



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU
Faculté de Génie Electrique et d'Informatique



MEMOIRE

DE FIN D'ETUDES

En vue de l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en
Electronique

OPTION : CONTROLE

Thème :

*Etude comparative de deux méthodes de
synthèse de régulateur.
Application à la commande en vitesse de la
machine à courant continu*

Proposé par :
M^r R. MANSOURI

Présenté par :
M^{elle} BANOUH Farida
M^{elle} TALEB Karima

Promotion : 2007/2008

dédicace

Je dédie ce modeste travail :

Aux deux personnes les plus chers à mon cœur ,le plus merveilleux des pères et la plus merveilleuse des mères qui m'ont tant encouragé et soutenu durant tous mon cursus. Je le remercie pour leurs sacrifices, leur confiance qu'ils ont eue en moi et leur amour

A mes grandes mères

A mes adorables et chères sœurs : lynda, salima, mounia, aimane

A mes adorables frères : tahar, nassim

A tous ceux qui me sont très chers

karima

dédicace

Je dédie ce modeste travail :

Aux deux personnes les plus chers à mon cœur ,le plus merveilleux des pères et la plus merveilleuse des mères qui m'ont tant encouragé et soutenu durant tous mon cursus. Je le remercie pour leurs sacrifices, leur confiance qu'ils ont eue en moi et leur amour

A mes grands parents

A mes grandes mères

A mes adorables et chères sœurs : rachida, nadjia, katia, lilia

A mes adorables frères : hakim et zinou

A tous ceux qui me sont très chers

farida

Sommaire

Introduction générale.....	01
CAPITRE I : Généralités sur les systèmes asservis	
I.1 Introduction.....	03
I.2 Choix de model de référence	04
I.2.1 Stabilité.....	04
I.2.2 Précision.....	05
I.2.3 Rapidité.....	05
I.3 Type de régime transitoire	06
I.3.1 1 ^{er} cas $h > 1$	07
I.3.2 2 ^{eme} cas $h = 1$	10
I.3.3 3 ^{eme} cas $h < 1$	11
CAPITRE II: Méthodes de synthèses	
II.1 Introduction.....	16
II.2 Méthode de calcul des régulateurs	16
II.2.1 Méthode de synthèse par compensation de pole.....	17
II.2.2 Méthode de synthèse par placement de pôle.....	19
II.3 Exemple.....	20
II.4 Conclusion.....	26
CAPITRE III: Methodes de synthèse dans le domaine frequenciel	
III.1 Introduction.....	27
III.2 Type de correcteur.....	27
III.2.1 Correcteur proportionnelle	27
III.2.2 Correcteur proportionnelle intégral	28
III.2.3 Correcteur a retard de phase.....	29
III.2.4 Correcteur proportionnelle dérivé	30
III.2.5 Correcteur a avance de phase.....	31
III.2.6 Correcteur proportionnelle intégral dérivé.....	32
III.3 Remarque :.....	33
III.4 Synthèse dans le domaine fréquentiel.....	33
III.5 Exemple	33

CAPITRE IV: Application à la commande de la machine à courant continu

IV.1 Introduction.....	40
IV.2 Relation général de la machine à courant continu :.....	40
IV.3 Modélisation de la machine	42
IV.4 Command par l'inducteur	42
IV.5 Command par l'induit.....	44
IV.6 Calcul des régulateurs d'un moteur a courant continu dans le domaine temporel	47
IV.7 calcul du régulateur dans le domaine fréquentielle	53
CONCLUSION GENERALE	59

Introduction générale

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, ce correcteur se base sur l'erreur du système bouclé pour générer l'action appropriée [1].

Lors de la conception d'un correcteur pour un système donné, une attention particulière doit être accordée à la qualité de la réponse en fonction du temps [1]. Selon l'intérêt de l'application, l'importance doit être accordée soit au régime permanent, soit au régime transitoire, soit aux deux. En général, on cherche à donner au système asservi le temps de réponse le plus court possible tout en respectant les contraintes imposées et un dépassement acceptable.

Les méthodes empiriques se divisent en deux catégories :

La première considère le design dans le domaine du temps et se base principalement sur la réponse indicielle du système en boucle ouverte quand il peut opérer, soit en boucle fermée quand il ne peut pas opérer en boucle ouverte. En général, on cherche à donner à cette réponse un régime transitoire acceptable possédant des performances exigées par le cahier de charges. Tel que le dépassement en pourcentage du temps de montée. [1]

De même, on veille à ce que le régime permanent soit acceptable. Les pôles et les zéros de la fonction de transfert en boucles fermées du système asservi déterminent ces performances. Le concept de pôles dominants peut être utilisé pour approximer les performances d'un système asservi, tel qu'on trouve dans ce domaine 2 méthodes importantes :

-Compensation de pôles ;

-Placement de pôles ;

Elles sont très utilisées pour déterminer les paramètres du correcteur.

La seconde considère le problème de design dans le domaine fréquentiel. Ces méthodes sont de grande utilité lorsque le modèle analytique du système n'est pas facile à obtenir. Lorsque le modèle analytique du système est disponible, ces méthodes peuvent aussi être utilisées. Elle permet de concevoir les systèmes et également de discuter des problèmes de stabilité graphiquement, en vue de déterminer les congéments à effectuer dans la fonction de transfert pour avoir les performances désirées. [1]

D'un point de vue pratique, si on veut connaître comment varie la vitesse d'un moteur à courant continu entraînant une charge lorsqu'on demande à ce moteur de tourner à la vitesse donnée à partir de sa position de repos, on est également intéressé par le temps que prend le système pour atteindre la vitesse de régime. Enfin, on veut savoir comment une variation de charge se répercute sur le fonctionnement du système et sur ses performances. [1]

Notre travail consiste à mener une étude comparative entre la méthode de compensation de pôles et la méthode de placement de pôles. L'étude donc ce fait dans le domaine temporel, donc, on a appliqué ces méthodes sur la machine à courant continue.

Notre travail est organisé en quatre chapitres :

- ▶ Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les systèmes asservis.
- ▶ Le deuxième chapitre traite les méthodes de synthèse dans le domaine temporel.
- ▶ Le troisième chapitre traite la méthode de synthèse dans le domaine fréquentiel.
- ▶ Le quatrième chapitre traite l'application à la commande de la machine à courant continu.



Liste des symboles

NOTATION

$y_{ref}(s)$: Signal d'entres.

$\varepsilon(s)$: L'erreur statique.

$R(s)$: Fonction de transfert du régulateur.

$G(s)$: Fonction de transfert.

$G_{ref}(s)$: Modèle de référence.

$G_{BF}(s)$: Fonction de transfert en boucle fermier.

$T(s)$: Fonction de transfert en boucle ouverte.

$E(s)$: Entrer.

$y(s)$: Sortie.

Im : L'imaginaire.

Re : Réelle.

τ_1, τ_2 : Constantes de temp.

Tm : Temps de montes. [S]

D : Dépassement.

Tr : Temps de réponse. [S]

L^{-1} : La transformer de l'aplace inverse.

FTBO : La fonction de transfert en boucle ouvert.

FTBF : La fonction de transfert en boucle ferme.

$D_{ref}(s)$: Dénominateur de référence.

s_e : Le pole du régulateur.

Kc : gain du régulateur.

a_1, a_2, b_1, b_2 : Constantes du régulateur.

Ω : La vitesse de rotation. [Tr/min]

f : Coefficient de forttement visqueux.

J : moment d'énertie. [Kg. m^2]

i_a : courant dans l'enroulement d'induit. [A]

E : La force électromotrice. [V]

La : Self équivalente de l'enroulement de l'induit. [H]

Ra : La résistance équivalente de l'induit. [Ω]

$Ua(t)$: Tension d'entres de l'induit. [V]

i_f : Courant d'excitation. [A]

Lf : Self équivalente de l'enroulement inducteur. [H]

Rf : Résistance équivalente de l'inducteur. [Ω]

$Uf(t)$: Tension d'excitation. [V]

$\varphi(t)$: Flux inducteur. [Wb]

$G_{indui_{BO}}(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte commande par l'induit.

$G_{indui}(s)$: Fonction de transfert de l'induit.

$M\phi$: Marge de phase.



chapitre I

Généralités sur les systèmes
Asservis.

I.1 Introduction :

Le problème de la correction des systèmes est de trouver un moyen d'améliorer les performances du système muni de son correcteur, c'est à dire :

- Comment maintenir stable un système muni d'un correcteur ;
- Comment augmenter les marges de stabilité ;
- Comment diminuer ou annuler l'écart statique;
- Comment augmenter la rapidité d'un asservissement jugé trop lent
- Comment diminuer les oscillations et les dépassements d'un asservissement mal amorti.

La structure de commande adaptée pour cela est illustrée par la figure I.1 dans laquelle le correcteur de fonction de transfert $R(s)$ est inséré dans la chaîne directe en cascade avec le procédé à corriger.

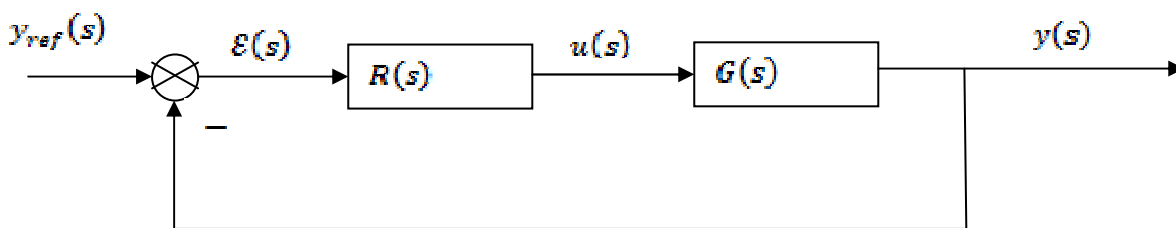


Figure I.1 : structure générale d'un asservissement.

La fonction de transfert en boucle fermée obtenue à partir de la figure I.1 est donnée par :

$$G_{BF}(s) = \frac{y(s)}{y_{ref}(s)} = \frac{G(s)R(s)}{1 + G(s)R(s)} \quad \text{I.1}$$

Pour calculer la fonction de transfert $R(s)$ du régulateur, on fixe un modèle de référence $G_{ref}(s)$ qui contient les caractéristiques que l'on souhaite imposer au système en boucle fermée, il suffit ensuite d'égaliser $G_{BF}(s)$ et $G_{ref}(s)$ et on calcule $R(s)$.

Néanmoins, il faut respecter la condition que le degré du polynôme dénominateur du contrôleur soit plus grand ou égale au degré du polynôme de son numérateur

$$G_{ref}(s) = \frac{G(s)R(s)}{1 + G(s)R(s)} \quad \text{I.2}$$

$$R(s) = \frac{G_{ref}(s)}{G(s) (1 - G_{ref}(s))} \quad \text{I.3}$$

Remarque:

Très souvent la structure du régulateur (fonction de transfert) est fixée au préalable. Dans ce cas, le problème de synthèse du régulateur consiste simplement à déterminer la valeur numérique de ses paramètres.

I.2 Choix du modèle de référence

La fonction de transfert de référence $G_{ref}(s)$ doit contenir les caractéristiques dynamiques que l'on souhaite imposer au système en boucle fermée. Les trois caractéristiques très souvent recherchées dans un asservissement sont :

I.2.1 La stabilité

Les fonctions de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée du système de commande de la figure I.1 sont données respectivement par les expressions suivantes :

$$T(s) = G(s).R(s) \quad \text{I.4}$$

$$F(s) = \frac{R(s).G(s)}{1+R(s)G(s)} = \frac{T(s)}{1+T(s)} \quad \text{I.5}$$

La stabilité de ce système exige que les racines de l'équation caractéristique $1+T(s)=0$, soient toutes à partie réelle négative. La figure I.2 illustre le domaine de stabilité, celui-ci comprend tout le demi-plan gauche du plan complexe [2].

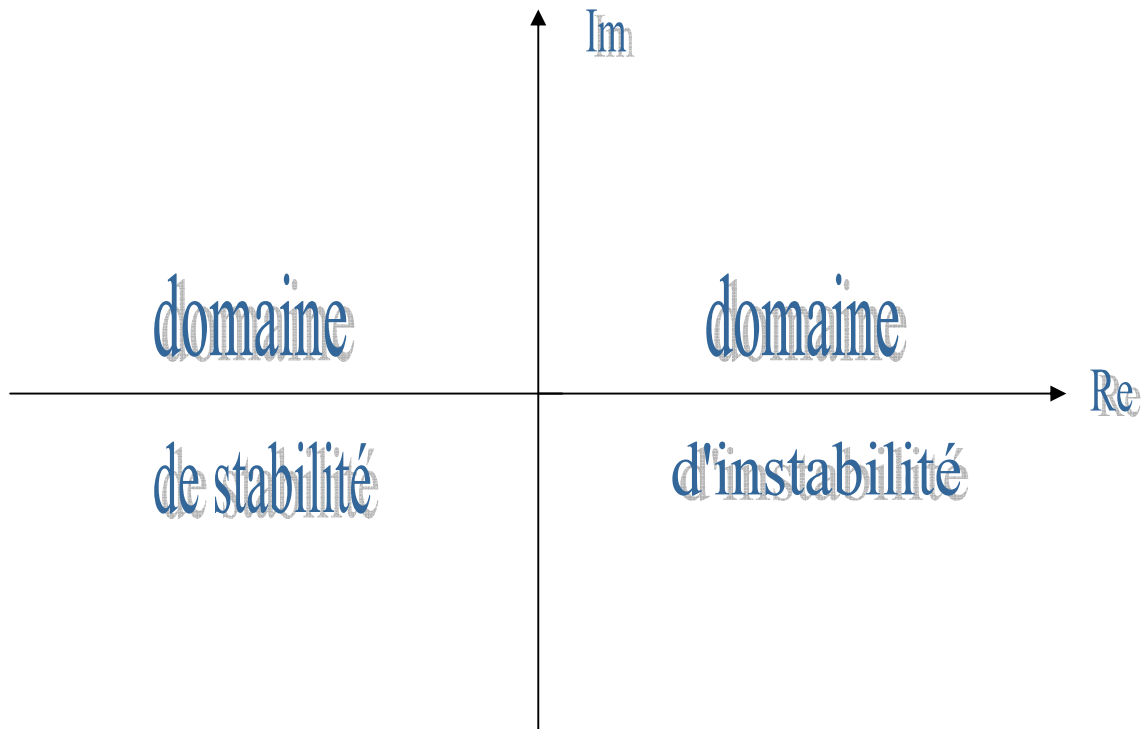


Figure (I.2) : Domaine de stabilité

I.2.2 Précision :

Si la stabilité est une condition primordiale pour assurer le bon fonctionnement du système, une autre étape consiste à étudier les performances de ce système. Dont l'une est sa précision. La précision d'un système asservi sera déterminée par le calcul de l'écart $\varepsilon(t)$ de son asservissement.

$$\varepsilon(t) = y_{\text{ref}}(t) - y(t) \quad \text{I.6}$$

La précision d'un système et d'autant plus grande que $\varepsilon(t)$ sera réduit, donc un système réel doit satisfaire simultanément les objectifs de régulations et de poursuite. Il existe deux types de précisions (performances) :

- pour le régime transitoire, on parle de précision dynamique ou performance de poursuite
- pour le régime permanent, on parle de précision statique ou performance de régulation

I.2.3 La rapidité :

Le système est d'autant plus rapide que son régime transitoire est plus bref : on chiffre celui-ci par le temps de réponse t_r qui est, définit, comme le temps requis pour que la réponse du système à une grandeur d'entrée en échelon, atteigne la plage définissant le régime permanent

I.3 Type de régime transitoire :

Les réponses indicielles sont de deux types : apériodique et oscillatoire.

La dynamique du type apériodique est obtenue par des modèles ayant des pôles réels. Par contre, la dynamique du type oscillatoire nécessite l'utilisation d'un modèle du 2^{ème} ordre sinusoidal amorti caractérisé par des pôles complexes. On étudie dans ce qui suit ce type de modèle

Étant donne la fonction de transfert du 2^{ème} ordre :

$$G(s) = \frac{k}{1 + \frac{2h}{\omega_n}s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad \text{I.7}$$

$$G(s) = \frac{y(s)}{E(s)} \quad \text{I.8}$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} k: \text{Gain statique} \\ h: \text{Coefficient d'amortissement} \\ \omega_n: \text{Pulsation propre non amorti} \end{array} \right.$$

$$\text{Soit: } E(s) = \frac{e_0}{s} \quad \text{I.9}$$

$$y(s) = G(s)E(s) \quad \text{I.10}$$

Pour calculer l'expression de la réponse indicielle, il faut déterminer les pôles de $y(s)$.

$$y(s) = \frac{k}{1 + \frac{2h}{\omega_n}s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \cdot \frac{e_0}{s} \quad \text{I.11}$$

Le polynôme caractéristique de $y(s)$, possède trois pôles. Le premier, égal à zéro, est celui introduit par l'échelon, et les deux autres sont ceux de $G(s)$. Ces deux derniers dépendent, alors de la valeur du coefficient d'amortissement h . Trois cas sont alors possibles.

