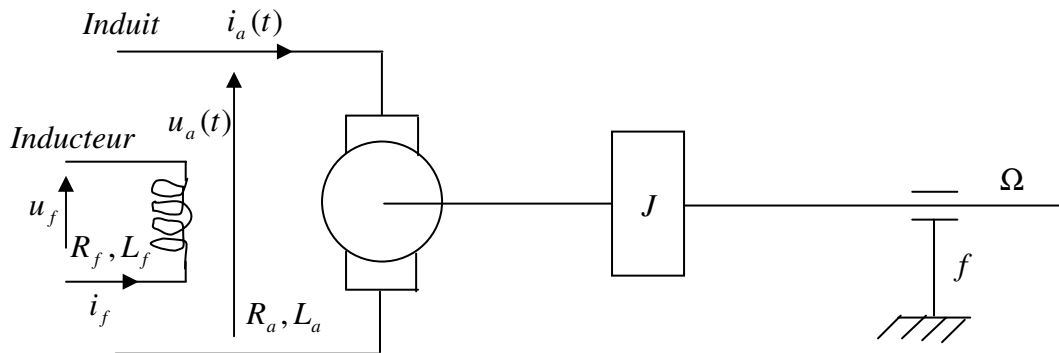


Figure 3.1 : Schéma de principe du moteur à courant continu à excitation séparée

✓ **Nomenclature et valeurs numériques des paramètres de la machine**

R_a : Résistance d'induit, $R_a = 4.23\Omega$, L_a : Inductance d'induit, $L_a = 0.0273H$,

U_a : Tension d'alimentation nominale de l'induit, $U_a = 180V$, $i_a(t)$: Courant d'induit,

K : Constante de proportionnalité, $K = 0.58$, Φ : Flux, $\lambda(t)$: Fcem,

J : Inertie totale (moteur + charge), $J = 51.10^{-4} Kg.m^2$,

$\Gamma_r(t)$: Couple résistant, $\Gamma_r(t) = 1.8N.m$, $\Gamma_m(t)$: Couple moteur développé,

f : Coefficient de frottement visqueux, $f = 12.10^{-4} Kg.m^2$.

Les équations régissant le fonctionnement du moteur à courant continu à excitation séparée sont :

✓ **Les équations électriques :**

- Equation de l'induit :

$$u_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + \lambda(t) \quad (3.1)$$

- Equation de la fcem :

$$\lambda(t) = k \Phi \Omega(t) = K \Omega(t) \quad (3.2)$$

- Equation d'inducteur :

$$u_f(t) = R_f i_f(t) + L_f \frac{d}{dt} i_f(t) \quad (3.3)$$

- ✓ Equation mécanique

$$\Gamma_m(t) = J \frac{d\Omega(t)}{dt} + \Gamma_r(t) + f\Omega(t) \quad (3.4)$$

- ✓ Equation de couple

$$\Gamma_m(t) = k\Phi i_a(t) = K i_a(t) \quad (3.5)$$

- ✓ Commande par le circuit d'induit

Dans la commande par induit le courant dans l'inducteur est constant, dans ce cas le flux inducteur est maintenu constant, par l'utilisation d'un aimant permanent pour la création directe du flux.

Le schéma électrique et mécanique équivalent de l'induit est donné sur la **Figure 3.2**.

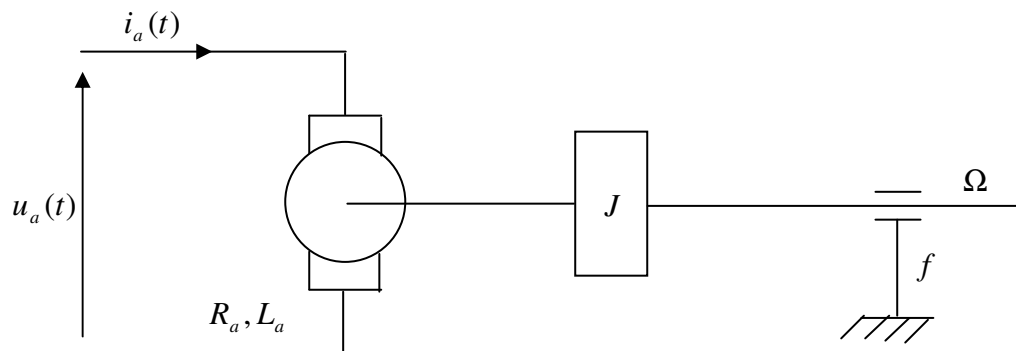


Figure 3.2 : Schéma électrique et mécanique de l'induit

Les équations dans le plan de Laplace de l'induit avec C.I nulles :

$$(3.1) + TL \Rightarrow I_a(s) = \frac{U_a(s) - E(s)}{R_a + L_a s} \quad (3.6)$$

$$(3.2) + TL \Rightarrow E(s) = K\Omega(s) \quad (3.7)$$

$$(3.4) + TL \Rightarrow \Gamma_m(s) - \Gamma_r(s) = \Omega(s)(Js + f) \quad (3.8)$$

$$(3.5) + TL \Rightarrow \Gamma_m(s) = KI_a(s) \quad (3.9)$$

Les équations précédentes peuvent être traduites par le schéma fonctionnel suivant :

