N° Ordre...../DGM/FT/UMBB/2024

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
Université M'HAMED BOUGARA BOUMERDES

Faculté de Technologie
Département Génie Mécanique

Mémoire de Master

En vue de l'obtention du diplôme de **MASTER** en **:**

Filière : Génie Mécanique
Spécialité : électromécanique

THEME

Régulation de la vitesse du moteur à courant continu en utilisant la commande par modèle interne

Présenté par :

KAHLAL YOUCEF

ABZOU MOUSSA

Promotrice : Mme. CHEKARI tassadit

Promotion 2023- 2024

Résumé

Ce projet porte sur la synthèse d'un régulateur PID pour la commande de la vitesse d'un moteur à courant continu à excitation séparée. La méthode de synthèse se base sur le schéma de commande par modèle interne connu pour la simplicité et sa robustesse contre les erreurs de modélisation. Les résultats de simulation effectués sur Matlab/Simulink ont montré que le contrôleur proposé assure le suivi de trajectoire, la compensation de couple de charge, et présente la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques (R_a et L_a),

L'introduction de boucle de courant permet de réduire le pic de courant au démarrage au détriment de la rapidité de la dynamique du moteur. La comparaison du contrôleur proposé avec les méthodes de Ziegler Nichols et Cohen Coon montrent que le correcteur proposé présente des meilleures performances.

Mots-clés : régulateur PID, moteur à courant continu, vitesse de rotation, pic du courant, commande IMC.

Abstract

This project concerns the synthesis of a PID regulator for controlling the speed of a separately excited DC motor. The synthesis method is based on the internal model control scheme known for its simplicity and robustness against modeling errors. The simulation results carried out on Matlab/Simulink showed that the proposed controller ensures trajectory tracking, load torque compensation, and presents robustness with respect to parametric variations (Ra and La),

The introduction of a current loop makes it possible to reduce the current peak at start-up to the detriment of the speed of the motor dynamics. The comparison of the proposed controller with the methods of Ziegler Nichols and Cohen Coon shows that the proposed corrector presents better performances.

Keywords: PID controller, DC motor, rotational speed, modelling, IMC control, current peak.

الملخص

يتعلق هذا المشروع بتركيب منظم للتحكم في سرعة محرك ذو تيار مستمر متحمس بشكل منفصلا. تعتمد طريقة التركيب على نظام التحكم الداخلي للنموذج المعروف ببساطته وقوته في مواجهة أخطاء النمذجة. أظهرت نتائج المحاكاة التي تم إجراؤها على برنامج مطلب أن وحدة التحكم تقترح طريقة (تغيير قيمة الوشيعة والمقاومة) تضمن مراقبة المسار ومقارنة عزم دوران الحمل وتقدم المتانة فيما يتعلق بالتغيرات البارا مترية،

يتيح إدخال حلقة التيار تقليل الذروة الحالية عند بدء التشغيل عند محرك القطع للسرعة الديناميكية مقارنة وحدة التحكم المقترحة مع طرق زيجلر نيكولاس وكون كو التي توضح أن المصحح يقدم عروضًا أفضل أداء.

الكلمات الرئيسية: متحكم، محرك تيار مستمر، سرعة الدوران، النمذجة، التحكم بالنموذج الداخلي، ذروة التيار

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à exprimer notre profonde gratitude à Dieu, pour nous avoir accordé la force, la patience et la sagesse nécessaires à l'accomplissement de ce travail. Sans Sa bénédiction, rien de tout cela n'aurait été possible.

Nous souhaitons également remercier chaleureusement notre directrice de mémoire, Madame CHEKARI TASSADIT pour son soutien indéfectible, ses conseils avisés et sa disponibilité tout au long de ce projet. Son expertise et ses encouragements ont été des éléments cruciaux dans la réalisation de ce travail.

Je souhaite ensuite exprimer mes plus sincères remerciements à mes parents, pour leur soutien inconditionnel, leur amour et leurs prières constantes qui ont été ma source de motivation et de réconfort. Sans leur aide et leurs encouragements, ce projet n'aurait pas vu le jour.