I.3.1 premier cas $h > 1$:

Dans ce cas les deux pôles de $G(s)$ sont réels, ils sont données par :

$$\begin{cases} s_1 = -h\omega_n + \omega_n\sqrt{h^2 - 1} \\ s_2 = -h\omega_n - \omega_n\sqrt{h^2 - 1} \end{cases} \quad \text{I.12}$$

La figure I.4 montre la position des pôles dans le plan complexe ($\omega_n > 0$)

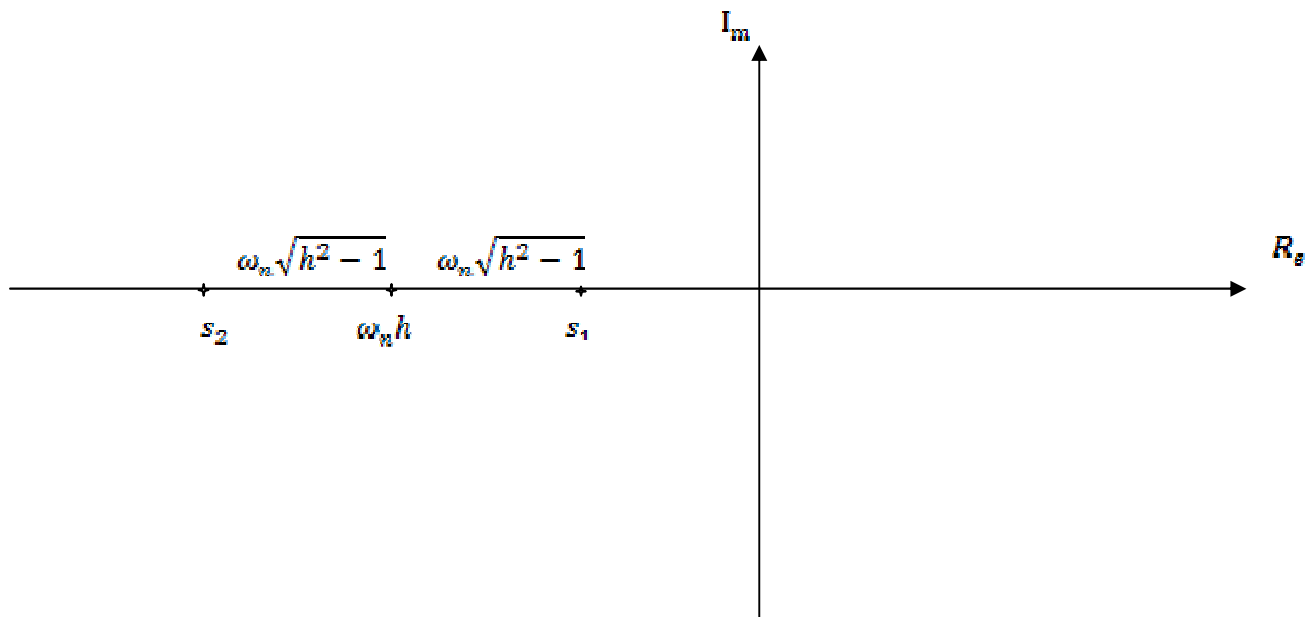


Figure I.3: position des pôles dans le plan complexe lorsque $h > 1$

La réponse indicielle est alors donnée par.

$$y(t) = k e_0 \left[1 - \frac{1}{\tau_1 - \tau_2} \left(\tau_1 e^{-t/\tau_1} - \tau_2 e^{-t/\tau_2} \right) \right] \quad \text{I.13}$$

C'est celle d'un système du second ordre constitué de la mise en cascade de deux systèmes du premier ordre dont les constantes de temps sont données par :

$$\tau_1 = \frac{1}{|s_1|} = \frac{1}{\omega_n} \cdot \frac{1}{h + \sqrt{h^2 - 1}} \quad \text{I.14}$$

$$\tau_2 = \frac{1}{|s_2|} = \frac{1}{\omega_n} \cdot \frac{1}{h - \sqrt{h^2 - 1}} \quad \text{I.15}$$

Exemple

Pour illustrer l'influence des paramètres h et ω_n sur la réponse indicielle, on montre dans ce qui suit les valeurs des pôles ainsi que l'allure de la réponse indicielle dans un premier cas, on fixe la valeur de $h = 2$ et fait varier ω_n . Dans un second cas on fixe $\omega_n = 1$ et on fait varier h , dans les deux cas on a considéré $k = 23$.

Premier cas :

$h = 2$ et ω_n variable. Le tableau I.1 résume les valeurs des deux pôles de $G(s)$ et la figure I.4 montre les réponses indicielles correspondantes.

ω_n	1	2	5	10
s_1	-3.73	-7.45	-18.6	-37.4
s_2	-0.27	-0.55	-1.4	-2.6
$h \omega_n$	2	4	10	20

Tableau(I.1) : valeurs des pôles pour les différentes valeurs de ω_n .

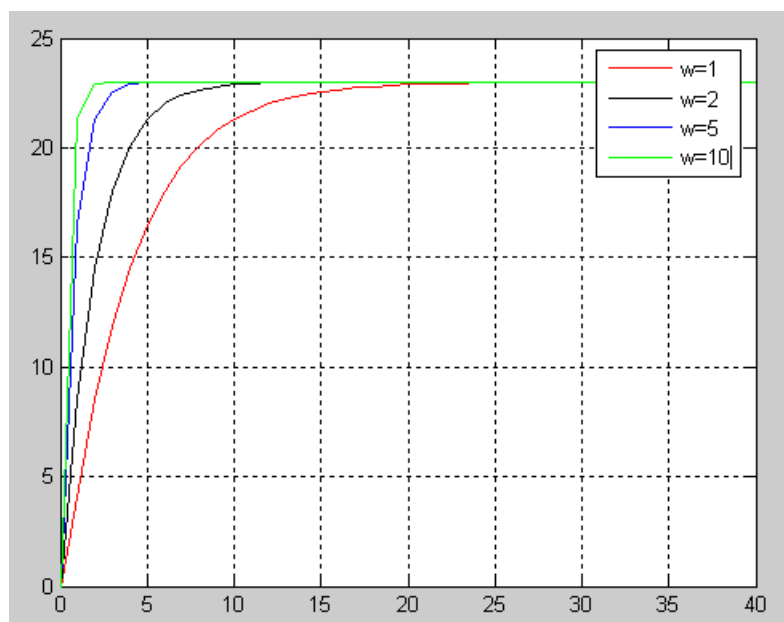


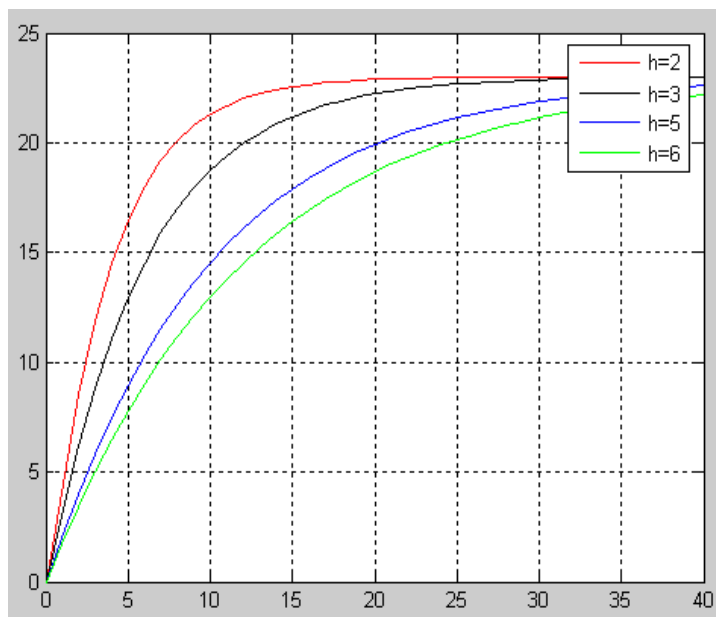
Figure (I.4) : réponse indicielle pour les différentes valeurs de ω_n

Deuxième cas :

$\omega_n = 1$ et h variable. Les valeurs des pôles sont résumés dans le tableau I.2 et les réponses indicielles correspondantes sont représentées dans la figure

h	2	3	5	6
s_1	-3.73	-5.83	-9.9	-11.9
s_2	-0.27	-0.17	-0.1	-0.8
$h\omega_n$	2	3	5	6

Tableau (I.2) : valeurs des pôles pour les différentes valeurs de h



Figurer (I.5) : Réponse indicielle pour les différentes valeurs de h

D’après tous ces résultats on constate que lorsque ω_n augmente, le système devient plus rapide. Par contre, l’augmentation de la valeur de h rend le système plus lent.

I.3.2 Deuxième cas $h = 1$:

Dans ce cas la fonction de transfert du système $G(s)$ possède un pôle négatif double

$$s_{1,2} = -\omega_n \tag{I.16}$$

L’expression de la réponse indicielle est donnée par.

$$y(t) = k e_0 \left(1 - \frac{\tau-t}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad \text{I.17}$$

Avec : $\tau = \frac{1}{\omega_n}$

Les valeurs des pôles sont résumées dans le tableau I.3 et la réponse indicielle correspondante sont représentées dans la figure I.6

ω_n	2	5	10
$s_{1,2}$	-2	-5	-10

Tableau (I.3) : valeurs des pôles pour les différentes valeurs de h

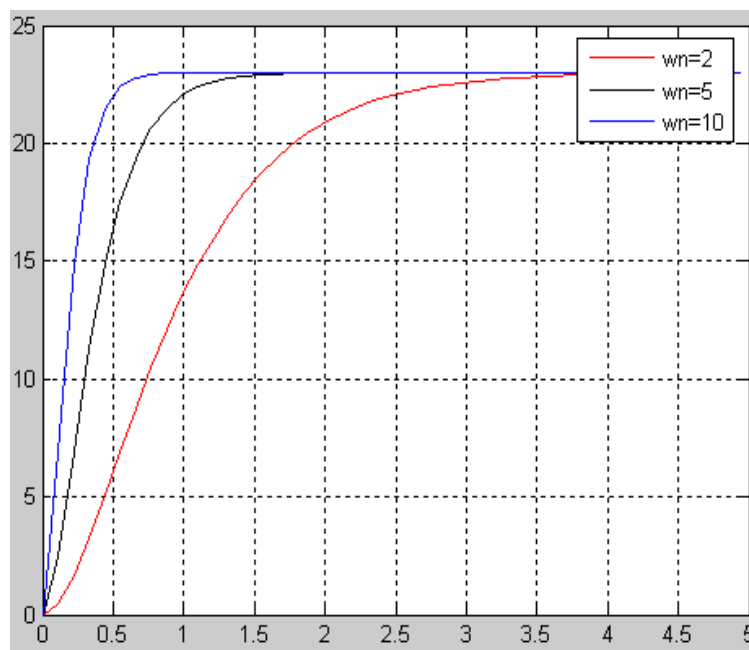


Figure (I.6) : réponse indicielle pour les différentes valeurs de ω_n

Quand on augmente ω_n le système devient plus rapide.

I.3.3 troisième cas : $h < 1$

Les pôles $G(s)$ sont complexes et conjugués.

$$s_1 = -h \cdot \omega_n - j \cdot \omega_n \sqrt{1 - h^2} \quad \text{I.18}$$

$$s_2 = -h \cdot \omega_n + j \cdot \omega_n \sqrt{1 - h^2} \quad \text{I.19}$$

La réponse indicielle est alors donnée par.

$$y(t) = k \cdot \epsilon_0 [1 - A e^{-h \omega_n t} \sin(\omega_d t + \Phi)] \quad \text{I.20}$$

Avec :

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 - h^2}} \quad \text{I.21}$$

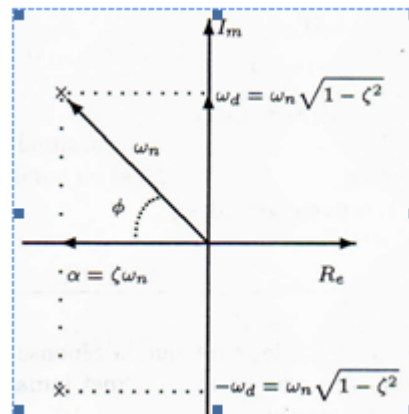


Figure (I.7) : représentation des pôles complexes [1].

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - h^2} \quad \text{I.22}$$

$$\Phi = \arctg \left(\frac{\sqrt{1 - h^2}}{h} \right) \quad \text{I.23}$$

$$\cos \Phi = h \quad \text{I.24}$$

Les performances d'un système asservi sont généralement déterminées à partir de la réponse du système à une grandeur d'entrée en échelon unitaire. Les critères de performances typiques qui sont utilisés pour caractériser la réponse transitoire d'un système linéaire associé à une grandeur d'entrée en échelon unitaire se résument au dépassement, au temps de réponse et temps de montée.

Le dépassement est défini comme étant la déviation maximal de la grandeur de sortie par rapport à la valeur prise par cette même grandeur de sortie en régime permanent. Généralement, ce dépassement est défini en pourcentage comme suit :

$$D = \frac{\text{déviation maximale de la grandeur de sortie}}{\text{valeur de la grandeur de sortie en régime permanent}} \times 100 \quad \text{I.24}$$

Pour une réponse indicielle, 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 nul, atteint une fraction spécifiée et faible, en générale 10% de sa valeur du régime permanent et l'instant où

il atteint pour la première fois une fraction spécifiée et élève, en générale 90% de cette même valeur de régime.

L'étude de système pour $h = 0.5$, en considérant les différentes valeurs de ω_n . Les caractéristiques dynamique de la réponse indicielle sont résumés dans le tableau I.4.

ω_n	2	6	7	9	10
D	3.70	3.70	3.70	3.70	3.70
T_m	0.21	0.40	0.35	0.27	0.24
T_r	4.73	1.55	1.33	1.04	0.93

Tableau I.4 : valeurs de D , T_m , T_r , pour différentes valeurs de ω_n pour $h=0.5$.

La représentation des pôles dans le plan complexe est donnée par la figure I.10 :

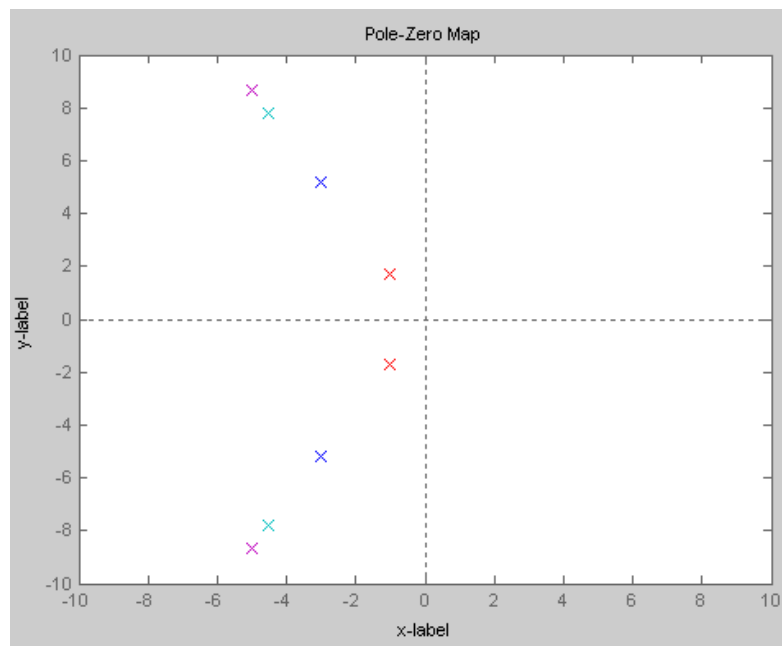


Figure I.8 : représentations des pôles de $G(s)$

La réponse indicielle de la fonction $G(s)$ pour les différentes valeurs de ω_n du tableau (I.4) est donnée par la figure I.11.

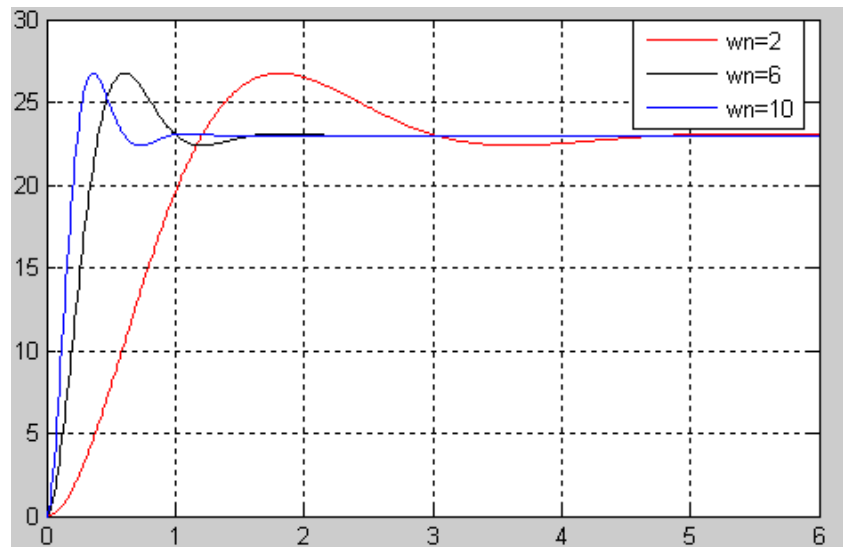


Figure I.9 : réponse indicielle pour les différentes valeurs

De $\omega_n, h = 0.5$

Lorsque ω_n augmente le système devient plus rapide et le dépassement reste constant.

Dans le plan complexe la représentation des pôles est alignée soit dans le demi plan gauche pour les valeurs des pôles qui ont un imaginaire positif ou négatif et sa est du fait que h est constant.