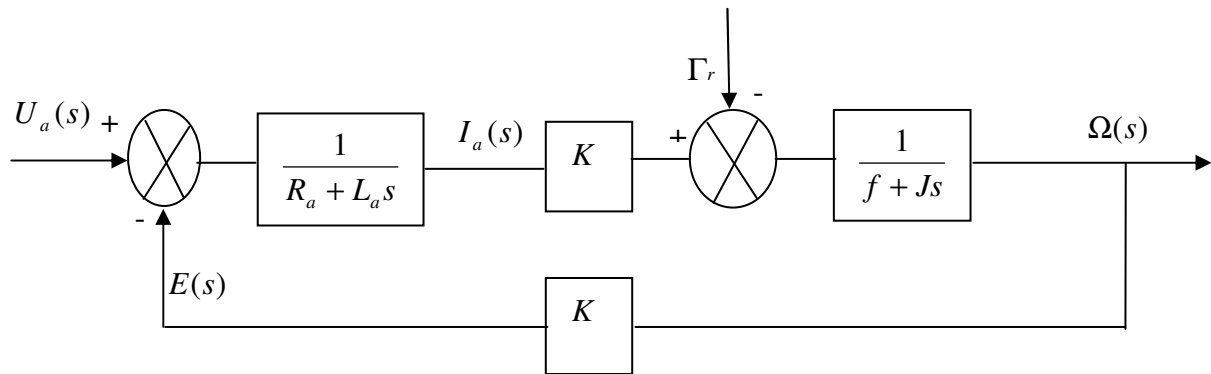


Figure 3.3 : Schéma bloc du moteur à courant continu

Le diagramme fonctionnel est soumis à deux entrées :

- Entrée principale (tension d'induit)
- Entrée secondaire : Couple résistant (perturbation)

✓ Influence de la tension d'induit

En absence du couple résistant $\Gamma_r(t) = 0$, le système (moteur à courant continu sans charge) tournant à la vitesse $\Omega(t)$ et excité par la tension $u_a(t)$ peut être représenté par le schéma bloc de la **Figure 3.4**.

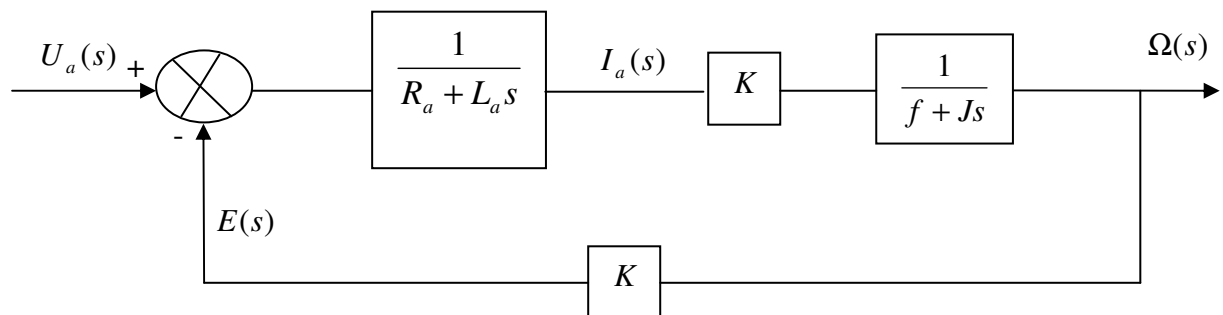


Figure 3.4 : Schéma bloc du moteur à courant continu sans couple résistant

Chapitre

4

*Application de la méthode
(PSO) pour la commande
en vitesse de la machine à
courant continu.*

Introduction

L'optimisation par essaim particulaire (OEP), comme les algorithmes génétiques, est une méthode d'optimisation heuristique basée sur la simulation du comportement collectif des êtres vivants tels que des oiseaux ou des abeilles. Cette méthode d'optimisation, inventé par l'électricien Russel Eberhart et le socio psychologue James Kennedy en 1995, [7] s'appuie notamment sur le modèle développé par le biologiste Reynold C.W. [8] permettant de simuler le déplacement d'un groupe d'oiseaux. Cette méthode se base sur la collaboration des individus d'un même essaim en essayant de maintenir constante la distance qui les sépare afin d'éviter de se chevaucher lorsqu'ils changent de direction.

Cette technique est souvent décrite comme une sorte d'algorithme évolutionnaire avec une population d'individus (les particules) dans laquelle, à chaque pas de temps, les «meilleurs (selon un critère prédéfini) sont plus au moins imités par les autres. Un autre aspect essentielle, propre à cette technique, est l'existence d'une mémoire que doit posséder chaque élément de l'essaim lui permettant de se souvenir de sa meilleure performance et celle transmise par ses congénères. De plus, les individus de l'essaim travaillent en collaboration (en s'échangeant des informations) et non pas en compétition comme dans les algorithmes génétiques par exemple.

Dans ce chapitre, on présente dans la première partie l'algorithme d'Optimisation par Essaim Particulaire et dans la seconde, on propose une application à cet algorithme pour le dimensionnement du régulateur proportionnel intégral utilisée pour la commande en vitesse de la machine à courant continu.