À toute ma famille élargie, merci pour votre amour, votre soutien et vos encouragements. Vous avez tous contribué à ma réussite d'une manière ou d'une autre, et je vous en suis profondément reconnaissant.

Que Dieu vous bénisse tous et nous guide sur le chemin du bien et de la réussite.

Dédicace

Je dédie ce travail :

À moi-même pour les années de travail acharné et les défis surmontés pour atteindre cet objectif. Ce travail est le fruit de ma détermination et de ma résilience face aux obstacles. C'est un témoignage de ma volonté inébranlable et de mes sacrifices consentis.

À mon père: Je vous adresse mes remerciements les plus sincères pour votre soutien indéfectible, vos sacrifices et votre exemple inspirant. Ce travail est dédié à vous avec tout mon amour et ma reconnaissance.

À ma mère : Merci infiniment pour votre dévouement et votre amour inconditionnel. Grâce à vous, j'ai reçu le cadeau précieux de l'éducation et de la guidance. Votre soutien constant a tracé mon chemin et nourri mes rêves. Les mots ne suffisent pas à exprimer ma reconnaissance. J'espère que ce travail vous rendra fière.

À mes grands-parents : qui ont toujours cru en moi et m'ont inculqué des valeurs de persévérance et de travail acharné. Leur sagesse et leurs bénédictions m'ont guidé tout au long de ce chemin.

À ma sœur : Je te remercie du fond du cœur pour ta présence inestimable dans ma vie et en reconnaissance de notre lien indéfectible.

À toute ma famille : Je souhaite exprimer ma profonde gratitude à toute ma famille pour votre soutien inconditionnel et votre amour sans limite.

À toutes mes amies : Je vous adresse un sincère merci pour votre amitié précieuse et votre soutien constant. Ce travail est un signe de reconnaissance pour tout ce que vous apportez à ma vie.

Youcef Kahlal

Dédicace

Je dédie ce travail :

À mon père et à ma mère bien-aimée qui ont toujours été avec moi, mes défenseurs et mes mentors à chaque étape de ma vie, et je ne peux qu'exprimer ma grande gratitude envers eux.

À toutes mes amies : Ils n'étaient pas seulement des camarades, mais de vrais amis, partageant des sourires, du soutien et des encouragements, et apportant de bons souvenirs qui ne seront pas oubliés.

Aussi, je ne peux pas oublier mes amis à illizi, qui ont ajouté une touche de bonheur et de plaisir à ma vie. Grâce à eux, je me suis senti à l'aise et stable dans un nouvel environnement, et j'ai beaucoup appris de l'échange de cultures et d'expériences.

À tous ceux qui m'ont aidé, conseillé et soutenu à tout moment. Avoir des gens comme vous dans ma vie rend tout plus facile et plus lumineux.

Enfin, je ne peux qu'exprimer ma gratitude et mon profond respect à nos estimés enseignants qui n'ont ménagé aucun effort pour nous fournir science et orientation. Leurs efforts ne seront jamais oubliés, et nous continuerons à leur devoir de respect et d'appréciation.

Abzou moussa

Table des matières

Table des matières
Liste des Figures
Liste des Tableaux
Notations
Introduction générale

Chapitre I : Généralités sur le moteur à courant continu

I.1 Introduction 5
I.2 Définition du moteur à courant continu 5
I.2.1 Symboles 6
I.3 Constitution d'un moteur à courant continu 6
I.3.1 Inducteur 7
I.3.2 Induit 7
I.3.3 Collecteur 8
I.3.4 Balais 8
I.4 Principe de fonctionnement 9
I.5 Mode de fonctionnement 10
I.6 Équation du moteur à courant continue 11
I.6.1 Couple utile du moteur 11
I.6.2 Force électromotrice 11
I.6.3 Puissance électromagnétique 12
I.6.4 Vitesse 12
I.6.5 Couple utile, Puissance utile 12
I.6.6 rendement 13
I.7 Bilan de la puissance 13