L'étude de système pour $\omega_n = 2$ en considérant les différentes valeurs de h , on a le tableau I.5 qui donne les valeurs des variables (D, T_m et T_r)

h	0.1	0.3	0.5	0.7
D	17.1	8.6	3.8	1.1
T _m	0.0838	0.983	1.2	1.65
T _r	29	7.31	5	5.17

Tableau I.5 : les valeurs de D, T_m et T_r pour les différentes valeurs de h

La représentation des pôles dans le plan complexe quand $h < 1$ est donnée par la figure I.12 :

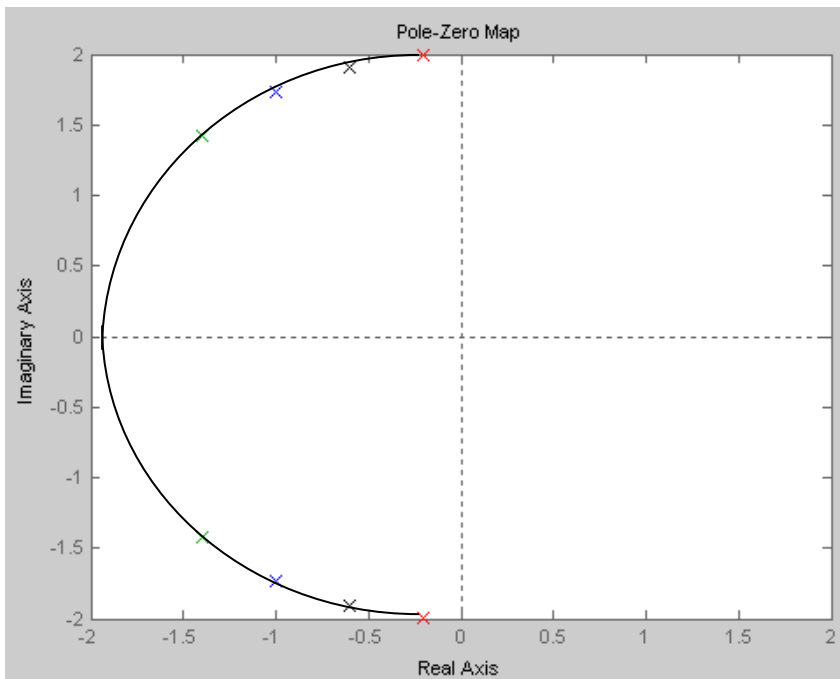


Figure I.10: représentations des pôles de $G(s)$ Pour les différentes valeurs de h

La réponse indicielle de la fonction $G(s)$ pour les différentes valeurs de h du tableau (I.5) est donnée par la figure (I.13).

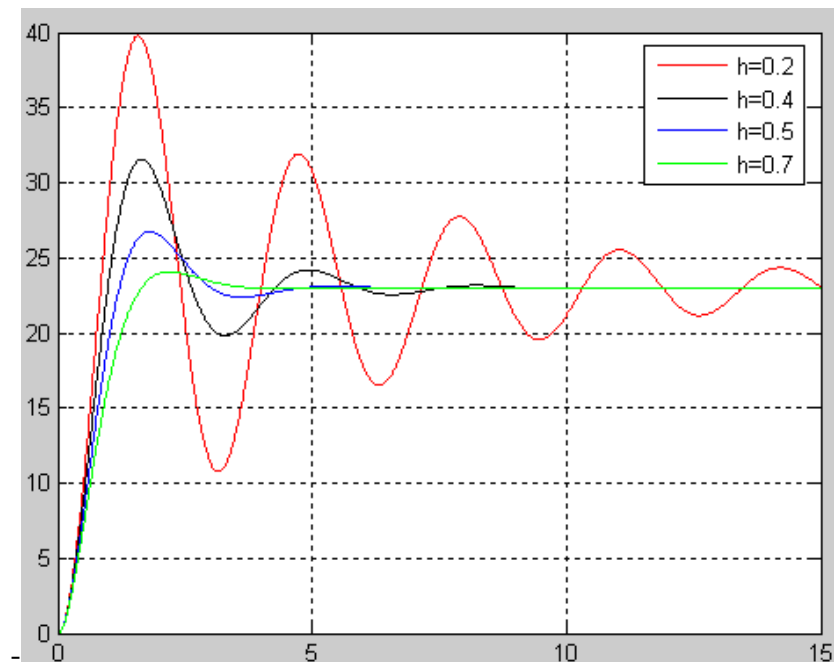


Figure I.11 : réponse indicielle pour les différentes valeurs de h

D'après tous ces résultats on constate que lorsque h augmente le temps de montée du système reste constant et le dépassement diminue pour les différentes valeurs de h , le système devient plus amorti. Les pôles dans le plan complexe appartiennent au même demi-cercle et ça est dû au fait que ω_n est constante.

Chapitre II

Méthode de synthèse dans le
domaine temporel.

II .1 Introduction

La synthèse d'un asservissement consiste à concevoir, à calculer et à réaliser le correcteur pour satisfaire un cahier de charges contenant les performances désirées.

Les étapes de cette synthèse sont :

- Choix du type du correcteur.
- calculer les paramètres du correcteur.
- vérification (par simulation) les performances.
- réalisation et insertion réelle du correcteur dans la chaîne d'asservissement

La technologie de réalisation peut être de type électrique pneumatique ou hydraulique selon la technologie des différents actionneurs.

II .2 Méthode de calcul du régulateur :

Avant d'entamer la méthode de calcul du régulateur, on explique le principe de pôle dominant comme suit :

Etant donné un système linéaire stable dont la fonction de transfert est donnée par :

$$G(s) = \frac{\sum_{i=1}^m b_i s^i}{\sum_{i=1}^n a_i s^i} \quad \text{II.1}$$

Sans perte de généralités on suppose que tous les pôles sont réels et simples et que $m < n$. Dans ce cas $G(s)$ peut s'écrire sous la forme :

$$G(s) = \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{s - s_i} \quad \text{II.2}$$

c_i sont les résidus

s_i les pôles de $G(s)$

Lorsque le système est sollicité par une impulsion, l'expression de sa sortie s'exprime par

$$y(t) = L^{-1}(G(s)) \quad \text{II.3}$$

$$y(t) = \sum_{i=1}^n c_i e^{s_i t} \quad \text{II.4}$$

$y(t)$ est donc la somme de plusieurs exponentielles. Elle atteint son régime permanent lorsque l'exponentielle correspondant au pôle ayant la plus grande valeur atteint le sien. On dit que ce pôle est dominant. Dans le plan complexe ce pôle est celui qui est situé le plus à droite du plan complexe (le plus proche de zéro).

La notion de pôle dominant est la notion principale utilisée pour la synthèse de régulateur dans le domaine temporel avec les méthodes utilisées dans ce travail, la méthode de placement de pôles et la méthode par compensation de pôles.

II.2.1 Méthode de synthèse par compensation de pôles

Cette méthode se fait en deux étapes :

Premier étape

Consiste à calculer la fonction de transfert en boucle ouverte du système avec régulateur, puis, on fait la compensation comme suit :

- soit on compense un zéro du régulateur avec un pôle de la fonction de transfert du système.
- ou bien on compense un zéro de la fonction de transfert du système avec un pôle de la fonction de transfert de régulateur

Deuxième étape

Dans cette étape on fixe la fonction de transfert en boucle fermée du système avec régulateur compensé et on cherche le reste des paramètres du régulateur par identification entre le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée du système avec régulateur compensé et le dénominateur d'une fonction de transfert de référence qui contient des pôles qui rendent le système plus rapide.

Soit un système dont la fonction de transfert est donnée par :

$$G(s) = \frac{\sum_{i=1}^m b_i s^i}{\sum_{i=1}^n a_i s^i} \quad \text{II.5}$$

Pour utiliser ce principe de compensation de pôles $G(s)$ doit être écrite sous la forme :

$$G(s) = k \frac{\prod_{i=1}^m (s-z_i)}{\prod_{i=1}^n (s-s_i)} \quad \text{II.6}$$

Supposons que l'on souhaite compenser q pôles de $G(s)$, $G(s)$ doit alors être factorisée sous la forme.

$$G(s) = k \frac{\prod_{i=1}^m (s-z_i)}{\prod_{i=1}^q (s-p_i) \prod_{i=q+1}^n (s-s_i)} \quad \text{II.7}$$

$p_i (i = 1, 2, 3, \dots, q)$ étant les pôles à compenser

Pour utiliser la méthode de compensation de pôles on introduit un régulateur, dont la fonction de transfert est donnée comme suit :

$$R(s) = k_c \frac{\prod_{i=1}^q (s-z_{ci})}{\prod_{i=1}^q (s-s_{ci})} \quad \text{II.8}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit alors.

$$\text{FTBO} = k_c \frac{\prod_{i=1}^q (s-s_{ci})}{\prod_{i=1}^q (s-s_{ci})} k \frac{\prod_{i=1}^m (s-z_i)}{\prod_{i=1}^q (s-p_i) \prod_{i=q+1}^n (s-s_i)} \quad \text{II.9}$$

$$\text{Avec } z_{ci} = p_i \quad i=1, 2, \dots, q \quad \text{II.10}$$

Après compensation des q pôles du système par les q zéro du régulateur on aura :

$$\text{FTBO} = \frac{k_c \cdot k \prod_{i=1}^m (s-z_i)}{\prod_{i=q+1}^n (s-s_i) \prod_{i=1}^q (s-s_{ci})} \quad \text{II.11}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit alors

$$\text{FTBF} = \frac{k_c \cdot k \prod_{i=1}^m (s-z_i)}{\prod_{i=q+1}^n (s-s_i) \prod_{i=1}^q (s-s_{ci}) + k_c \cdot k \prod_{i=1}^m (s-z_i)} \quad \text{II.12}$$

Le polynôme caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit alors

$$D(s) = \prod_{i=q+1}^n (s-s_i) \prod_{i=1}^q (s-s_{ci}) + k_c \cdot k \prod_{i=1}^m (s-z_i) \quad \text{II.13}$$

Pour déterminer les autres paramètres de $R(s)$ on peut imposer les pôles de $D(s)$. On forme un polynôme de référence $D_{ref}(s)$, puis par une simple identification terme à terme on forme le système d'équation qui donne les paramètres du régulateur.

Remarque

Avec cette méthode l'ordre du modèle en boucle fermée n'augmente pas.

II.2.2 Méthode de synthèse par placement de pôles

Cette méthode consiste à :

- calculer la fonction de transfert en boucle fermée du système muni de son régulateur.
- fixer un dénominateur de référence ayant le même ordre que le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée du système avec régulateur.
- en utilisant une identification terme à terme entre le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée du système avec régulateur et le dénominateur de référence, on trouve les paramètres du régulateur.

Pour utiliser la méthode par placement de pôles la fonction de transfert $G(s)$ va formée avec le régulateur la fonction de transfert en boucle fermée suivant.

Etant donné un système dans la fonction de transfert est donnée par l'équation II.5.

On choisit en suite la structure du régulateur à utiliser. On suppose que sa fonction de transfert est l'équation II.8. La fonction de transfert en boucle fermée est dans ce cas donnée

par :

$$FTBF = \frac{\sum_{i=1}^m b_i s^i \prod_{j=1}^q (s - z_{ci})^k}{\sum_{i=1}^n a_i s^i \prod_{j=1}^q (s - s_{ci}) + \sum_{i=1}^m b_i s^i \prod_{j=1}^q (s - z_{ci})^k} \quad \text{II.14}$$

Dans le polynôme caractéristique est :

$$D(s) = \sum_{i=1}^n a_i s^i \prod_{j=1}^q (s - s_{ci}) + \sum_{i=1}^m b_i s^i \prod_{j=1}^q (s - z_{ci})^k \quad \text{II.15}$$

On fixe alors les pôles à imposer au système en boucle fermée, et on forme le polynôme de référence $D_{ref}(s)$ une identification terme à terme de $D(s)$ et $D_{ref}(s)$ permet en fin de déterminer les coefficients de la fonction de transfert du régulateur $R(s)$.

Remarque :

L'ordre de la fonction de transfert en boucle fermée est égal à l'ordre du système à commander plus l'ordre du régulateur

II.3 Exemple :

Etant donné un système dont la fonction de transfert est donnée par.

$$G(s) = \frac{15}{(s+10)(s+100)} \quad \text{II.16}$$

a- Calcul du régulateur par la méthode de compensation de pôles.

D'après la figure I.1 la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\text{FTBO} = T(s) = G(s)R(s) \quad \text{II.17}$$

$$\text{FTBO} = R(s) \cdot \frac{15}{(s+10)(s+100)} \quad \text{II.18}$$

Pour calculer les paramètres du régulateur $R(s)$ on considère le cahier de charge :

On souhaite obtenir en boucle fermée un système caractérisé par un coefficient d'amortissement $\zeta = 0.5$ est dont la dynamique est cinq fois plus rapide que celle du système à commander seul c'est-à-dire $\omega_n = 5 \times s_1$ avec s_1 est le pôle dominant du système.

La structure de la fonction de transfert de régulateur $R(s)$ est :

$$R(s) = \frac{k_c(s-z_c)}{s-s_c} \quad \text{II.19}$$

$$T(s) = \frac{k_c(s-z_c)}{s-s_c} \cdot \frac{15}{(s+10)(s+100)} \quad \text{II.20}$$

Pour améliorer la dynamique du système, on commence donc par compenser le pôle dominant de $G(s)$ par le zéro de $R(s)$.

$$z_c = -10 \quad \text{II.21}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit alors

$$T(s) = \frac{k_c}{s-s_c} \cdot \frac{15}{(s+100)} = \frac{15k_c}{(s-s_c)(s+100)} \quad \text{II.22}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est finalement donnée par :

$$FTBF = \frac{15K_c}{s^2 + (100-s_c)s - 100s_c + 15k_c} \quad \text{II.23}$$

Le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée étant du second ordre, les paramètres s_c et k_c du régulateur, sont calculés par identification terme par terme du dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée avec celui d'un modèle du deuxième ordre.

$$s^2 + 2h\omega_n s + \omega_n^2 \quad \text{II.24}$$

L'identification terme à terme permet d'obtenir le système d'équation suivant

$$\begin{cases} 100 - s_c = 2h\omega_n \\ -100s_c + 15k_c = \omega_n^2 \end{cases} \quad \text{II.25}$$

La résolution de ces équations a donné les valeurs suivantes des paramètres du régulateur.

$$\begin{cases} s_c = 50 \\ k_c = 500 \end{cases} \quad \text{II.26}$$

Finalement la fonction de transfert du régulateur est :

$$R(s) = \frac{500(s+10)}{(s-50)} \quad \text{II.27}$$

Remarque : la fonction du régulateur présente un pôle instable cela implique l'instabilité du système en boucle ouverte. Pour éviter ce problème on est obligé de choisir un cahier de charge tel que :

$$\omega_n h < 50 \quad \text{II.28}$$

Par contre on utilise le même cahier de charge que précédemment on constate que la fonction de transfert en boucle fermée est stable, elle est donnée sous la forme suivante :

$$FTBF = \frac{7500(s+10)}{(s+10)(s^2+50s+2500)} \quad \text{II.29}$$

La réponse indicielle obtenue par compensation de pôles est donnée par la figure suivant :

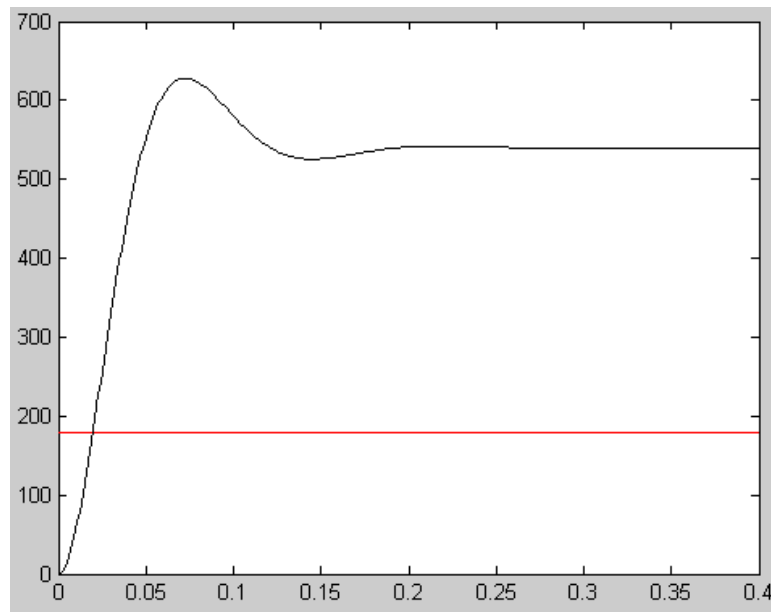


Figure (II.2) : réponse indicielle obtenue par compensation de pôles

b- Calcul de régulateur par la méthode de placement de pôles :

Application de la méthode de placement de pôles pour le même cahier de charge utilisé précédemment

La fonction de transfert de régulateur est donnée par l'équation suivante :

$$R(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_1 s + a_0} \quad \text{II.30}$$

La fonction de transfert en boucle fermée de $G(s)$ avec le régulateur est :

$$G_{BF}(s) = \frac{15(b_1 s + b_0)}{(a_1 s + a_0)(s + 10)(s + 100) + 15(b_1 s + b_0)} \quad \text{II.31}$$

$$G_{BF}(s) = \frac{15(b_1 s + b_0)}{a_1 s^3 + (110a_1 + a_0)s^2 + (110a_0 + 1000a_1 + 15b_1)s + 1000a_0 + 15b_0} \quad \text{II.32}$$

On met $D(s)$ le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée $G_{BF}(s)$.

$$D(s) = (a_1 s^3 + (110a_1 + a_0)s^2 + (110a_0 + 1000a_1 + 15b_1)s + 1000a_0 + 15b_0) \quad \text{II.33}$$

Le dénominateur de référence est donné par :

$$D_{ref}(s) = (s + s_2)(s + s_3)(s + s_4) \quad \text{II.34}$$

Tel que :

s_2 est le pôle non dominant de $G(s)$

s_3 et s_4 sont les pôles complexe imposé par le cahier de charge

$$s_3 = -h\omega_n + \omega_n \sqrt{1 - h^2} \quad \text{II.35}$$

$$s_4 = -h\omega_n - \omega_n \sqrt{1 - h^2} \quad \text{II.36}$$

Les valeurs numériques des pôles sont :

$$\begin{cases} s_2 = -100 \\ s_3 = -25 + 43,3i \\ s_4 = -25 - 43,3i \end{cases} \quad \text{II.37}$$