4.1 Algorithme d'Optimisation par Essaim Particulaire

Pour expliquer le principe de cet algorithme appliqué pour résoudre un problème de minimisation ou de maximisation, considérons le problème d'optimisation :

$$\min\{f(x_j)\}, \quad j = 1, 2, \dots, d \quad (4.1)$$

La fonction fitness associée est :

$$\text{Fitness}(x_j) = f(x_j) \quad (4.2)$$

4.1.1 Espace de recherche

L'espace de recherche représente l'espace de variation des paramètres (x_j) à optimiser, il est délimité par les valeurs minimales et maximales de ces paramètres. Le nombre de paramètres à optimiser ' d ' constitue la dimension de l'espace de recherche.

4.1.2 Particule

Une particule, également appelée 'élément de l'essaim', représente une solution potentielle au problème à optimiser. Elle est constituée par une combinaison donnée des paramètres à optimiser (x_j) . Comme la particule est amenée à évoluer, elle est représentée, dans l'espace de recherche, par une position $X(i, j)$. ($i = 1, 2, \dots, mp$ et $j = 1, 2, \dots, d$. i est le rang de la particule dans l'essaim et j le rang du paramètre $x(j)$ qui compose le $i^{\text{ème}}$ individu.

mp est la taille de l'essaim et d la dimension de l'espace de recherche.

A chaque paramètre $x(j)$ est associée la vitesse d'évolution $v(j)$. La vitesse d'évolution de la $i^{\text{ème}}$ particule est alors définie par $V(i, j)$. La meilleure position déjà occupée par la $i^{\text{ème}}$ particule est représentée par $p_{best}(i)$:

$$p_{best}(i) = [p_{best}(i,1), p_{best}(i,2) \dots p_{best}(i,d)] \quad (4.3)$$

$p_{best}(i, j)$ étant la valeur du paramètre $x(j)$ correspondant à la meilleure position occupée par la $i^{\text{ème}}$ particule. On lui associe également la valeur de sa fitness : $Fit p_{best}(i)$.

La meilleure position déjà occupée par la meilleure particule de l'essaim est représentée par g_{best} :

$$g_{best} = [g_{best}(1), g_{best}(2) \dots g_{best}(d)] \quad (4.4)$$

$g_{best}(j)$ est la valeur du paramètre $x(j)$ correspondant à la meilleure position occupée par la meilleure particule de l'essaim. On lui assoie aussi la valeur de sa fitness : $Fit g_{best}(i)$.

La meilleure particule est définie comme étant celle qui s'approche le plus de la solution recherchée, c'est donc celle qui donne la plus petite valeur de la fonction fitness.

✓ Principe de déplacement d'une particule

Les trois éléments fondamentaux pour calculer le déplacement d'une particule, d'une position à l'autre, sont décrits par la **Figure (4.1)**.

- La particule se déplace selon sa vitesse propre (elle se déplace selon son intuition) (flèche 1)
- Elle se déplace vers la meilleure position qu'elle a déjà occupée.

On dit qu'elle a tendance à retourner vers la position de sa meilleure performance (elle se déplace selon sa propre expérience) (flèche 2).

- Elle se déplace également vers la position de la meilleure performance déjà trouvée par une autre particule de l'essaim. (elle a tendance à faire confiance à l'information transmise par les autres particules) (flèche 3).

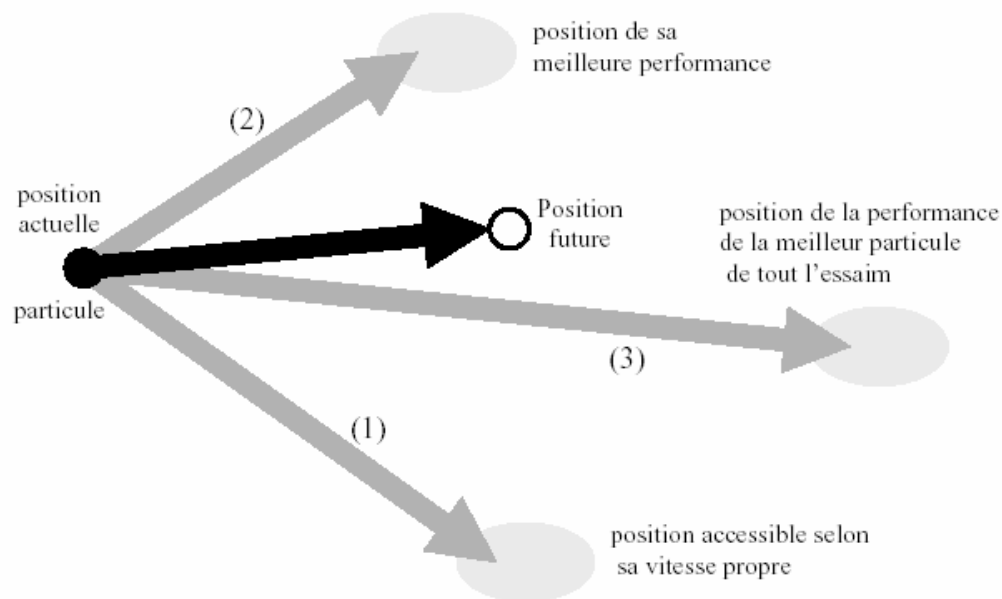


Figure 4.1 : Schéma de principe du déplacement d'une particule

Un coefficient de confiance est alors associé à chacune de ces trois vitesses. Ainsi, la particule ne rejoint aucune des trois positions précédentes mais se déplace vers une nouvelle position qui est la combinaison linéaire de ces trois positions.