I.8 Différentes pertes 14
I.9 Plaque signalétique 14
I.10 Différents types de la machine à courant continu 15
I.10.1 Excitation séparée 16
I.10.2 Excitation série 16
I.10.3 Excitation parallèle 17
I.10.4 Moteur à courant continu à excitation composée 18
I.11 Démarrage d'un moteur à courant continu 19
I.11.1 Problème du couple et du courant 19
I.11.2 Rhéostat de démarrage 20
I.12 Freinage 21
I.12.1 Freinage rhéostatique 21
I.12.2 Freinage à contre-courant 21
I.12.3 Freinage par récupération d'énergie 22
I.13 Choix d'un moteur à courant continu 22
I.14 Conclusion 23

Chapitre II : Commande par régulateur PID

II.1 Introduction 25
II.2 Notion de système asservi 25
II.3 Classification des systèmes asservis 26
II.3.1 Système commande en boucle ouverte 26
II.3.2 Système commande en boucle fermée 27
II.4 Performances d'un système asservi 28
II.4.1 Stabilité 28
II.4.2 Rapidité 29
II.4.3 Précision 30

II.5 Régulateur PID 30
II.5.1 Correcteur proportionnel 31
II.5.2 Correcteur Proportionnel – Intégral 32
II.5.3 Régulateur Proportionnel – Dérivée 33
II.5.4 Correcteur Proportionnel - Intégral– Dérivé 34
II.6 Différences structures du PID 35
II.6.1 Structure série 35
II.6.2 Structure parallèle 36
II.6.3 Structure mixte : 36
II.7 Méthodes de synthèse du régulateur PID 37
II.7.1 Commande par modèle interne 37
II.7.2 Principe de la méthode de commande à modèle interne 37
II.7.3 Exemples de simulation 39
II.8 Méthode de Ziegler-Nichols 42
II.8.1 Réponse indicielle en boucle ouverte 43
II.9 Commande par la méthode Cohen et Coon 44
II.10 Conclusion 45

Chapitre III : Modélisation et simulation de la machine à courant continu

III.1 Introduction 47
III.2 Moteur à excitation séparée 47
III.3 Caractéristiques du Moteur à excitation séparée 48
III.4 Modélisation mathématique d'un MCC 49
III.4.1 Equations électriques 49
III.4.2 Equations électromécaniques 50
III.4.3 Equations mécaniques 50
III.5 Transformée de Laplace 50

III.6 Equations de la machine à courant continu 51
III.6.1 Paramètres de la machine à courant continu 52
III.7 Résultats de simulation de la machine à courant continu en boucle ouverte..... 52
III.7.1 Résultats de simulation sans couple résistant..... 53
III.7.2 Résultats de simulation avec couple résistant 53
III.7.3 Effet de la variation de la tension d'induit Ua(p) 55
III.8 Fonction de transfert du moteur boucle ferme : 57
III.8.1 Fonction de transfert..... 57
III.9 Résultats de simulation du contrôleur PID en utilisant la méthode (IMC) 58
III.9.1 Variation de la constante de temps τ_{bf}..... 58
III.9.2 Test de Poursuite 59
III.9.3 Variation les couple de charge 61
III.9.4 Test de robustesse..... 62
III.10 Résultats de simulation de MCC calcule par IMC avec boucle de régulation de courant 65
III.10.1 Résultats de simulation..... 65
III.10.2 Test de Poursuite 66
III.10.3 Comparesation les couples dr charges 67
III.10.4 Comparesation les methodes..... 68
III.11 Conclusion 70
Conclusion générale 71
Référence Bibliographique 72