Le polynôme correspondant est donné par l'équation suivante :

$$D_{ref}(s) = s^3 + 150s^2 + 7500s + 25 \cdot 10^4 \quad \text{II.38}$$

Par identification entre $D_{ref}(s)$ et $D(s)$ on détermine les valeurs des paramètres du régulateur par la résolution de système d'équation suivant :

$$\begin{cases} a_1 = 1 \\ 110a_1 + a_0 = 150 \\ 110a_0 + 1000a_1 + 15b_1 = 7500 \\ 1000a_0 + 15b_0 = 25 \cdot 10^4 \end{cases} \quad \text{II.39}$$

Après résolution du système d'équation les résultats obtenus sont :

$$\begin{cases} a_1 = 1 \\ a_0 = 40 \\ b_1 = 140 \\ b_0 = 1,4 \cdot 10^4 \end{cases} \quad \text{II.40}$$

Finalement la fonction de transfert du régulateur est donnée par :

$$R(s) = \frac{140(s+100)}{s+40} \quad \text{II.41}$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système muni de régulateur est :

$$FTBF = \frac{2100(s + 100)}{(s + 100)(s^2 + 50s + 2500)} \quad \text{II.42}$$

La réponse indicielle obtenue par placement de pôles est donnée par la figure suivante :

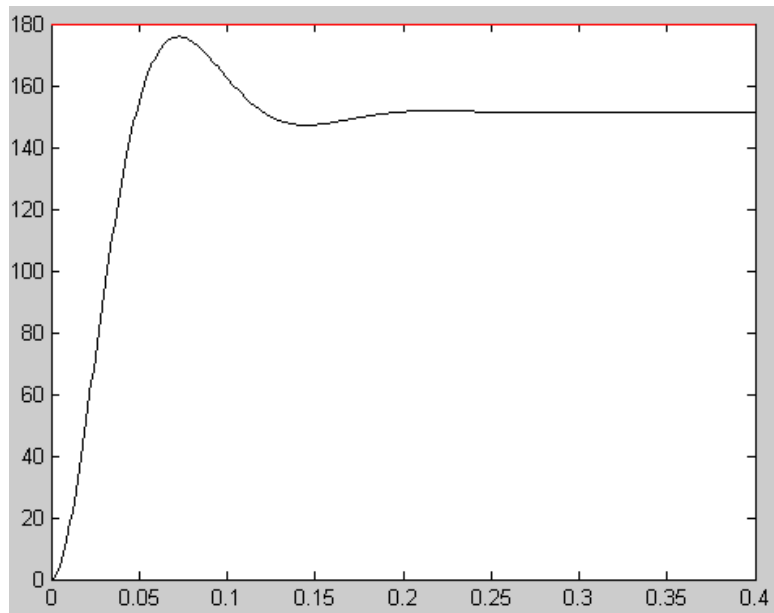


Figure (II.3) : réponse indicielle obtenu par placement de pôles

C- comparaison des deux méthodes

La comparaison des deux méthodes de calcul se fera par la comparaison des résultats de temps de montée, dynamique, dépassement et de l'erreur statique obtenu par les méthodes compensation de pôles et placement de pôles pour cela on trace le tableau suivant qui récapitule les résultats obtenus de la figure II.4 .

$$G_{ref} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2h\omega_n s + \omega_n^2} \quad 43$$

$$G_{ref} = \frac{2500}{s^2 + 50s + 2500} \quad 44$$

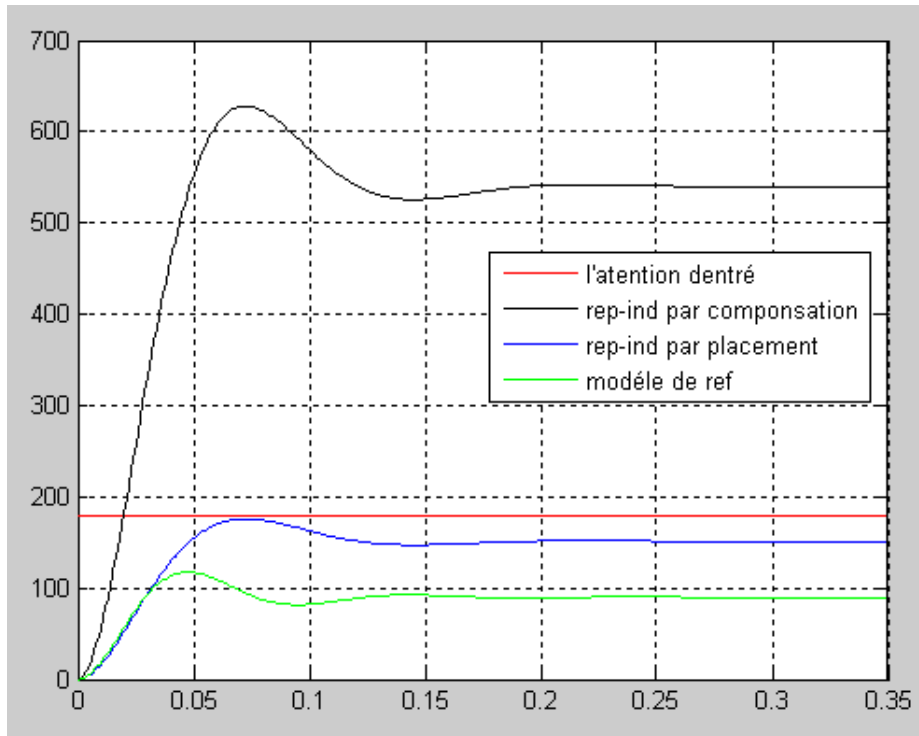


Figure II.4 : les réponses indicielles de la boucle fermée du système muni du régulateur calculé par compensation et placement de pôles et le modèle de référence

	Placement de pôles	Compensation de pôles	Modèle de référence
Temps de monte	0,048	0,048	0,025
Temps de réponse	0,214	0,214	0,250
Dépassement	16,29	16,29	30,486
L'erreur statique	360,04	28,78	90,002

II.4 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté deux méthodes de calcul de régulateur, en premier lieu on a défini la méthode de compensation de pôles, qui nécessite que l'ordre du modèle en boucle fermée soit fixe (n'augmente pas) et en deuxième lieu la méthode de

placement de pôles ou dans cette dernière on ne choisit pas le numérateur de la boucle fermée. Après on illustre ces méthodes par un exemple numérique.

En fin on termine par une comparaison entre les résultats obtenus des deux méthodes.

On a trouvé que la méthode de compensation de pôles est bien meilleure que la méthode de placement de pôles d'après les résultats de l'erreur statique



Chapitre III

•

Méthode de synthèse dans le
domaine fréquentiel.

III.1 Introduction

Dans la première partie de ce chapitre on donne les fonctions de transfert des correcteurs les plus couramment utilisés et leur rôle dans la chaîne directe pour que notre choix soit meilleur quant on fera la synthèse dans le domaine fréquentiel. Puis, dans une deuxième partie, on donne les étapes à suivre pour déterminer un correcteur à insérer dans une chaîne directe pour atteindre les performances désirées. On illustre enfin par un exemple numérique.

III.2 Type de correcteur :

III.2.1 Correcteur proportionnel :

Le correcteur proportionnel est le correcteur le plus simple. Le signal produit par ce type de correcteur est proportionnel au signal d'erreur. La fonction de transfert est :

$$R(s) = k_p \quad \text{III.1}$$

En général, les performances en régime permanent et la vitesse de la réponse de la grandeur de sortie du système peuvent être améliorées en augmentant le gain k_p du correcteur. [2]

Le correcteur proportionnel

Permet de réduire les écarts statiques (l'erreur statique de position et l'erreur statique de vitesse) par augmentation de k_p sans toute fois les annuler (amélioration de la précision statique).

Permet aussi d'augmenter la rapidité en diminuant la marge de phase.

L'inconvénient majeur de ce correcteur est qu'il n'offre aucune possibilité d'annuler l'erreur du système en régime permanent dans le cas où la fonction de transfert du système est de type zéro.

III.2.2 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. Ce type de correcteur admet la fonction de transfert suivante [2] :

$$R(s) = k_c \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right] = \frac{k_c}{T_i s} (1 + T_i s) \quad \text{III.2}$$

Le rôle d'un correcteur proportionnel intégral est :

Du fait 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.

Ce correcteur agit en basses fréquences en apportant une phase négative.

La figure suivante donne le tracé de Bode de la fonction de transfert de correcteur proportionnel intégral :

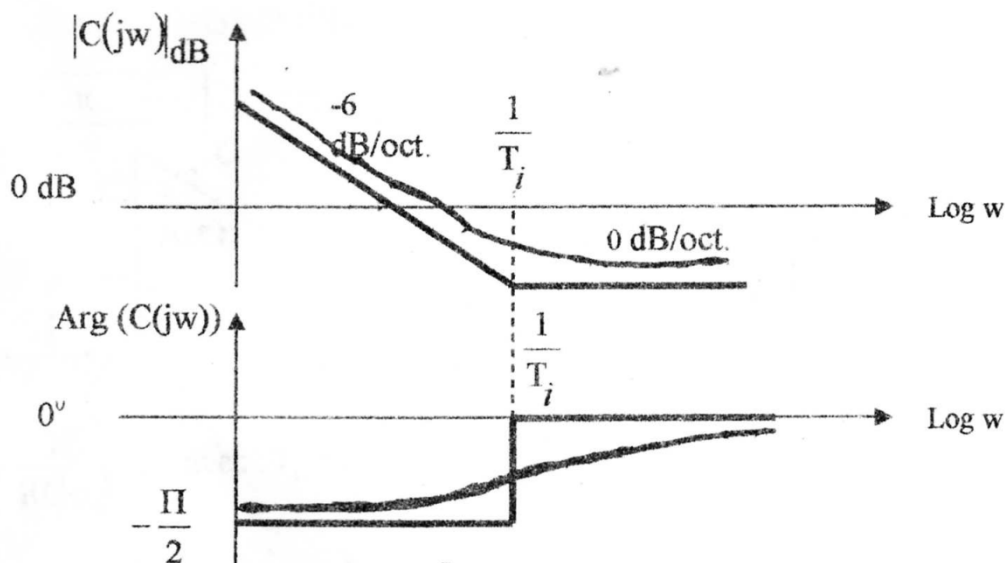


Figure (III.1) : tracé du diagramme de Bode du correcteur proportionnel intégral

III.2.3 correcteur à retard de phase :

Le correcteur à retard de phase est une forme approchée du correcteur proportionnel intégral. La fonction de transfert de ce type de correcteur est donnée par l'expression suivante :

$$R(s) = k_c \frac{1+\tau s}{1+b\tau s} \quad \text{III.3}$$

Avec $b < 1$

Le rôle d'un correcteur à retard de phase est :

L'amélioration de la précision statique en augmentant le gain k_c aux faibles fréquences, il est utilisé lorsque l'erreur en régime permanent est grande sans modifier sensiblement les caractéristiques dynamiques du système bouclé (sans changement majeur de la fréquence de résonance et du facteur de résonance Q) [2]

Le tracé de Bode de la fonction de transfert d'un correcteur à retard de phase est donné par la Figure (III.2) :

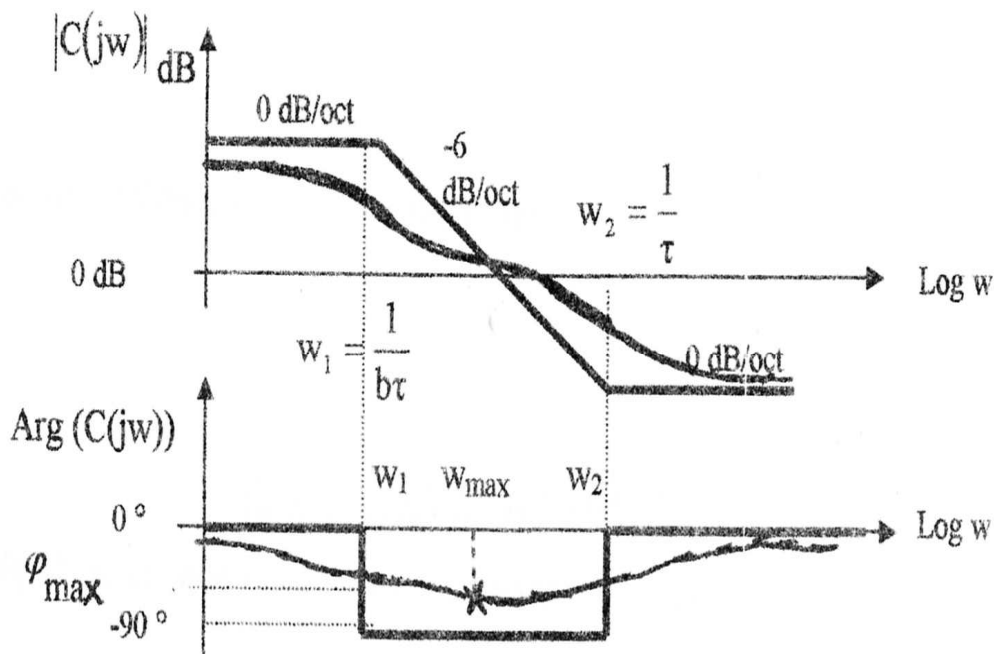


Figure (III.2) : diagramme de Bode d'un correcteur à retard de phase

III.2.4 Correcteur proportionnel Dérivée (PD) :

Le signal de commande est composé de la somme de deux termes d'actions proportionnelle et dérivée. On parle quelquefois dans ce cas de correcteur proportionnel dérivée. La fonction de transfert d'un tel correcteur a pour expression :

$$R(s) = k_c [1 + T_d s] \quad \text{III.4}$$

Le rôle d'un correcteur proportionnel dérivé est :

Ce correcteur agit en hautes fréquence en apportant une phase positive. ce correcteur n'influe pas sur la phase pour les pulsations $\omega < \frac{1}{10T_d}$

Le tracer de Bode d'un correcteur proportionnel dérivée est donné par la figure III.3 :

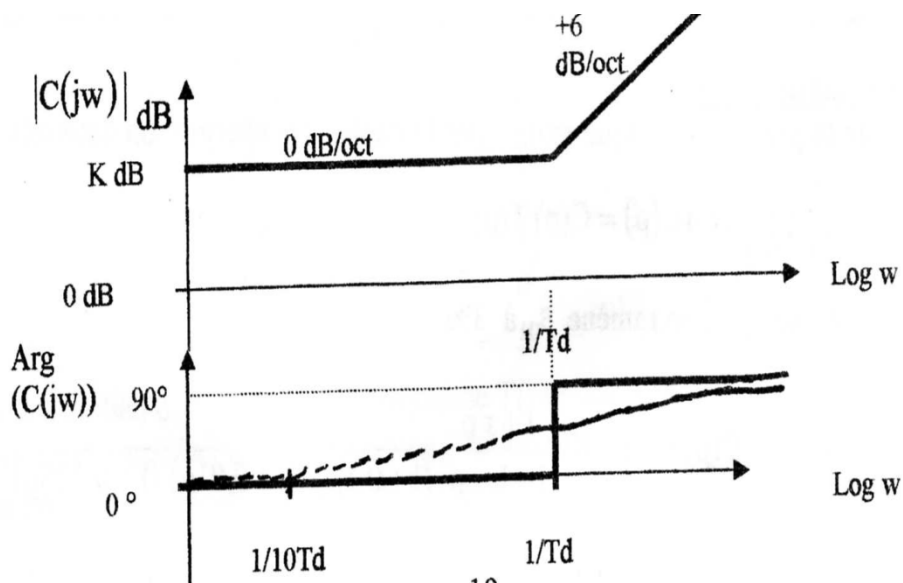


Figure (III.3) : diagramme de Bode du correcteur proportionnel dérivée.

III.2.5) correcteur à avance de phase :

Le correcteur à avance de phase est une forme approchée du correcteur proportionnel dérivée.

La fonction de transfert d'un tel correcteur a pour expression :

$$R(s) = k_c \frac{1 + a\tau s}{1 + \tau s} \quad \text{III.5}$$

Avec $a > 1$

Le rôle d'un correcteur à avance de phase est l'amélioration de la précision dynamique par la stabilisation d'un system instable et d'améliorer la précision statique par la possibilité d'augmenter l'action proportionnelle [2].