La vitesse $V(i, j)$ et la position $X(i, j)$ de chaque paramètre sont alors mises à jour à chaque itération par :

$$\begin{cases} V(i, j) = \omega V(i, j) + c_1 \text{rand}_1(p_{best}(i) - X(i, j)) + c_2 \text{rand}_2(g_{best} - X(i, j)) \\ X(i, j) = X(i, j) + V(i, j) \end{cases} \quad (4.5)$$

Pour être plus précis, on devrait représenter la vitesse et la position de chaque paramètre à l'itération k par respectivement $V_{i,j}^k$ et $X_{i,j}^k$ et à l'itération $k+1$ par $V_{i,j}^{k+1}$ et $X_{i,j}^{k+1}$, mais on a préféré garder la notion usuellement utilisée pour ne pas surcharger les variables.

c_1 et c_2 sont deux constantes d'accélération (facteurs de cognitif et social respectivement), elles caractérisent la capacité de la particule à chercher dans un autre endroit de l'espace de recherche ou bien à affiner sa recherche à l'endroit où elle se trouve. En général on choisit c_1 et c_2 telles que $c_1 + c_2 < 4$ [9].

rand_1 et rand_2 sont deux nombres aléatoires compris entre 0 et 1. Les coefficients de confiance de la particule en sa propre expérience et la confiance qu'elle donne à l'information transmise par les autres particules sont ainsi générés aléatoirement à chaque itération.

La pondération ω change à chaque itération. Au début de la recherche, on lui donne une valeur assez grande pour accélérer la recherche avec des variations de la position assez grandes (recherche approximative). Ensuite, au fur et à mesure que la particule s'approche de la meilleure solution de l'essaim, cette pondération devient plus petite afin de permettre d'affiner la recherche de la position optimale. On peut utiliser l'expression suivante pour déterminer les valeurs de cette pondération [9].

$$\omega(\text{iter}) = \omega_{\max} - \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\text{iter}_{\max}} \text{iter} \quad (4.6)$$

iter : est le rang de l'itération actuelle. iter_{\max} : est le nombre maximum d'itération.

ω_{\max} : est la valeur initiale de la pondération, on la prend généralement égale à 0.9.

ω_{\min} : est la valeur finale de la pondération, elle est comprise entre 0.3 et 0.4 [9].

Les constantes positives c_1, c_2 et ω sont utilisées pour contrôler le comportement des particules, particulièrement la convergence de l'algorithme et la diversité de sa recherche. Pour garantir la convergence, ces constantes doivent être reliées par l'expression [9].

$$\frac{1}{2}(c_1 + c_2) - 1 < \omega < 1 \quad (4.7)$$

L'organigramme de la **Figure 4.2**, montre les étapes de l'algorithme d'Optimisation par Essaim Particulaire.

4.1.3 Initialisation de l'essaim

L'initialisation de l'essaim consiste à fixer aléatoirement la position et la vitesse de chaque particule constituant l'essaim. Cette étape est commune à presque tous les algorithmes d'optimisation itératifs stochastique. L'initialisation de la position et de la vitesse de chaque paramètre de chaque particule est obtenue par :

$$\begin{cases} X(i, j) = X(j)_{\min} + (X(j)_{\max} - X(j)_{\min})rand \\ V(i, j) = V(j)_{\min} + (V(j)_{\max} - V(j)_{\min})rand \end{cases} \quad (4.8)$$

où : $X(j)_{\min}$ et $X(j)_{\max}$ sont les valeurs limites du paramètre $x(j)$

$$V(j)_{\min} = 0 \text{ et } V(j)_{\max} = 1$$

$rand$ est un nombre aléatoire compris entre 0 et 1

4.1.4 Confinement d'intervalle

Initialement, chaque particule a sa propre vitesse et sa propre position limitée dans l'espace de recherche. A chaque itération, toutes les particules changent leur vitesse et se déplacent selon les équations (4.5). Certaines peuvent alors se déplacer hors de l'espace de recherche. Pour éviter ce problème, on assigne à la particule sortante la valeur du point de frontière le plus proche. La vitesse de la particule concernée est alors annulée pour l'empêcher, de se déplacer à la prochaine itération. En général, lorsque la solution trouvée par l'algorithme se trouve sur la limite de l'espace de recherche, cela signifie que quelques limites des paramètres ne sont pas correctes [5]. Le mécanisme de confinement des particules est donné par :

$$\begin{cases} Si & X(i, j) > X(j)_{\max} \Rightarrow X(i, j) = X(j)_{\max} \\ Si & X(i, j) < X(j)_{\min} \Rightarrow X(i, j) = X(j)_{\min} \\ & V(i, j) = 0 \end{cases} \quad (4.9)$$