Liste Des Figures

Figure I.1 : Moteur a courant continu 5
Figure I.2: Fonctionnement d'une machine a courant continu..... 6
Figure I.3 : symbole du moteur a courant continue 6
Figure I.4 : schema d'un moteur a courant continu 7
Figure I.5 : stator de la machine a courant continu 7
Figure I.6 : rotor de la machine a courant continu 8
Figure I.7 : collecteur 8
Figure I.8 : balai 9
Figure I.9 : fonctionnement de la machine a courant continu 10
Figure I.10 : l'effet de la force de laplace 10
Figure I.11 : quatre quadrants du plan vitesse-couple 11
Figure I.12 : bilan de puissance 13
Figure I.13 : exemple d'une plaque signaletique 14
Figure I.14 : excitation separee 16
Figure I.15 : excitation serie..... 17
Figure I.16 : excitation parallele 18
Figure I.17 : excitation composee 19
Figure II.1 : chain et elements fondamentaux d un d'asservissement 26
Figure II.2: schema bloc d'un systeme en boucle ouverte 27
Figure II.3 : schema fonctionnel en boucle fermee 27
Figure II.4 : schema fonctionnel d'asservissement 28
Figure II.5 : systemes stables converge 29
Figure II.6 : systemes instables 29
Figure II.7 : caracterisation de la rapidite d´un systeme par le temps de reponse a 5% 29
Figure II.8 : caracterisation de la precision d´un systeme 30
Figure II.9: commande proportionnelle p 31
Figure II.10 : commande proportionnelle-integrale pi 32
Figure II.11: commande proportionnelle-derivee pd 33
Figure II.12 : commande pid 34
Figure II.13 : structure serie 35
Figure II.14 : structure parallele 36

Figure II.15 : structure mixte 36
Figure II.16 : structure de commande par modele interne 37
Figure II.17 : modele de simulation. 40
Figure II.18 : reponses indicielles du g (s) en boucle fermee et boucle ouverte. 40
Figure II.19 : modele de simulation. 42
Figure II.20 : reponse indicielle du g (p) en boucle fermee et en boucle ouverte. 42
Figure II.21 : systeme sous etude : ziegler-nichols. 43
Figure II.22: caracterisation de la reponse indicielle dans la methode ziegler-nichols en bo.. 43
Figure II.23: reponse de fonction de transfert du systeme. 44
on utilise les valeurs du tableau ii.2 des regles de cohen coon modifiee. Pour calculer les parametres des controleurs. 44
Figure III.1: schema electrique d'une machine a excitation separee 47
Figure III.2 : caracteristique du moteur a excitation separee. 49
Figure III.3 : modele de simulation de la mcc. 52
Figure III.4 : reponse de vitesse du moteur a vide. 53
Figure III.5 : evolution le courant d'induit en boucle ouverte. 53
Figure III.6 : evolution de la vitesse de rotation en boucle ouverte avec couple d charge. 54
Figure III.7 : evolution le courant d'induit en boucle ouverte avec couple d charge. 54
Figure III.8 : evolution le couple electromagnetique en bo avec couple charge. 55
Figure III.9 : evolution de la vitesse de rotation avec variations de tension d'induit en bo. 56
Figure III.10 : evolution le courant de l'induit avec variations de tension d'induit en boucle ouverte. 56
Figure III.11 : schema de commande en boucle fermee de la mcc. 58
Figure III.12 : evolution de la vitesse en utilisant le controleur pid calcule par imc pour differentes valeurs de τ_{bf}. 59
Figure III.13 : evolution du courant en utilisant le controleur pid calcule par imc pour differentes valeurs de τ_{bf}. 59
Figure III.14 : evolution de la vitesse en utilisant le controleur imc (τbf=0.01). 60
Figure III.15 : evolution de courant en utilisant le controleur imc (τ_{bf}=0.01). 60
Figure III.16 : la reponse temporelle de vitesse en utilisant le controleur pid calcule par imc pour differentes valeurs de cr. 61
Figure III.17 : la reponse temporelle de courant en utilisant le controleur pid calcule par imc pour differentes valeurs de cr. 62
Figure III.18 : evolution de la du mcc pour quelques variations de (r_a). 63

Figure III.19 : evolution du courant mcc pour quelques variations de (r_a). 63
Figure III.20 : evolution de la vitesse en utilisant le robustesse et calcule par imc pour differentes valeurs de l'inductance (l_a). 64
Figure III.21 : evolution de la vitesse en utilisant le robustesse et calcule par imc pour differentes valeurs de l'inductance (l_a). 64
Figure III.22 : schema bloc de simulation du mcc avec boucle de regulation du courant. 65
Figure III.23 : evolution de la vitesse avec boucle de courant. 66
Figure III.24 : evolution du courant avec boucle de courant. 66
Figure III.25 : evolution de la vitesse en utilisant le controleur imc ($\tau bf=0.01$). 67
Figure III.26 : evolution de le courant en utilisant le controleur imc ($\tau bf=0.01$). 67
Figure III.27 : la reponse temporelle de vitesse pour differentes valeurs de t_r 68
Figure III.28: la reponse temporelle de vitesse pour differentes valeurs de t_r 68
Figure III.29 : evolution de la vitesse. 69
Figure III.30 : evolution du courant. 69