Le tracé de Bode de la fonction de transfert d'un correcteur à avance de phase est donné par la figure III.4 :

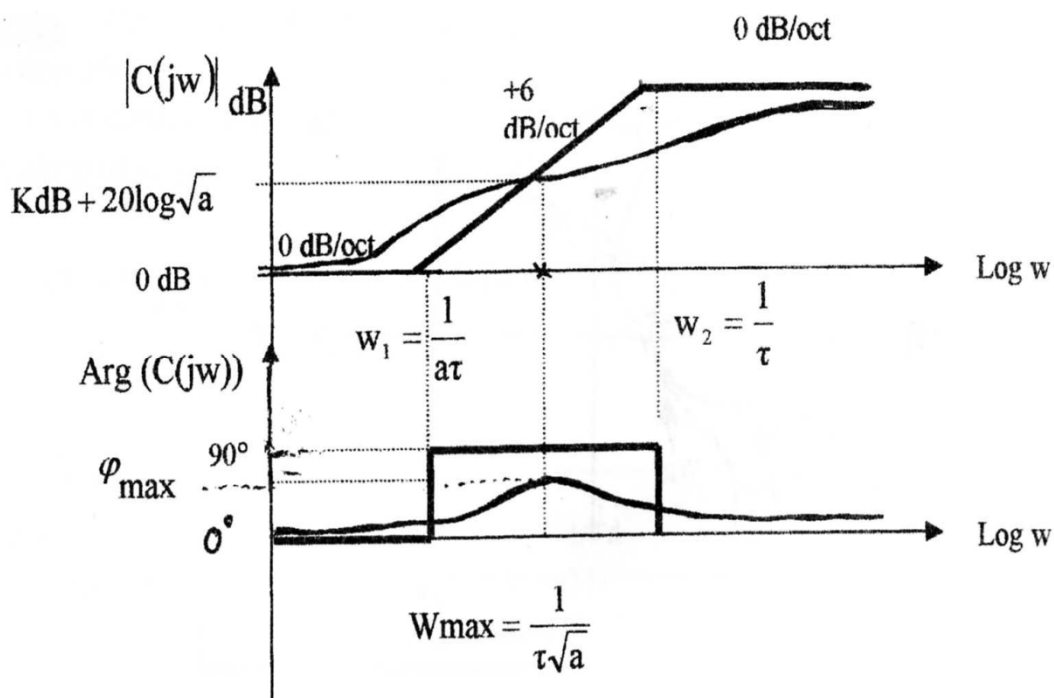


Figure (III.4) : diagramme de Bode de la fonction de transfert d'un correcteur avance de phase

III.2.6) Correcteur proportionnel Intégral Dérivée (PID) :

Le correcteur proportionnel Intégral dérivé peut être considéré comme une combinaison des correcteurs proportionnels dérivés et des correcteurs proportionnels intégraux. La fonction de transfert d'un correcteur proportionnel intégral dérivée est donnée par les expressions suivantes :

-Première forme:

$$R(s) = k_c + \frac{1}{T_i s} + T_d s \quad \text{III.6}$$

-Deuxième forme:

$$R(s) = k_c \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad \text{III.7}$$

Le rôle d'un correcteur proportionnel intégral dérivé est:

La présence de l'action dérivée permet d'améliorer la stabilité et la rapidité du système.

La présence de l'action intégrale, permet d'augmenter la classe du système. En basse fréquence, le correcteur proportionnel intégral dérivé se comporte comme un proportionnel intégral et en haute fréquence comme un proportionnel dérivée. [2].

Le diagramme de Bode associé à ce type de correcteur est illustré par la figure III.

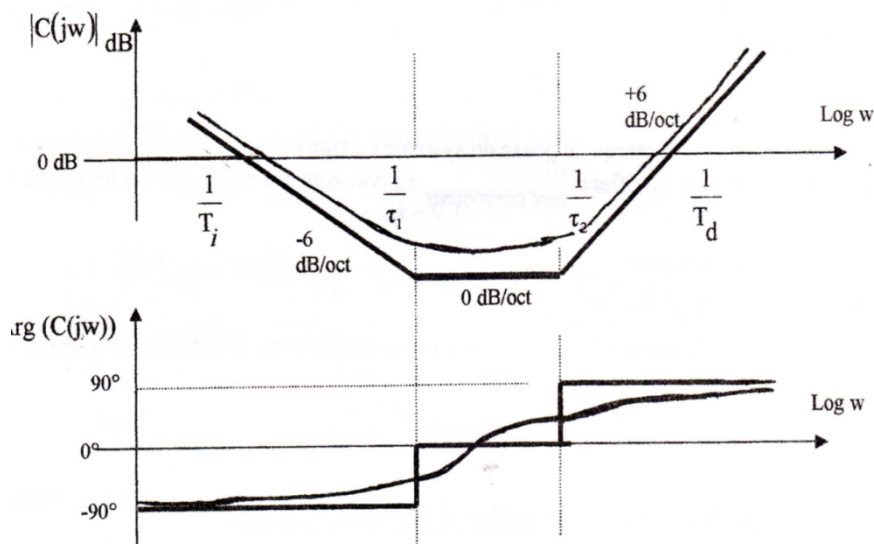


Figure III.5 : diagramme de Bode du correcteur proportionnel intégral dérivée.

III.3 Remarque:

Il existe de nombreux type de correcteurs qui permettent d'approcher les actions des correcteurs proportionnel dérivée, proportionnel intégral, proportionnel intégral dérivé. Leur effet peut toujours étudié comme on l'a fait ici. D'autre part, il est naturellement possible de placer dans la chaîne d'action plusieurs correcteurs en cascade de différents types, d'ont les effets s'ajoutent.

III.4 Synthèse dans le domaine fréquentiel :

Dans le domaine fréquentiel pour calculer les paramètres du régulateur on utilise la procédure suivante :

On trace le diagramme de Bode du système à commander et on détermine ses caractéristiques (marge de phase, marge de gain).

On vérifie les spécifications en boucle ouverte qui donnent celle de la boucle fermée. La différence entre les caractéristiques du système en boucle ouverte et celle de la boucle fermée, nous permet de choisir le type de régulateur à utiliser.

Calcul des paramètres du régulateur de sorte à atteindre le cahier de charges

On trace le diagramme de Bode en boucle ouverte du système avec régulateur

On trace la réponse indicielle du système avec régulateur pour vérifier si on a atteint le cahier des charges. Dans le cas ou celui-ci n'est pas atteint, on itère jusqu'à ce que l'on obtienne les performances souhaitées.

Pour bien comprendre les étapes de calcul des régulateurs dans le domaine fréquentiel on donne l'exemple suivant

III.5. Exemple

$$G(s) = \frac{1}{s(1+10s)} \quad \text{III.8}$$

Le cahier de charges impose les contraintes suivantes :

$$\left. \begin{array}{l} \text{Dépassement :} \\ \text{Temps du premier maximum :} \end{array} \right\} \begin{array}{l} D\% \leq 20 \\ T_m \leq 5s \end{array} \quad \text{III.9}$$

Si on consulte les abaques relatifs à ce type de système du second ordre, en particulier les abaques de dépassement

$$D\% = f(M\Phi, h) \quad \text{III.10}$$

Et

$$T_m = f(\omega_0, h) \quad \text{III.11}$$

Ce qu'il faut imposer à la fonction de transfert en boucle ouverte soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} h > 0,45 \\ \omega_0 \geq 0,7 \\ M\Phi = 50 \\ (\omega_0 = 0,35 \text{ pour } h=0,45) \end{array} \right. \quad \text{III.12}$$

-On trace le lieu de Bode de $G(s)$:

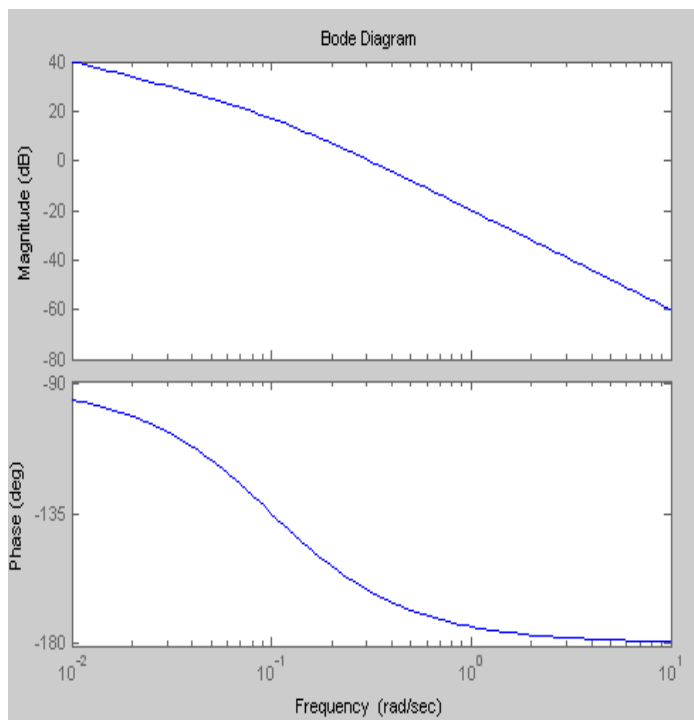


Figure (III.6) : diagramme de Bode pour la fonction $G(s)$

On fixe une bande passante de l'ordre 1rd/s et une marge de phase $M\Phi$ de 50. D'après la figure III.6 on constate qu'à la pulsation $\omega_0=1\text{rd/s}$ on a une phase de 174.4° .

Il manque donc au moins 44.4 pour avoir les 50 souhaités par ailleurs, le gain à cette pulsation est de l'ordre de -20db.

On conclue que pour obtenir à la fois une marge de phase de 50 et une bande passante de 1rd/s il faut apporter de la phase et du gain. Le correcteur qui permet cela est de type avance de phase et tel que :

$$R(s) = \frac{1 + aTs}{1 + Ts} \quad \text{III.13}$$

Avec :

$$a = \frac{1 + \sin(\Delta\Phi)}{1 - \sin(\Delta\Phi)} \quad \text{III.14}$$

$$T = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{a}} \quad \text{III.15}$$

$\Delta\Phi$: est la phase globale qu'apportera le correcteur centré en ω_0

On choisi d'apporter 45 à l'aide du correcteur $C(s)$ centré en $\omega_0 = 1\text{rd/s}$

AN:

$$R(s) = \frac{2.415s + 1}{0.4142s + 1} \quad \text{III.16}$$

On trace le lieu de Bode de la fonction de transfert ouverte du système muni du régulateur ainsi calculé.

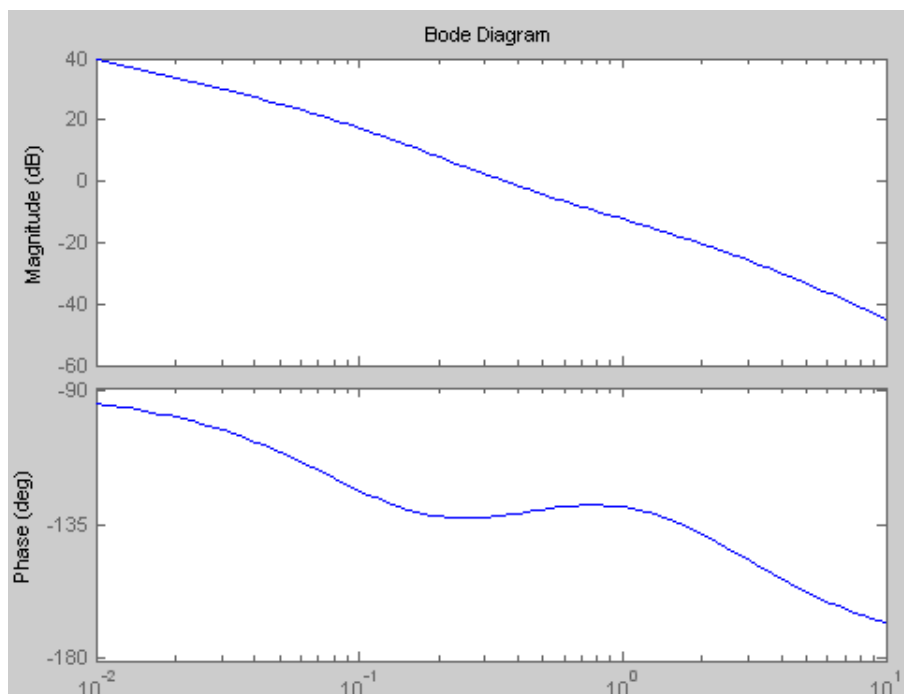


Figure (III.7) : boucle ouverte corrigée.

Il reste à ajuster le gain en regardant combien on a en 1rd/s :

$K=4.2$

$$R(s) = \frac{1 + aTs}{1 + Ts} \quad \text{III.17}$$

$$R(s) = \frac{10.14s + 4.2}{0.4142s + 1} \quad \text{III.18}$$

$$\text{FTBO} = \frac{1}{s(1+10s)} \frac{10.14s+4.2}{0.4142s+1} \quad \text{III.19}$$

$$\text{FTBF} = \frac{10.14s + 4.2}{s(1+10s)(0.4142s+1) + 10.14s + 4.2} \quad \text{III.20}$$

La réponse indicielle du système en boucles fermée est donnée par la figure III.8

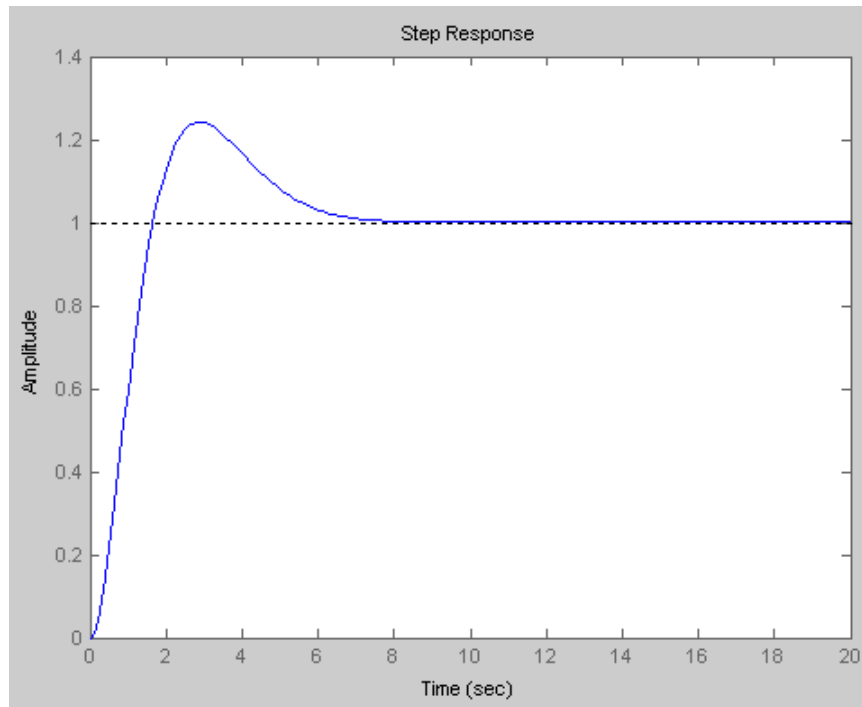


Figure III.8 : réponse indicielle

On constate que la spécification de dépassement pas atteinte .En effet, si le temps du premier maximum est bien inférieur aux 5 secondes requises, le dépassement est supérieur à 20% .On va retoucher les paramètres du correcteur. Il faut davantage de marge de phase, on modifie donc le paramètre a de $R(s)$. On choisit d'apporter 50° avec le correcteur, soit $a=7.6$.

On change a et on recalcule la boucle ouverte, le gain k à régler et la boucle fermée.

Finalement, on obtient les spécifications demandées.

$$K=3.66$$

$$a=7.6$$

$$R(s) = \frac{10.09s + 3.66}{0.3627s + 1} \quad \text{III.21}$$

$$FTBO = \frac{1}{s(1+10s)} \cdot \frac{10.09s + 3.66}{0.3627s + 1} \quad \text{III.22}$$

$$FTBF = \frac{10.09s + 3.66}{s(1+10s)(0.3627s + 1) + 10.09s + 3.66} \quad \text{III.23}$$

Le tracer de Bode de la boucle ouverte corrigée est donné par la figure III.9 :

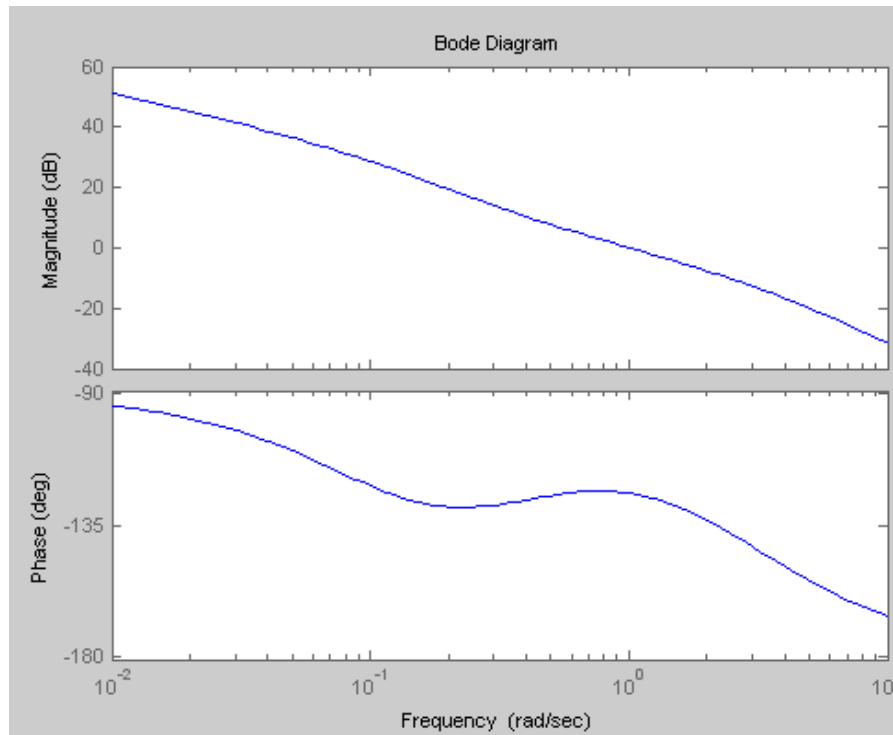


Figure III.9 : boucle ouverte corrigée

La réponse indicielle de la boucle fermée est donnée par la figure III.10 :

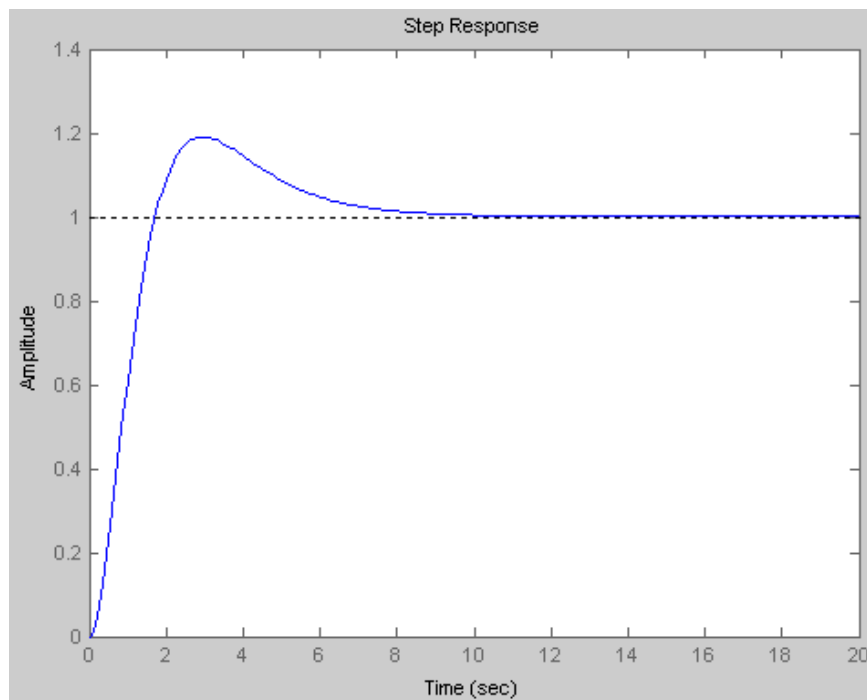


Figure (III.10) : réponse indicielle de la boucle fermée.