4.1.5 Organigramme général d'un OEP

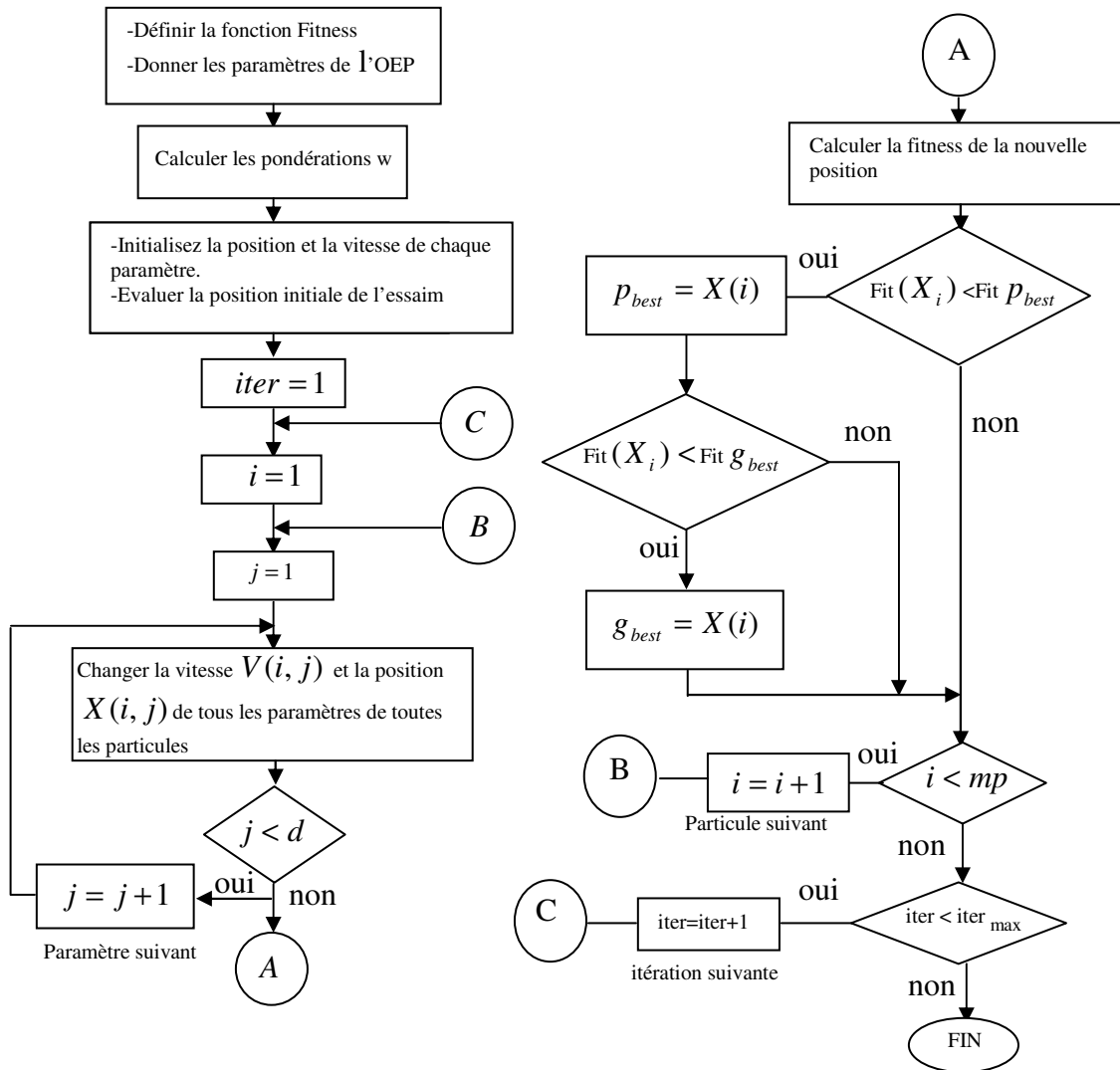


Figure 4.2 : Organigramme général de l'OEP

4.2 Dimensionnement du régulateur PI en utilisant la méthode d'OEP (Application à la commande en vitesse de la machine à courant continu)

Soit la fonction de transfert (3.10), du moteur à courant continu commandé en vitesse. La procédure de synthèse du correcteur PI consiste à calculer ses paramètres (la constante d'intégration T_i et le gain proportionnel K_p) de sorte à imposer à la réponse fréquentielle en

boucle ouverte $T(j\omega) = C(j\omega) * G(j\omega)$, une marge de phase $M\phi_{voulue} = 58^\circ$ à la fréquence au gain unité $\omega_n = 61,3119 \text{ rad/sec}$.

L'Optimisation par Essaim Particulaire emploie une population, appelée essaim, composée de $m_p = 100$ particules.

Pour une bonne convergence, les valeurs de c_1 et c_2 ne doivent pas être choisies indépendamment [10]. En pratique le premier doit être un peut inférieure à 1 et le second peut être calculé par la formule $c_2 = (2/0.97725)c_1$.

La fonction objective à minimiser est :

$$f(T_i, K_p) = \left| M\phi_{voulue} - M\phi_{G(s) \times K_p \left(\frac{1+T_i S}{T_i S} \right)} \right| \quad (4.10)$$

Avec :

$M\phi_{voulue}$: est la marge souhaitée, exigée par le cahier des charges.

$M\phi_{G(s) \times K_p \left(\frac{1+T_i S}{T_i S} \right)}$: est la marge de la boucle ouverte du système corrigé.

Pour un nombre total ($m_p = 100$) particules de dimension 2, $x = (x_1, x_2) = (T_i, K_p)$, et de facteur de cognitif $c_1 = 0.7$, l'algorithme se résume comme suit :

Etape 1 :

Initialiser, aléatoirement ou avec valeurs prédéfinies, les positions et les vitesses des m_p particules.