Liste des Tableaux

Tableau I.1 : Differentes pertes 14
Tableau I.2 : Information de la plaque signaletique. 15
Tableau II.1: Parametres du regulateur pid, obtenus par la methode de ziegler-nichols en boucle ouverte 43
Tableau II.2 : Parametres de reglage de la methode cohen coon 44
Tableau III.1 : Parametres de la machine. 52

Notations

P : le nombre de paires de pôles

F= force électromagnétique

B=champ magnétique

a : le nombre de paires de voies d'enroulement

N : le nombre de conducteurs (ou de brins - deux par spires)

∅ : Flux maximum à travers les spires (en Webers - Wb)

P_a: La puissance absorbée (W)

U_e: La tension de l'inducteur (V)

I_e: Le courant d'inducteur (A)

$P_{méc}$: Les pertes mécaniques (W)

P_{em}: La puissance électromagnétique (W)

Pu: La puissance utile (W)

P_{je} : Les pertes joules à l'inducteur(W)

P_j: Les pertes joules à l'induit (W)

P_{fer}: Les pertes ferromagnétiques (W)

n : Fréquence de rotation nominale du rotor

E : La f.é.m. (V)

I_a: Le courant d'induit (A)

Ω : La vitesse de rotation (rad.s-1)

Ra: La résistance d'induit (Ω)

Re: La résistance d'inducteur (Ω)

f : Coefficient de frottement visqueux

η: Le rendement

T_{em}: Le couple électromagnétique du moteur (en Nm)

T_r : Le couple résistant du charge (en Nm)

T_u: Le couple utile (N.m)

T_p : Couple de pertes

K : Grandeur constante propre au moteur ;

J : Moment d'inertie du moteur à courant continu (en Kg.m2)

P: Variable de Laplace.

y(p) : grandeur de sortie

E(p) : grandeur d'entrée

G(p) : fonction de transfert

ε(p) : erreur

E (t) : signal d'entrée

K_i : gain Intégral

K_d : gain Dérive

α: Rapport cyclique

K : Constante de couple

P : Action proportionnelle

I : Action intégrale

D : Action dérivée

PID : Contrôleur Proportionnel Intégral Dérivé

Tcr : Temps critique

K_p : Gain du contrôleur

T_i : Constante de temps d'action intégrale du contrôleur

T_d : Constante de temps d'action dérivée du contrôleur

C_{imc} : Contrôleur calculé par la méthode IMC

$\boldsymbol{\tau_{bf}}$: Constante de temps du modèle de référence

ϕ_a: Flux magnétique de l'induit [weber]

ϕ_f: Flux magnétique de l'inducteur [weber]

L_e: : Inductance de l'inducteur [H]

L_a : Inductance de l'induit [H]

BO= Boucle Ouverte

BF= Boucle Fermée

τ_i =Constante de temps boucle de régulation du courant

Acronymes

MCC : machine à courant continu

IMC : acronyme anglais qui signifie Commande par modèle interne

Z-N : Ziegler-Nichols

Introduction générale

La machine à courant continu constitue la base de fonctionnement de divers appareils utilisés quotidiennement (ascenseur, balance, tramway, etc.), grâce à sa simplicité de fonctionnement et sa flexibilité malgré une puissance limitée et un coût élevé. C'est pourquoi nous souhaitons réguler sa vitesse pour obtenir une réponse dynamique plus efficace [1].

Les contrôleurs de vitesse basés sur des moteurs à courant continu se trouvent dans presque toutes les industries. Les machines à courant continu (MCC) doivent leur utilisation dans la commande de vitesse aux performances dynamiques élevées qu'ils offrent ainsi qu'à la précision et à la simplicité de la commande [1].