Conclusion :

Dans le domaine fréquentiel pour obtenir le correcteur souhaitable on est obligé de faire des itération ce qui rend la méthode lente.

Chapitre IV

Application à la commande de la
machine à courant contenu.

IV.1 Introduction :

Ces dernières années, une véritable révolution a eu lieu concernant les moteurs d'automatisme. Alors qu'il y a seulement une dizaine d'années, ce sont principalement des moteurs à courant continu de fabrication très soignée qui étaient utilisés, les moteurs alternatifs asynchrones constituent aujourd'hui l'essentiel des moteurs utilisés pour les nouvelles installations. A cela deux raisons

- Un coût moindre ou égal à l'achat.
- Un coût très inférieur à l'entretien.

Il faut savoir néanmoins que la commande des machines alternatives se fait de la même manière que la machine à courant continu à excitation séparée. On fait en sorte à ramener la commande de la machine alternative asynchrone à celle de la machine à courant continu ou le flux est produit par le courant inducteur et le couple est contrôlé par le courant induit.

IV.2 Relations générales de la machine à courant continu:

Les moteurs à courant continu comportent un induit bobiné (le rotor) et un inducteur bobiné ou à aimant permanent. Le rotor tournant confère une inertie propre (J), et son implantation sur paliers, implique des frottements mécaniques (f). Le schéma traditionnel d'un moteur à courant continu à excitation séparée est donc celui de la figure IV.1

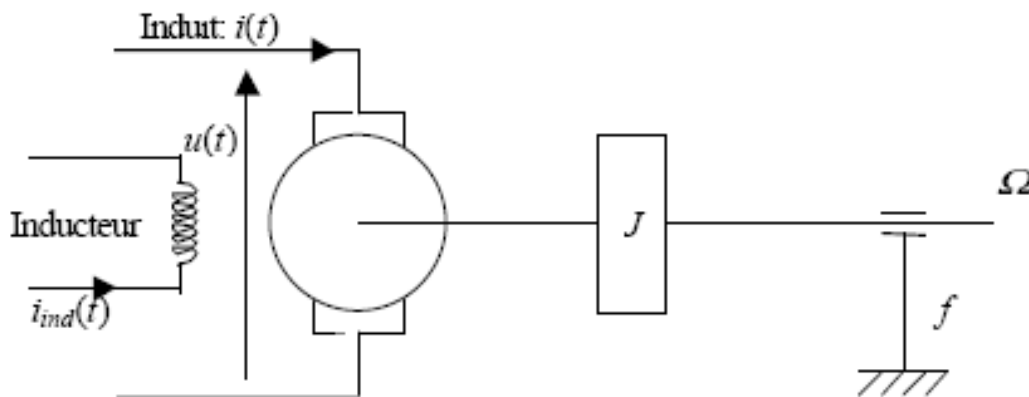


Figure IV.1 : Schéma de principe du moteur à courant continu à excitation séparée.

Le schéma électrique équivalent de l'induit est donné sur la figure IV.2

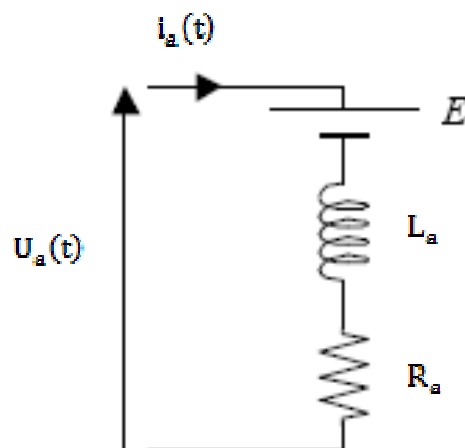


Figure IV.2 : Schéma électrique équivalent de l'induit (Rotor) du moteur à courant continu [5].

E représente la force électromotrice, $L_a(t)$ représente la self équivalente de l'enroulement d'induit, $R_a(t)$ représente la résistance équivalente de l'induit (résistance des fils du bobinage et résistance de Contact au niveau des balais) [5].

Le schéma électrique équivalent de l'inducteur est donné sur la figure IV.3

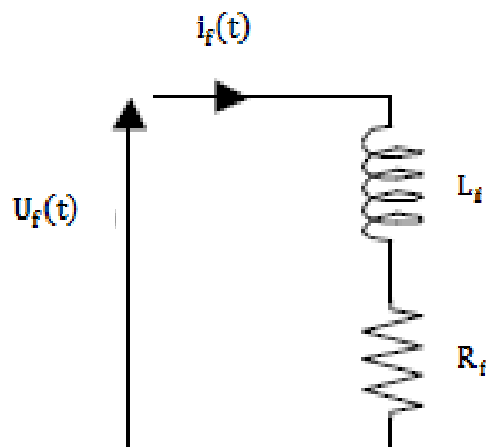


Figure IV.3 : Schéma électrique équivalent d'inducteur (Stator) du moteur à courant continu [5]

$L_f(t)$ représente la self équivalente de l'enroulement inducteur, $R_f(t)$ représente la résistance équivalente de l'induit (résistance des fils du bobinage).

IV.3 Modélisation de la machine

Les équations régissant le fonctionnement de la machine de la figure IV.1 sont:

Domaine temporel	Domaine de Laplace	
$U_a(t) = E(t) + R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt}$	$U_a(s) = E(s) + R_a I_a(s) + L_a p I_a(s)$	IV.1
$E(t) = k \varphi(t) \Omega(t)$	$E(s) = k \varphi(s) \Omega(s)$	IV.2
$M(t) = k \varphi(t) i_a(t)$	$M(s) = k \varphi(s) I_a(s)$	IV.3
$\varphi(t) = L_f i_f(t)$	$\varphi(s) = L_f I_f(s)$	IV.4
$U_f(t) = L_f \frac{di_f}{dt} + R_f i_f(t)$	$U_f(s) = L_f p I_f(s) + R_f I_f(s)$	IV.5
$J \frac{d\Omega}{dt} = M(t) - f \Omega(t)$	$J p \Omega(p) = M(s) + f \Omega(s)$	IV.6

Si le flux inducteur $\varphi(t)$ et le courant dans l'enroulement d'induit $i_a(t)$ sont variables, les équations (IV.2) et (IV.3) traduisent un système non linéaire (produit de deux variables).

Pour se placer dans le cas du fonctionnement linéaire, une des grandeurs $i_a(t)$ ou $\varphi(t)$ doivent être maintenue constante. On obtient alors deux manières de commande de la machine : par l'induit ou par l'inducteur.

IV.4 Commande par l'inducteur $i_a(t) = I_0 = \text{constant}$

Ce mode correspond évidemment au cas d'un inducteur bobiné dans lequel le courant peut varier, entraînant un flux variable. Le courant d'induit est maintenu constant à l'aide d'une source extérieure que l'on peut représenter par une source de courant I_0 .

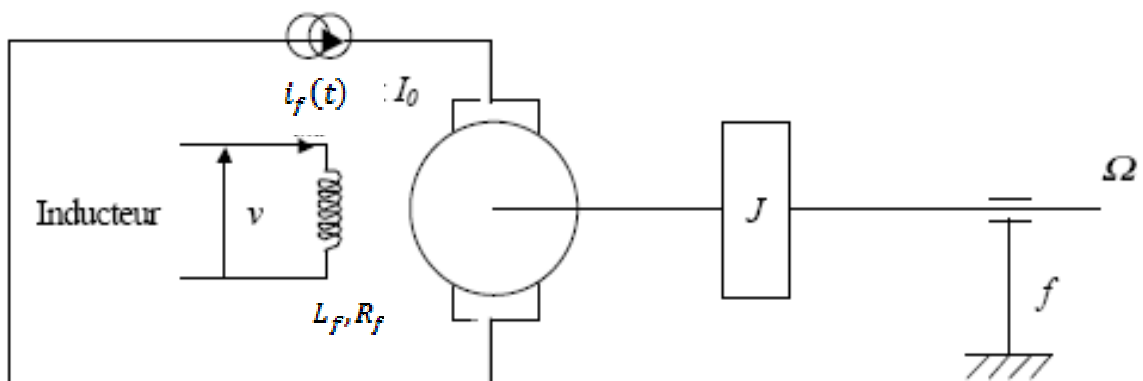


Figure IV.4 : Commande par l'inducteur [5].

Dans cette configuration, on a :

$$\varphi(t) = L_f i_f(t) \quad \text{IV.7}$$

Avec $l = \text{Constante}$ si l'on considère le circuit magnétique inducteur non saturé, et donc:

$$M(t) = K L_f i_f(t) I_0 \quad \text{IV.8}$$

Soit en simplifiant:

$$M(t) = K' i_f(t) \quad \text{IV.9}$$

En considérant les équations IV.5, IV.6 et IV.7, le diagramme fonctionnel du moteur est alors celui de la figure IV.5

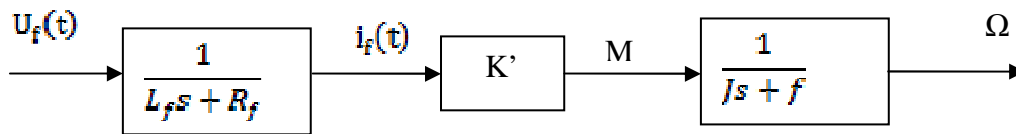


Figure IV.5 : Diagramme fonctionnel de la commande par l'inducteur [5].

La fonction de transfert globale de la machine est alors donnée par :

$$G(s) = \frac{\frac{k'}{R_f f}}{\left(1 + \frac{L_f}{R_f} s\right) \left(1 + \frac{J}{f} s\right)} \quad \text{IV.10}$$

En utilisant les valeurs des paramètres, de la machine l'expression numérique de la fonction de transfert de la machine commandé par l'inducteur est donnée par l'équation IV.15 et la réponse indicielle correspondante est représentée dans la figure IV.6, la valeur de la tension de l'inducteur est 180v

$$G_{\text{induc}} = \frac{0.19338}{(6.456 \cdot 10^{-3} s + 1)(4.29 s + 1)} \quad \text{IV.11}$$

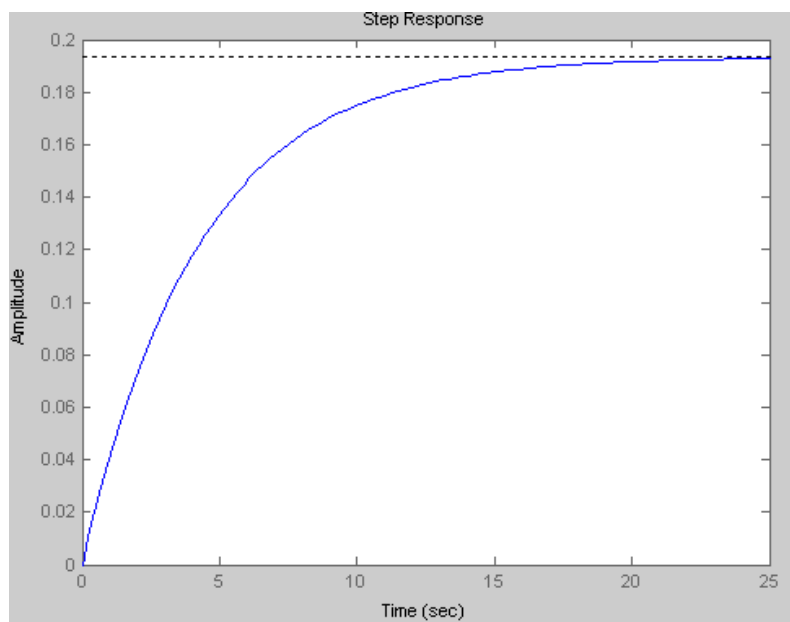


Figure IV.6 : la vitesse de la machine à courant continu commandé par l'inducteur.

Remarque:

Les éléments électriques et mécaniques interviennent sous des constantes de temps séparées, il n'y a pas de réaction d'induit à considérer puisque le courant d'induit est maintenu constant quelle que soit la vitesse.

IV.5 Commande par l'induit

Dans la machine à courant continu 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, soit d'une source de courant réglé.

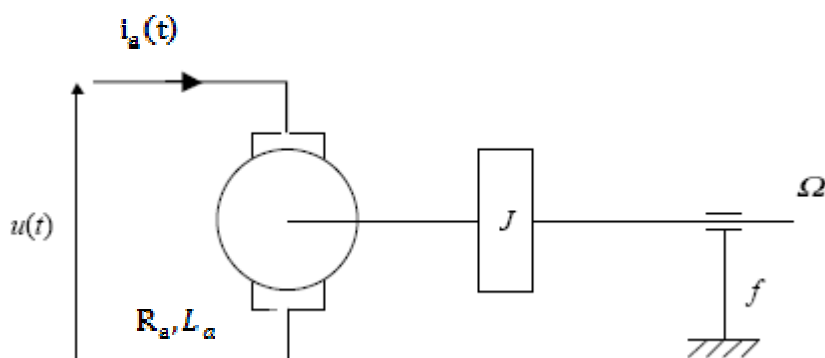


Figure IV.7 : Commande par l'induit [5].

$$\text{On a} \quad M(t) = k\varphi(t) i_a(t) \quad \text{avec} \quad \varphi(t) = \varphi_0 \quad \text{IV.11}$$

$$\text{Qui s'écrit:} \quad M(t) = K'' i_a(t) \quad \text{IV.12}$$

Le moment du couple est directement proportionnel au courant d'induit. Le flux étant constant obtient à partir de la relation IV.13 l'expression de la fonction IV.2 devient :

$$E(t) = k\Omega(t) \quad \text{IV.13}$$

L'utilisation des équations IV.1, IV.6, IV.10 et IV.11, permettent d'obtenir le modèle de la machine a courant continu commandée par l'induit suivant :

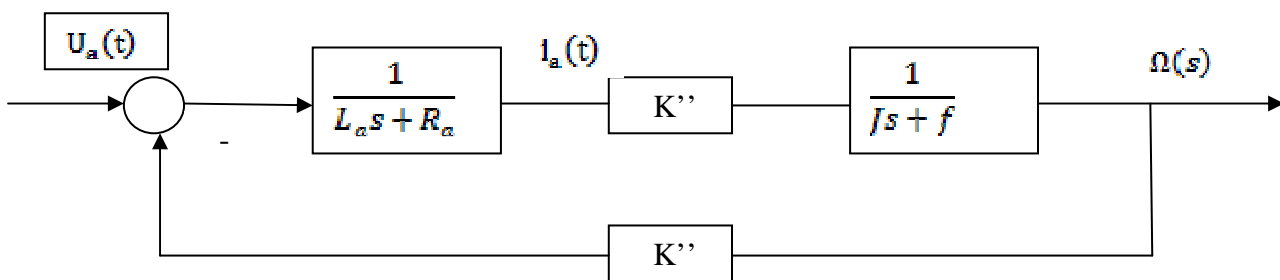


Figure IV.8 : Diagramme fonctionnel de la commande par l'induit.