Les positions de T_i et K_p sont initialisées avec des valeurs aléatoires distribuées uniformément sur $[10^{-6}, 100]$ et $[0, 100]$ respectivement, la vitesse est initialisée à zéro, $V(i, j) = 0$

Evaluer la fonction objective $f(T_i, K_p)$ à chacune des positions.

Poser $k = 0$ et déterminer $p_{best}^0(i, j)$ et $g_{best}^0(j)$

Etape 2 :

Vérifier le critère d'arrêt. Si satisfait, l'algorithme se termine avec la solution $x^* = g_{best}^K(j)$

Etape 3 :

Evaluer la pondération $\omega = \omega(K)$ pour $\omega_{\max} = 0.9$ et $\omega_{\min} = 0.35$.

Etape 4 :

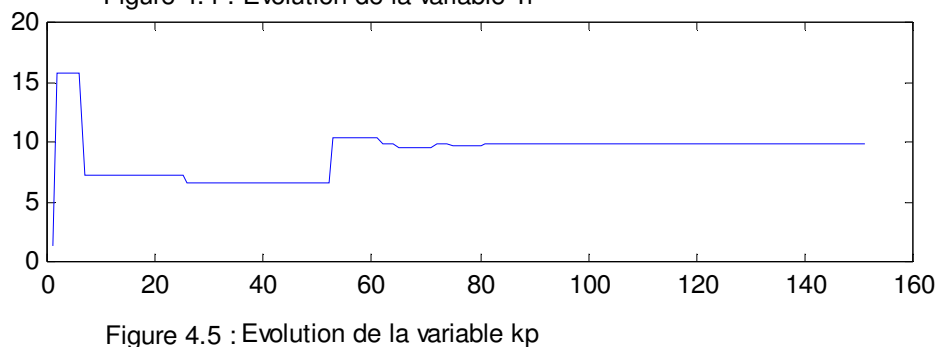
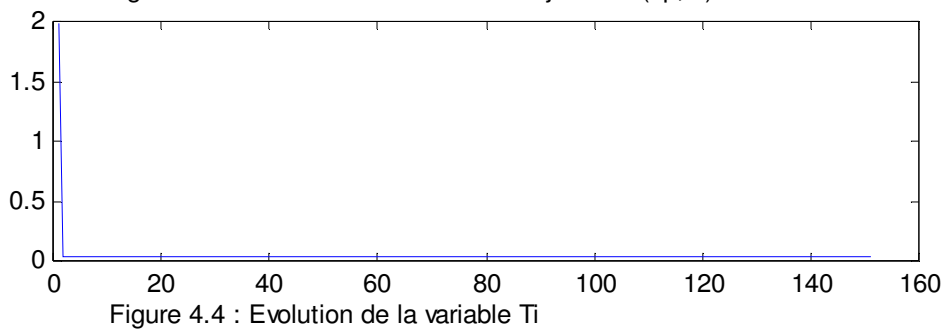
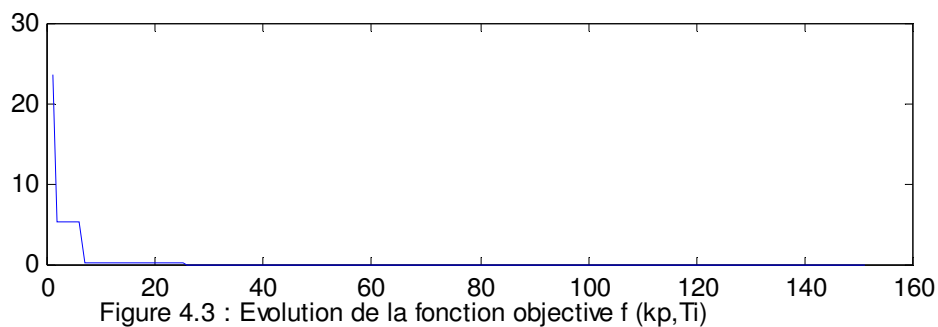
Mettre à jour la position et la vitesse de chaque particule avec les équations (4.5) et évaluer la fonction objective $f(T_i, K_p)$ à chacune des positions.

Poser $k = k + 1$ et déterminer $p_{best}^k(i, j)$ et $g_{best}^k(j)$.

Etape 5:

Procéder à l'étape 1.

Les figures (4.3), (4.4) et (4.5) montrent respectivement, l'évolution sur 150 itérations, de la fonction objective $f(T_i, K_p)$, les variables T_i et K_p .



L'algorithme a convergé rapidement vers la solution exacte (à l'itération 8).

La valeur de T_i obtenue égale à 0.0363.

La valeur de K_p obtenue égale à 9.7713.

Le correcteur final est :

$$C(s) = K_p \times K_1 \times \frac{T_i s + 1}{T_i s} = 2.1 \times \frac{0.0363s + 1}{0.0363s} \quad (4.11)$$

Avec $K_1 = 0.2152$ (gain permettant d'avoir une marge de phase $M\phi_{voulue} = 58^\circ$ à la fréquence au gain unité $\omega_n = 61,3119 \text{ rad/sec}$).

✓ Analyse des résultats

La réponse indicielle de la boucle fermée corrigée et le diagramme de Bode de la boucle ouverte corrigée sont présentés sur les figures suivantes.