Le moteur à courant continu est largement utilisé dans les séries d'automatisation et de robotique et offre de grands avantages dans les systèmes de contrôle, en raison de sa grande flexibilité dans le contrôle de la vitesse et de la position [1].

Les moteurs à courant continu sont encore toujours utilisés dans les applications qui nécessitent une vitesse d'entrainement variable, et cela grâce aux déférentes caractéristiques particulières de ces moteurs. Parmi elles, leurs grands couples de démarrage et la possibilité de varier la vitesse dans un large marge [1].

Selon le mode d'excitation, il y a plusieurs types de moteurs à courant continu parmi lesquels: le moteur à excitation composée, à excitation série, à excitation shunt et à excitation séparée, ce dernier est le type qui sera étudié dans ce projet.

Le contrôleur PID, abréviation de Proportionnel Intégral Dérivative, est largement utilisé dans l'industrie pour le contrôle automatique des processus. Il offre une solution efficace pour réguler diverses variables telles que le débit, la température, la pression et le niveau dans les installations industrielles. Cette méthode de contrôle est appréciée pour sa robustesse aux changements des paramètres du processus, ce qui en fait un choix populaire dans de nombreux domaines industriels [2].

L'efficacité du régulateur PID réside dans sa capacité à ajuster les performances du procédé pour lequel il a été conçu. De nombreux systèmes physiques, même complexes, présentent un comportement similaire à celui d'un système du second ordre, ce qui rend le PID particulièrement adapté or d'applications industrielles [3].

Les trois actions d'un contrôleur PID, à savoir l'action proportionnelle, l'action intégrale et l'action dérivée, jouent des rôles distincts dans la commande des processus. Une action proportionnelle est nécessaire pour corriger les erreurs en fonction de leur ampleur, tandis qu'une action intégrale aide à éliminer les erreurs à long terme grâce à l'accumulation d'erreurs passées. D'un autre côté, la procédure dérivée peut être utile dans certains cas pour anticiper les changements futurs du processus [4].

L'objectif principal de la régulation d'un système est d'atteindre une réponse avec une dynamique souhaitée, offrant des performances optimales. Les automaticiens proposent diverses méthodes pour la synthèse du régulateur PID, parmi lesquelles on distingue les méthodes empiriques et la méthode de commande par interne modèle (IMC).

Pour des systèmes complexes, pour lesquels un correcteur classique équivalent n'existe pas, la synthèse IMC fournit un correcteur simple, offrant des bonnes performances, et pour lequel, là aussi, le compromis performances-robustesse peut être facilement choisi. On peut même imaginer de l'ajuster en ligne grâce aux paramètres de conception [7].

La méthode de réglage du contrôleur PID par interne modèle control (IMC) est particulièrement adaptée aux processus stables et instables, qu'ils présentent ou non un retard temporel. Cette méthode est réputée pour sa robustesse face aux erreurs de modélisation, ainsi que pour sa simplicité de structure et de calcul, grâce à son unique paramètre de réglage [5].

Un avantage significatif de la méthode IMC est la possibilité pour l'utilisateur de spécifier le temps de réponse souhaité de la boucle de régulation, également appelée constante de temps en boucle fermée. Ce paramètre unique offre une flexibilité pour ajuster la réponse de la boucle en accélérant ou en ralentissant son comportement. [6]

Cependant, un inconvénient notable de la méthode IMC réside dans la définition du temps intégral du contrôleur, souvent égal à la constante de temps du processus. Si le processus a une constante de temps très longue, le temps intégral du contrôleur sera également long, ce qui peut rendre la récupération des perturbations très lente. Cela peut être problématique dans les applications où une réponse rapide est nécessaire pour maintenir la stabilité du système [6].