La fonction de transfert globale de l'induit en boucle fermée sera :

$$G_{\text{induit}} = \frac{\frac{K''}{R_a f}}{\left(1 + \frac{L_a}{R_a} s\right) \left(1 + \frac{J}{f}\right) + \frac{K''^2}{R_a f}} \quad \text{IV.14}$$

Dans ce cas aussi en utilisant les valeur des paramètre de la machine l'expression numérique de la fonction de transfert de la machine commandée par l'induit est donnée par l'équation IV.16 et la réponse indicielle correspondante est représentée dans la figure IV.8, la tension de l'induit est 180v

$$G_{\text{induit}} = \frac{1.698}{(7.283 \cdot 10^{-2} s + 1)(5.599 \cdot 10^{-2} s + 1)} \quad \text{IV.15}$$

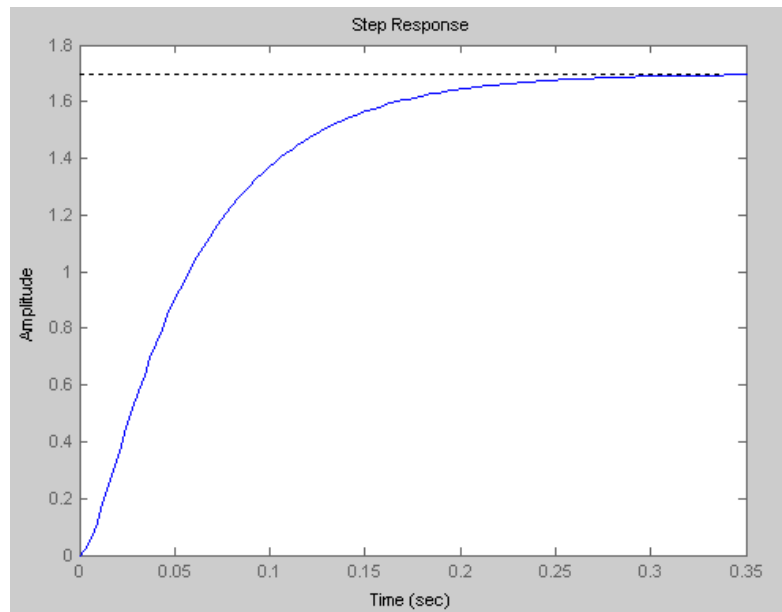


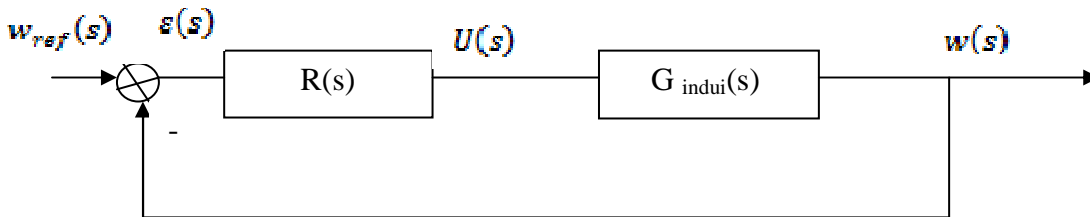
Figure IV.9 : la vitesse de la machine à courant continu commande par l'induit

On constate que le régime transitoire de la réponse indicielle est très petit comparativement au régime transitoire de la machine commandée par l'inducteur. C'est pourquoi, pour la commande de la machine à courant continu, on préfère très souvent utiliser la commande par l'induit. Donc dans notre étude qui suit on s'intéresse seulement à la commande par l'induit.

IV.6 Calcul du régulateur pour la commande de la vitesse du moteur à courant continu dans le domaine temporel.

par la méthode de compensation de pôles :

Schéma de commande par l'induit



Le Figure IV.10 : schéma fonctionnelle

D'après la figure (IV.9) la fonction de transfert de la machine muni de son régulateur en boucle ouverte est:

$$G_{indui_{BO}}(s) = R(s) G_{indui}(s) \quad \text{IV.16}$$

Pour calculer les paramètres du régulateur on fixe d'abord un modèle de référence (cahier de charge) pour atteindre les performances désirées. Celles-ci sont fixées comme suit :

Le coefficient d'amortissement $h=0.5$ et le régime transitoire en boucle fermée soit cinq fois plus rapide c'est à dire $\omega_n=5.s_1$ (s_1 étant le pôle dominant du modèle de la machine). Pour utiliser la méthode de compensation de pôle, on se propose de compenser un des deux pôles de G_{indui} . La structure du régulateur est par conséquent donnée par

$$R(s) = \frac{k_c(s-z_c)}{(s-s_c)} \quad \text{IV.17}$$

Le pôle dominant de la fonction de transfert de la machine à courant continu commandé par l'induit est : $s_1 = -17.86$ donc $z_c = -17.86$

La fonction de transfert en boucle ouverte de la machine à courant continu commandé

par l'induit est donnée par :

$$G_{\text{induit } BO}(s) = \frac{k_c(s-s_c)}{(s-s_c)} \frac{4165.7689}{(s+17.86)(s+137.3)} \quad \text{IV.18}$$

$$G_{\text{induit } BO}(s) = \frac{k_c(4165.7689)}{(s-s_c)(s+137.3)} \quad \text{IV.19}$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la machine à courant continu commandé par l'induit est donnée par :

$$G_{\text{induit } BF}(s) = \frac{k_c(4165.7689)}{s^2 + (137.3 - s_c)s - 137.3 s_c + k_c(4165.7689)} \quad \text{IV.20}$$

Le polynôme caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit alors.

$$D(s) = s^2 + (137.3 - s_c)s - 137.3 s_c + k_c(4165.7689) \quad \text{IV.21}$$

Pour déterminer les valeurs des paramètres (K_c, s_c) du régulateur $R(s)$ on fait l'identification terme à terme entre le polynôme caractéristique $D(s)$ et le polynôme de référence $D_{ref}(s)$ donné par:

$$D_{ref}(s) = s^2 + 2h\omega_n s + \omega_n^2 \quad \text{IV.22}$$

$$D_{ref}(s) = s^2 + 89.3s + 318.97 \quad \text{IV.23}$$

$$\begin{cases} s_c + 137.3 = 2h\omega_n \\ 137.3 s_c + K_c 4165.7689 = \omega_n^2 \end{cases} \quad \text{IV.24}$$

La résolution du système d'équation nous donne :

$$\begin{cases} s_c = -48.02 \\ k_c = 3.4972 \end{cases} \quad \text{IV.25}$$

La fonction de transfert du régulateur $R(s)$ est donnée par l'équation IV.38, est la réponse indicielle correspondante est représentée dans la figure IV.12 pour une entrée de référence $w_{ref} = 180v$

$$R(s) = \frac{3.4972(s+17.86)}{(s+48.02)} \quad \text{IV.26}$$

La fonction de transfert en boucle fermée de $G_{\text{induit}}(s)$ muni de son régulateur est :

$$FTBF = \frac{14568,6721(s+17,86)}{(s+17,86)(s^2+86,3s+7975)} \quad \text{IV.27}$$

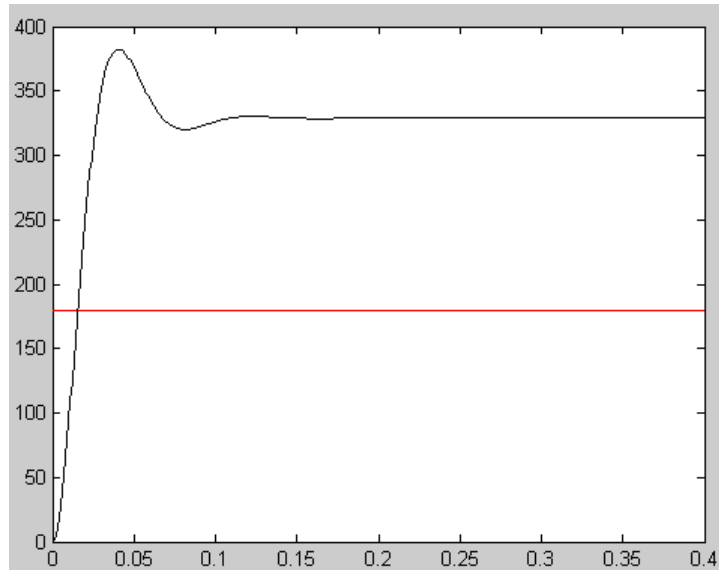


Figure IV.11 : la vitesse de la machine à courant continu corrigée par un régulateur calculé par la méthode de compensation de pôle

D'après la figure IV.11 on remarque que le modèle de référence et le système ne tend pas vers une même valeur finale.

❖ **Calcul du régulateur par la méthode de placement de pôles :**

Le calcul de régulateur de la machine à courant continu commandé par l'induit en utilisons la méthode de placement de pôle ce fait avec le même cahier de charge comme précédemment. On premier lieu on fixe l'ordre du régulateur :

$$R(s) = \frac{B_1 s + B_0}{A_1 s + A_0} \quad \text{IV.28}$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la machine à courant continu commandé par l'induit est donnée par :

$$G_{\text{induit BF}}(s) = \frac{4165.7689(B_1 s + B_0)}{A_1 s^3 + (155.16 A_1 + A_0) s^2 + (155.16 A_0 + 2.4522 \cdot 10^3 A_1 + 4165.7689 B_1) s + 17.86 \times 137.3 A_0 + 4165.7689 B_0} \quad \text{IV.29}$$

Le polynôme caractéristique correspondant est donnée par :

$$D(s) = A_1 s^3 + (155.16 A_1 + A_0) s^2 + (155.16 A_0 + 2.4522 A_1 + 4165.7689 B_1) s + (17.86 \times 137.3) A_0 + 4165.7689 B_0 \quad \text{IV.30}$$

Pour utiliser la méthode par placement de pôles, on doit imposer trois pôles au polynôme caractéristique de la boucle fermée.

Pour améliorer la rapidité du système et imposer la dynamique d'un système du deuxième ordre caractérisé par $\zeta = 0.5$ et $\omega_n = 89.3$

$$\begin{cases} s_2 = 137.3 \\ s_3 = -44.75 + 177.769 \\ s_4 = -44.75 - 177.769 \end{cases} \quad \text{IV.31}$$

Le polynôme de référence est donc donné par

$$D_{\text{ref}}(s) = s^3 + 226.6 s^2 + 2.024 \cdot 10^4 s + 1.095 \cdot 10^6 \quad \text{IV.32}$$

L'identification terme à terme entrée le polynôme de référence $D_{\text{ref}}(s)$ et le polynôme caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée $D(s)$ nous donne le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} A_1 = 1 \\ 155.16 A_1 + A_0 = 226.6 \\ 155.16 A_0 + 2.4522 \cdot 10^3 A_1 + 4165.7689 B_1 = 2.024 \cdot 10^4 \\ (17.86 \times 137.3) A_0 + 4165.7689 B_0 = 1.095 \cdot 10^6 \end{cases} \quad \text{IV.33}$$

La résolution du système d'équation donne les paramètres du régulateur suivant :

$$\begin{cases} A_0=71,42 \\ A_1=1 \\ B_0=220,8 \\ B_1=1,608 \end{cases} \quad \text{IV.34}$$

Finalement, la fonction de transfert du régulateur est donnée par l'équation IV.43, et la réponse indicielle correspondante à la fonction de transfert en boucle fermée est représenté dans la figure IV.12.

$$R(s) = \frac{1,608s+220,8}{s+71,42} \quad \text{IV.35}$$

La fonction de transfert en boucle fermée muni de son régulateur calculé par la méthode de placement de pôle est :

$$FTBF = \frac{6700,4881(s+137,3)}{(s+137,3)(s^2+86,35s+7975)} \quad \text{IV.36}$$

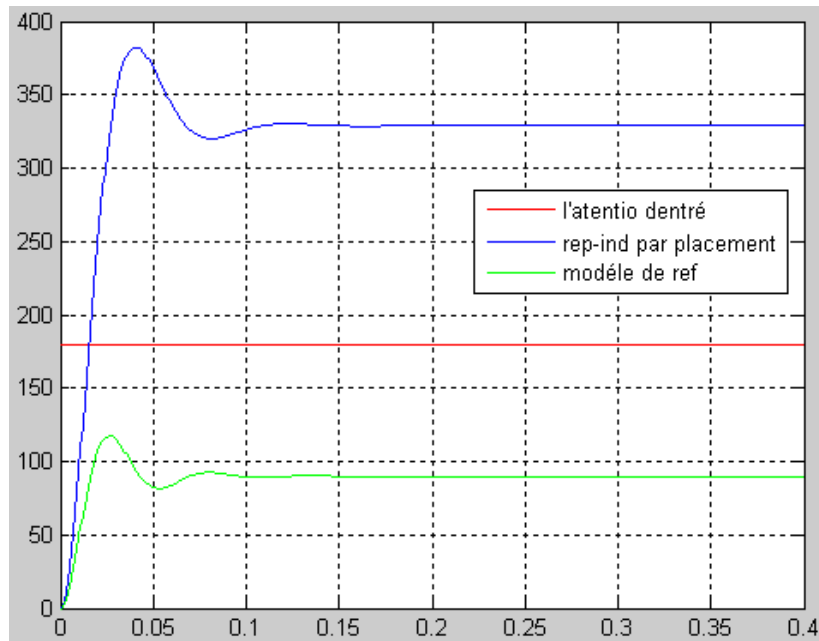


Figure IV.12 : la vitesse de la machine à courant

Continu corrigé par un régulateur calculé par la méthode de placement de pôles pour l'induit

Comparaison des deux méthodes

La comparaison des deux méthodes de calcul se fera par la comparaison des résultats de temps de montée, dynamique, dépassement et de l'erreur statique obtenu par les méthodes compensation de pôles et placement de pôles pour cela on trace le tableau suivant qui récapitule les résultats obtenus de la figure IV.13.

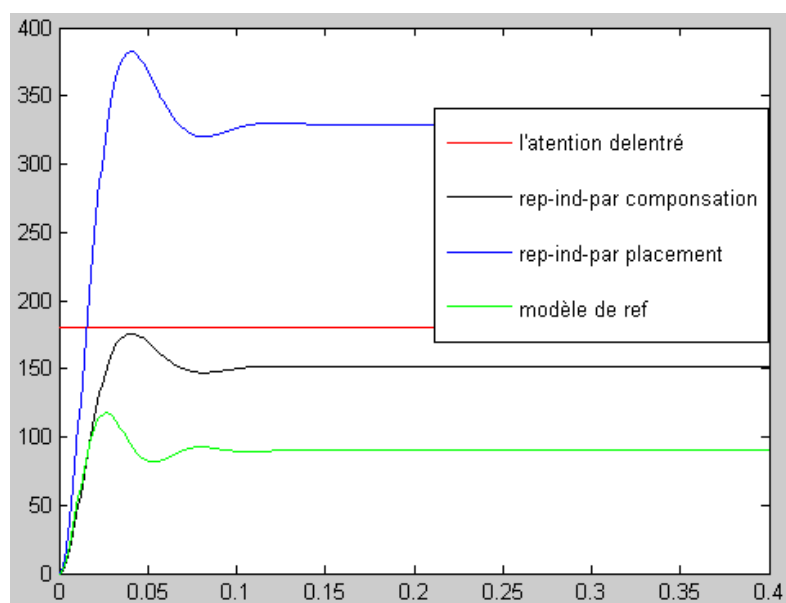


Figure IV.13: les vitesses de la machine à courant continu corrigées par les méthodes compensation et placement de pôle commande par l'induit et le modèle de référence.

	Placement de pôles	Compensation de pôles	Modèle de référence
Temps de monte	0,027	0,027	0,016
Temps de réponse	0,151	0,197	0,160
Dépassement	16,290	16,290	30,461
L'erreur statique	148,824	28,794	90

Au vu des résultats obtenu, notamment : le temps de montée, le dépassement, les valeurs sont les même pour les deux méthodes par contre la valeur de temps de montée dans le cas de placement de pôle est proche de la valeur de temps de montée du modèle de référence mais pour l'erreur statique dans le cas de placement de pôle la valeur est très grande par rapport à celle trouver par compensation de pôle.

IV.7 Calcul des régulateurs de la machine à courant continu dans le domaine fréquentiel :

Le calcul du régulateur dans le domaine fréquentielle pour la machine à courant continu utilise le cahier de charge qui impose les contraintes suivantes :

Dépassement trouver de l'abaque de l'annexe: $D\%=16\%$

Temps du 1^{ier} maximum déduit du cahier de charge de placement de pole: $T_m = 0.078s$

La marge de phase trouver de l'abaque de l'annexe : $M\Phi=52,5^\circ$

La fréquence de coupure $\omega_c = 47rd/s$ calculé par l'équation suivante :

$$\omega_D = \frac{\pi}{T_m \sqrt{1-h^2}} \quad \text{IV.37}$$

Si on consulte les abaques relatives à ce type de système de 2^{ème} ordre et en particulier les abaques de dépassement

$$D\% = f(M\Phi, h) \quad \text{IV. 38}$$

et

$$T_m = f(\omega_D, h) \quad \text{IV.39}$$

Ce qu'il faut imposer à la fonction de transfert en boucle ouverte soit :

$$M\Phi=52,5$$

$$\omega_c = 47$$

-On trace le lieu de Bode de $G_{indui}(s)$:

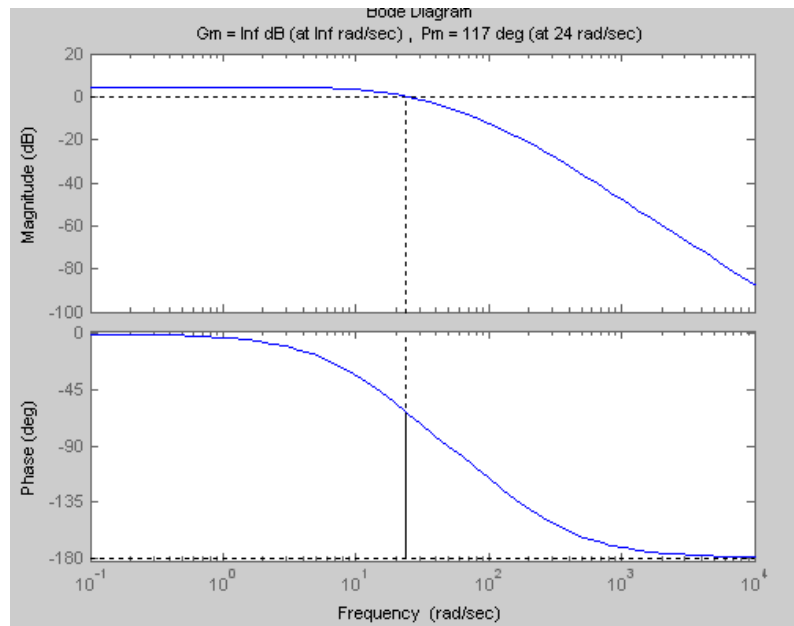


Figure IV.14 : diagramme de Bode pour la fonction $G_{indui}(s)$.