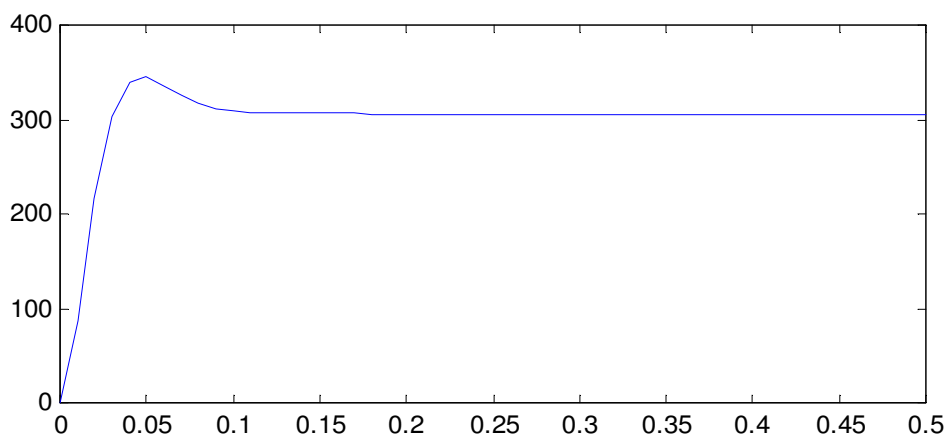


Figure 4.6 : Réponse indicielle de la boucle fermée corrigée

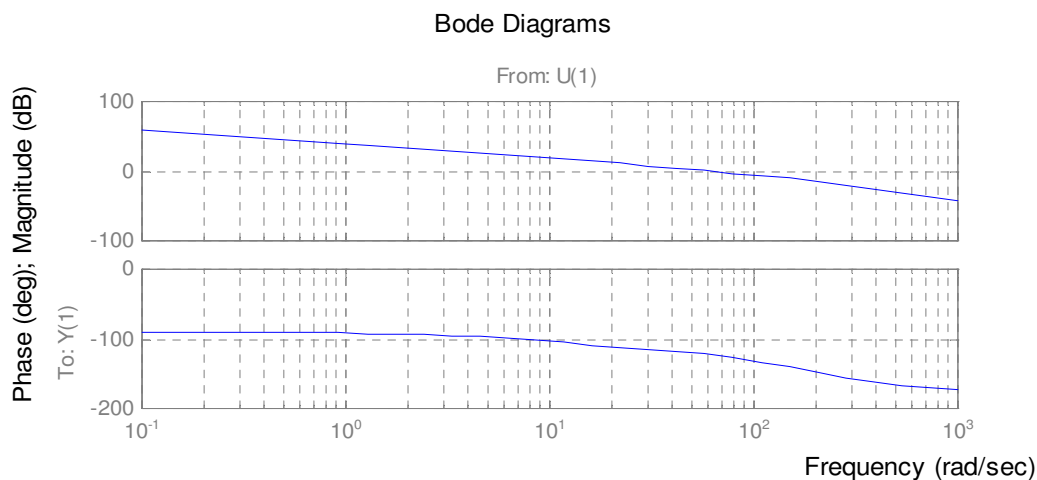


Figure 4.7 : Diagramme de Bode de la boucle ouverte corrigée

Marge de phase : $M\phi_{\text{voulue}} = 58^\circ$ à la fréquence au gain unité $\omega_n = 61,3119 \text{ rad/sec}$.

Dépassement : $D\% = 12.7\%$

Erreur statique nulle.

Le système en boucle fermée deux fois plus rapide ($t_r(5\%) = 0.076 \text{ sec}$).

Les spécifications du cahier des charges sont tenues

Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle approche a été proposée pour le dimensionnement du régulateur proportionnel intégral par la méthode d'optimisation par essaim particulaire. Cette approche a donné des résultats satisfaisants, et se distingue par sa simplicité, notamment par un programme composé d'un nombre assez réduit d'instructions. Contrairement à l'approche habituelle qui consiste à passer par plusieurs étapes et qui ne conduit pas directement à des paramètres optimaux (il a fallu changer les paramètres trouvés jusqu'à ce qu'on obtient le cahier des charges voulu).

*Conclusion
Générale*

Conclusion générale

Nous nous sommes d'abord intéressées au cours de notre travail à la présentation de la méthode fréquentielle basée sur le diagramme de Bode, pour le dimensionnement des régulateurs classiques, en imposant au système en boucle fermée un comportement de deuxième ordre possédant des performances exigées par le cahier des charges. Ces performances désirées peuvent être imposées par le choix du facteur d'amortissement et la pulsation propre. Une application a été traitée à la commande en vitesse de la machine à courant continu à excitation séparée. Suivant les caractéristiques que l'on veut obtenir, on a choisit le correcteur proportionnel intégral.

La régulation de la machine prise comme un bloc à une grandeur d'entrée $u_a(t)$ et une grandeur de sortie $\Omega(t)$ a permis d'obtenir les performances désirées mais elle a engendré un pic très important de courant au démarrage. La commande en cascade permet de contrôler non seulement la vitesse mais aussi le courant $i_a(t)$ d'où la possibilité de sa limitation.

La synthèse du régulateur par cette méthode présente des inconvénients. En effet, elle ne permet pas toujours l'obtention des paramètres satisfaisants du correcteur, dès le premier coup, cependant on retouchera à ces paramètres jusqu'à ce que le cahier des charges soit tenu. Cette méthode nécessite également la connaissance des formules pour le calcul des paramètres de régulateur. Enfin, on dira que telle méthode ne supprime pas l'intervention de l'homme pour la conception optimale des régulateurs. La méthode d'optimisation par essaim particulière est d'un intérêt pour résoudre ce genre de problème puisqu'elle ne nécessite aucune information autre que la fonction à optimiser elle-même.

Annexe

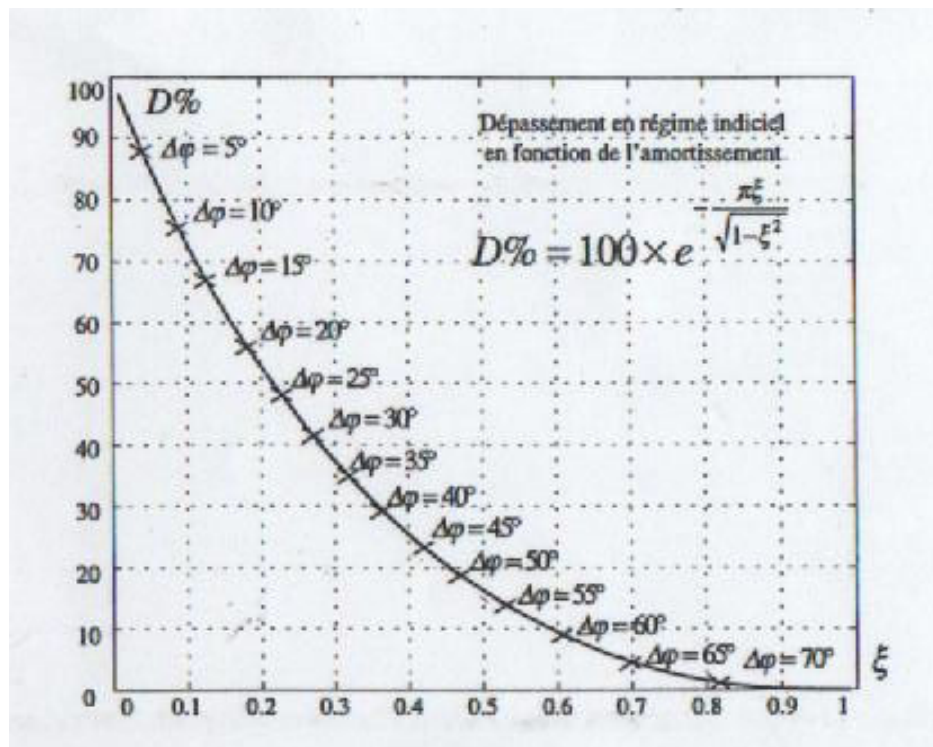


Figure A .1

Dépassement fonction de l'amortissement_courbe paramétrée en marge de phase

Bibliographie

- [1] : J. Foulard “ Asservissements linéaires continus ”. Bordas, Paris, 1976.
- [2] : P. Codron et S. Le Ballois. “ Automatique, systèmes linéaires et continus ”. Dunod, Paris, 1998.
- [3] : E. Boukas. “ Systèmes asservis ”. Editions de l'école polytechnique de Montréal, Québec, 1995.
- [4] : C. Foulard, J. Flaus et M. Jacomivo. “ Automatique ”. Edition Hernes, Paris, 1997.
- [5] : R. Mansouri. “Contribution à l'analyse et à la synthèse des systèmes d'ordre fractionnaire par la représentation d'état”, Thèse de Doctorat, Tizi Ouzou, 2008.
- [7] : J. Kennedy et Eberhart R. “ Particle Swarm Optimization”. IEEE International Conference Neural Networks, vol, IV, pp.1942-1948 Perth, Australia, 1995.
- [8] : CW. Reynolds. “ Flocks, herds and schools : a distributed behavioural model. Computer Graphics”, vol. 21, n°4, pp. 2534, 1987.
- [9] : M. Clerc. “ L'optimisation par essaims particulaires, Versions paramétriques et adaptatives ”. Editions Hermès, Paris, 2005.
- [9] : L. Ait Messaoud, R. Mansouri et S. Haddad. “ Programmation non linéaire avec optimisation par essaims particulaires : Calcul des paramètres optimaux d'un correcteur fractionnaire ”. 6^{ème} rencontre d'Analyse Mathématique et ses applications, RAMA VI, 26-28 Tizi-Ouzou, Algérie, 28 Avril 2008.
- [10] : M. Clerc et P. Siarry. “ Une nouvelle métaheuristique pour l'optimisation difficile : la méthode des essaims particulaires ”. Séminaire université de Paris 12, Val-de-Marne, Octobre 2003.
- [11] : S. Selvan, S. Subramaniau et S. Solomon. “ Novel Technique for PID Tuning by Particle Swarm Optimization ”. Institut de technologie Tamil, Nadu, India, 2003.

[12] : S. Ying, Z. Chen et Z. Yuan. “ Adaptive Constrained Predictive PID Controller via Particle Swarm Optimization ”. Département of Automation, Nankai University, Tianjin300071, P.R.China, 2007.

[13] : M. Ali et P. Kaelo. “ Improved particle swarm algorithms for global optimization”. Departement of mathematics, University of Botswana, 2008.

[14] : B. Tighili et D.Silem. “ Modèle de la machine à courant continu en vue d’une régulation de vitesse ”. Mémoire de fin d’étude, Tizi-Ouzou, 1996.