Fixons nous une bande passante ω_c de l'ordre 47rd/s et une marge de phase $M\Phi$ de $52,5^\circ$

-On constate par la figure IV.14 qu'à la pulsation $\omega_0 = 47 \text{ rd/s}$ on a une phase de $88,1^\circ$
Il manque donc au moins $39,4^\circ$ pour avoir les $52,5^\circ$ souhaités, par ailleurs, on en conclut que, pour obtenir à la fois une marge de phase de $52,5^\circ$ et une bande passante de 47 rd/s , il faut apporter de la phase et du gain.

Le correcteur qui va nous permettre cela est de type avance de phase et tel que :

$$R(s) = K \frac{1 + aTs}{1 + Ts} \quad \text{IV.40}$$

Avec :

$$a = \frac{1 + \sin(\Delta\Phi)}{1 - \sin(\Delta\Phi)} \quad \text{IV.41}$$

$$T = \frac{1}{\omega_c \sqrt{a}} \quad \text{IV.42}$$

$\Delta\Phi$: est la phase globale qu'apportera le correcteur centré en ω_c

On choisit d'apporter 45° à l'aide du correcteur $R(s)$ centré en $\omega_c = 47 \text{ rd/s}$

AN:

$$R(s) = \frac{s+41,15}{s+0,1841} \quad \text{IV.43}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système muni de son régulateur est :

$$FTBO = \frac{4116s+1,714 \cdot 10^5}{s^2 + 155,4s^2 + 2481s + 451,6} \quad \text{IV.44}$$

Le lieu de Bode de FTBO obtenu est :

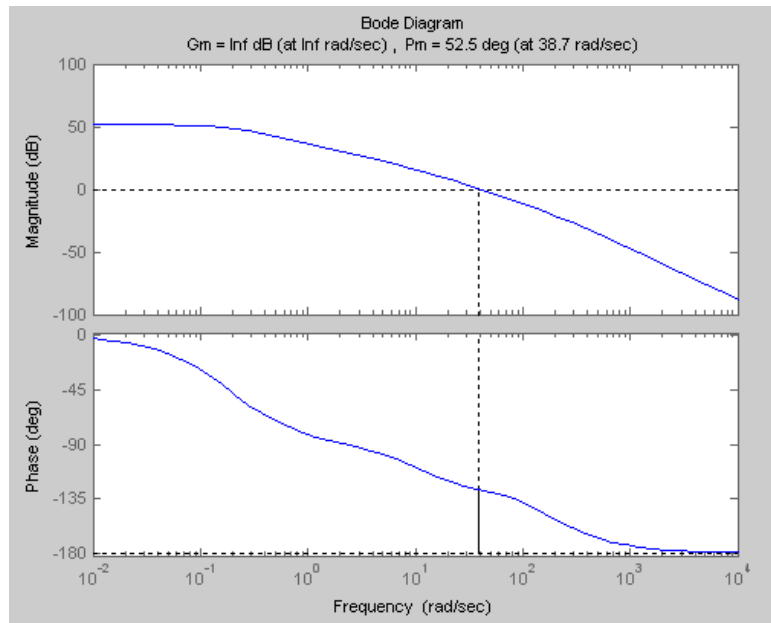


Figure IV.15 : boucle ouverte corrigée.

Il reste à ajuster le gain en regardant combien on a en 47rd/s puis à boucler :

$$K=1,2$$

$$R(s) = k \frac{aTs + 1}{Ts + 1} \quad \text{IV.45}$$

$$R(s) = \frac{1,2s + 49,38}{s + 0,1841} \quad \text{IV.46}$$

La fonction de transfert en boucle ouvert correspondent est:

$$FTBO = R(s).G(s)$$

$$FTBO = \frac{49995s + 2,057 \cdot 10^5}{s^2 + 155,4s^2 + 2481s + 451,6} \quad \text{IV.47}$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système muni de régulateur est :

$$FTBF = \frac{4999s + 2,057 \cdot 10^5}{s^2 + 155,4s^2 + 7408s + 2,06 \cdot 10^6} \quad \text{IV.48}$$

La réponse indicielle du système est donnée par la figure IV.16 :

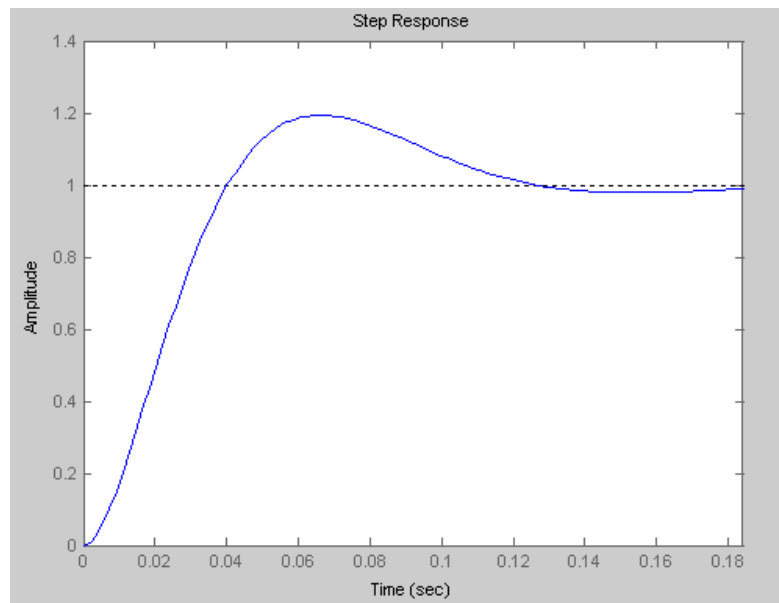


Figure IV.16 : réponse indicielle

On constate sur la figure IV.16 que l'on ne tient pas la spécification de dépassement. En effet, on va retoucher les paramètres du correcteur. Il faut davantage de marge de phase.

On modifie donc le paramètre k de $R(s)$. On choisit d'apporter $52,5^0$ avec le correcteur.

On change a et on recalcule la boucle ouverte, le gain k à régler et la boucle fermée.

Finalement, on tient les spécifications demandées.

$K=1,5144$ et $a=210,7$

Finalement la fonction de transfert du régulateur est

$$R(s) = \frac{1355s + 52,37}{s + 0,1841} \quad \text{IV.50}$$

La fonction de transfert de en boucle ouverte et en boucle fermée sont données par les équations suivantes:

$$FTBO = \frac{5624s + 2,182 \cdot 10^5}{s^2 + 195,4s^2 + 2481s + 451,6} \quad \text{IV.51}$$

$$FTBF = \frac{5624s + 2,182 \cdot 10^5}{s^2 + 155,4s^2 + 8105s + 2,18 \cdot 10^5} \quad \text{IV.52}$$

Le tracer de Bode de boucle ouverte corrigée est donné par la figure IV.17

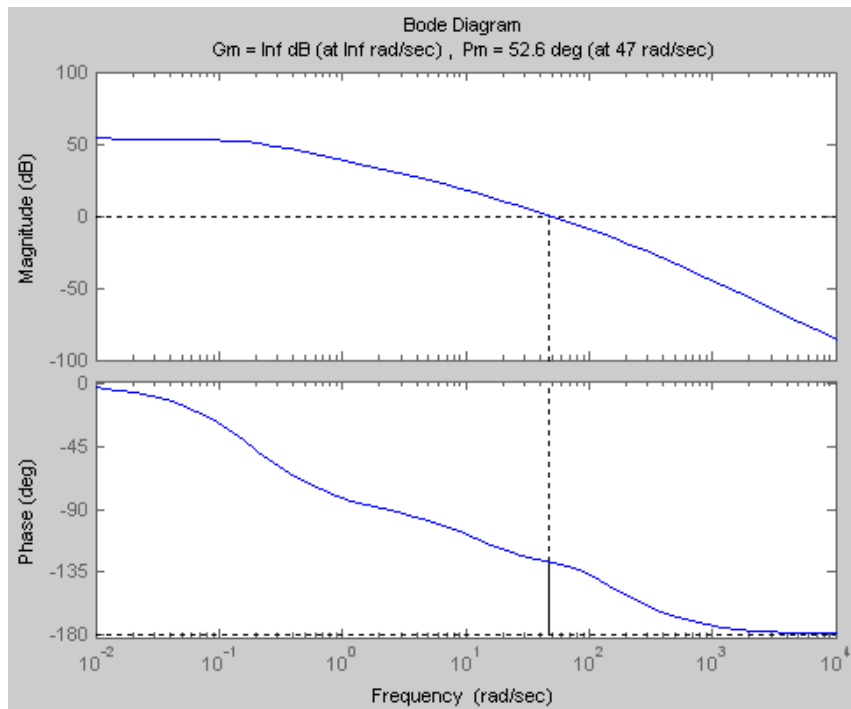


Figure IV.17: boucle ouverte corrigée

La réponse indicielle de la boucle fermée est donnée par la figure IV.18

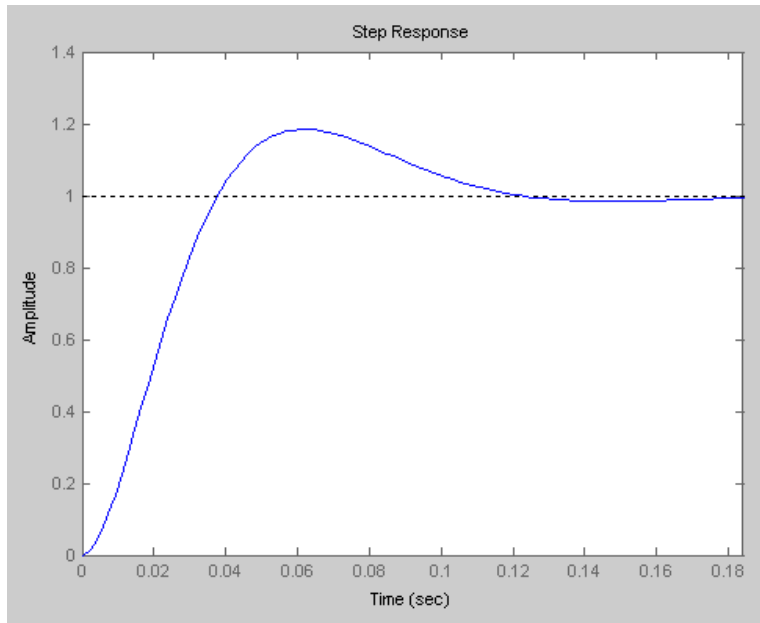


Figure IV.18: La réponse indicielle de la boucle fermée

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons fait une application a la commande de la machine a courant continu, en premier lieu on a fait sa modélisation et d'après les réponse indiciel on a conclu que la commande par l'induit est meilleur ,en deuxième lieu on a appliques les deux méthode dans le domaine temporelle a la machine et on a constater que la méthode de compensation est plus adapter par contre dans le domaine fréquentiel pour trouver le régulateur souhaitable on est obliger de passer par les itérations.

Conclusion générale

Ce present travail est consacré à l'étude comparative des deux methodes de calcul des correcteurs dans le domaine temporel (compensation des poles et placement des poles) et a l'etude dans le dommaine frequentiel appliqué à la machine à courant continu (commande de la vitesse).

Dans le premier chapitre ,nous avons étudié le systeme de second ordre pour les differentes valeurs de h et de ω_n , nous concluons que la reponse dépend principalement de l'emplacement des poles ,dans le cas stable de systeme stable, la forme de la reponse depend aussi du taux d'amortissement h , plus ce taux est faible , plus le dépassement est élevé.

Enfin de commande de la machine à courant continu nous avons utilisé les deux methodes de calcul des parametres d'un correcteur sur la machine, d'après les équations de la machine et des resultats obtenus par la programation par matlab sous logiciel MATLAB/Simulink (version 7.0).

Une étude comparative a été élaborée entre les deux methodes (componstation et placement des poles)pour le cas de l'induit, la methode de componstation est bien meilleure de point de vue performance mais dans le cas de l'inducteur la methode de placement des poles est bien meilleure de point de vue de la performance.

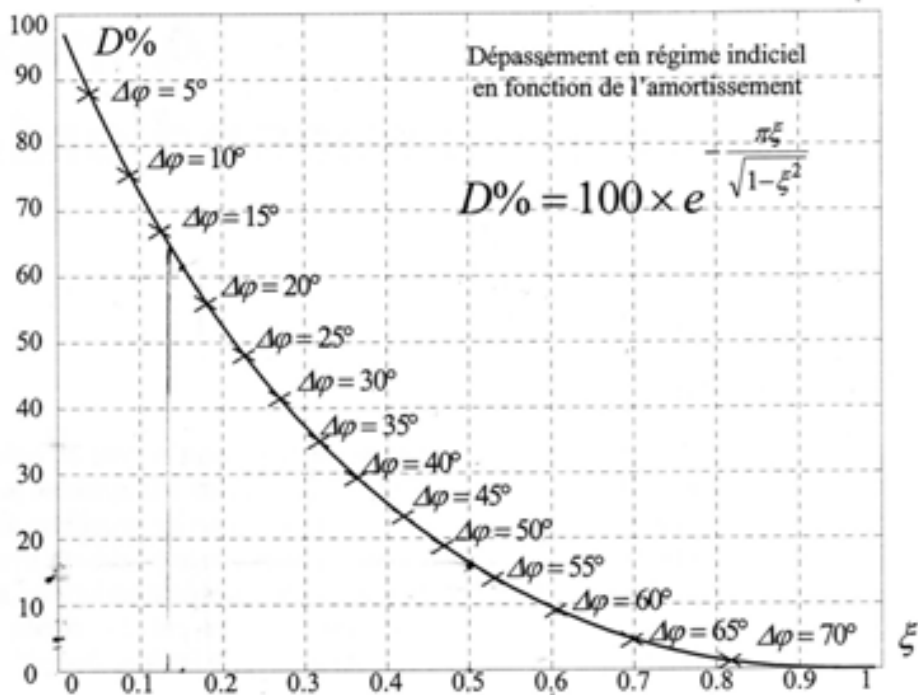
L'analyse dans le domaine fréquentiel repose principalement sur le tracé d'un diagramme qui permet non seulement d'étudier la stabilité du système considéré mais aussi de verifier ses performances.

En fin, nons esperons que ce modeste travail va constituer une idée pour les prochaines études concernant la commande de la machine à courant continu et le choix de la méthode et nous souhaitons qu il servira à lavenir.

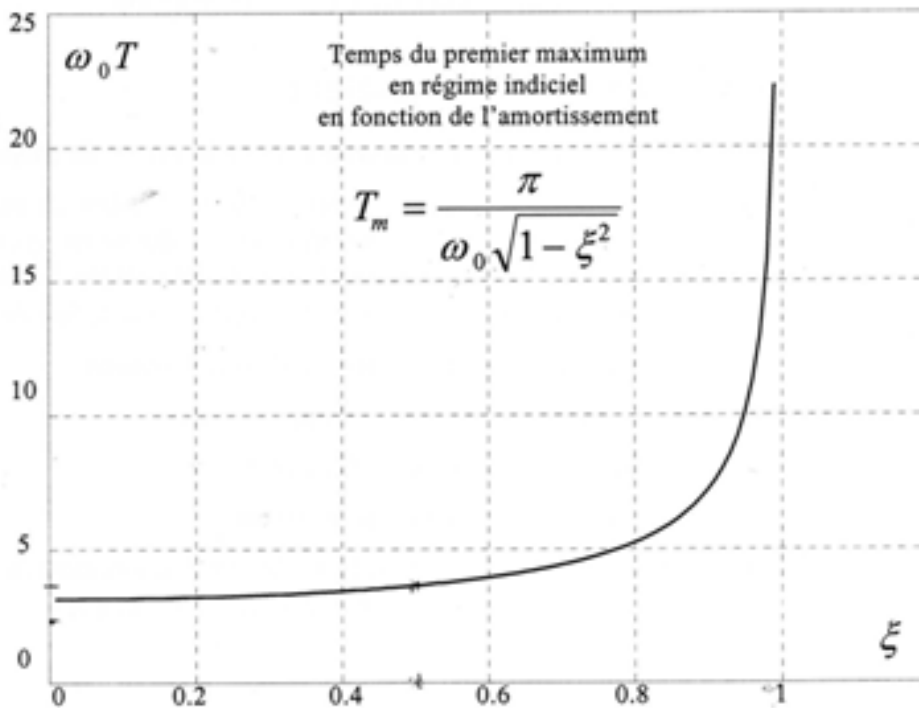
Annexe

Réponse indicielle de la boucle

fermée



Dépassement en fonction de l'amortissement-courbe paramétré en marge de phase [4]



Temps

du premier maximum en fonction de l'amortissement [4].

Les paramètres de la machine à courant continu sont :

$$F=12.10^{-4}\text{N}$$

$$J=51.10^{-4}\text{ Kg. m}^2$$

$$U=180\text{v}$$

$$R=4.23\Omega$$

$$L=0.0273\text{H}$$

$$V=180\text{ v}$$

$$r=240\Omega$$

$$l=1.5489\text{H}$$

$$P=550\text{ w}$$

$$K'=0.58 \times 3.5$$

$$K=0.58$$



Bibliographie

[1] EL KEBIE BOUKAS, "Systèmes asservis", Edition de l'école polytechnique De Montréal, 1995.

[2] F.DE CARFORT, C FOULAR et J.CALVET "Asservissements linaires continus", BORDAS. Paris, 1979.

[3] JOSEPH J DISTIFANO, ALLEN R.STUBERUD IVAN et J.WILLIAMS "SYSTEMS ASSEVIS" copyright(c).MAGREV HILL INC PARIS, 1994.

[4] SANDRINE LE BALLOIS "MATLAB/SIMULINK APPLICATION à l'automatique linéaire" Ellipses Edition marketing S.A ,2001

[5] internet "www googl.fr, cour d'électronique "

[6] N.BEKLI, A.MOUSSAOUI : "Etude des régimes transitoire d'une machine asynchrone", projet de fin d'étude d'ingénieur, université A.MIRA de BEJAIA ,Juin 1999.