Notre travail consiste calculer un contrôleur PID en utilisant la structure de commande par modèle interne IMC pour réguler la vitesse du moteur a excitation séparée constant et améliorer la réponse de la vitesse et du courant

Notre travail se compose de trois chapitres :

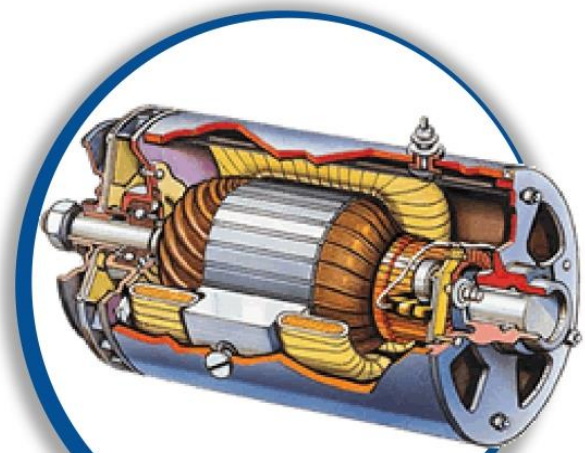
- Dans le premier chapitre, nous abordons une étude générale de la Machine à Courant Continu (MCC), en détaillant son principe de fonctionnement. Nous avons également examiné les divers modes d'excitation de cette machine, puis nous allons parler sur le démarrage et le freinage de moteur à courant continu.

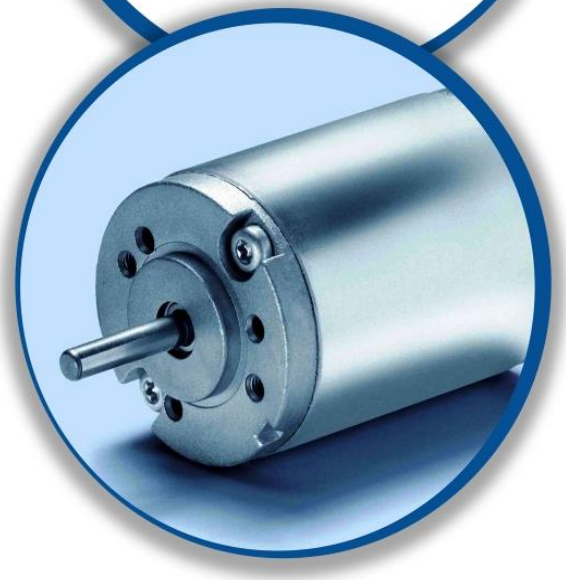
- Le deuxième chapitre commence par une généralité sur le régulateur PID et le système asservi, puis il présente en détail la méthode IMC, accompagnées des exemples illustratifs après nous allons parler sur les méthodes Ziegler-Nichols et Cohen- coo.

- Le troisième chapitre présent d'abord la modélisation de la machine à courant continu à excitation sépare étudiée dans ce projet, ensuite des simulations ont été effectuées sur le logiciel Matlab/Simulink en boucle ouverte et en boucle fermée en utilisant le contrôleur PID calculé avec la méthode IMC. Des tests de poursuite et de robustesse ont été effectués pour discussion, comparaison des résultats obtenus avec le correcteur et comparaison entre la méthode IMC et Ziegler-Nichols et Cohen- coo.

Chapitre 01

Généralités sur le moteur à courant continu





I.1 Introduction

Une machine à courant continu, en tant que convertisseur de puissance, présente une réversibilité totale et est capable de fonctionner comme un moteur, convertissant l'énergie électrique en énergie mécanique ou vice versa, en fonctionnant comme un générateur. La conception et la fonctionnalité des moteurs ressemblent beaucoup à celles des générateurs, ce qui permet à la machine à courant continu de fonctionner de manière interchangeable en tant que moteur ou générateur [1] [8].

L'utilisation des moteurs à courant continu est quelque peu limitée en raison de l'utilisation répandue du courant alternatif dans les réseaux de distribution. Néanmoins, dans certains scénarios, l'utilisation de moteurs à courant continu alimentés par des convertisseurs qui transforment le courant alternatif en courant continu s'avère bénéfique. Ces moteurs offrent un avantage certain en permettant un contrôle de vitesse flexible, continu et quasi instantané [8].

Dans ce chapitre nous nous intéressons davantage à la pièce qui fonctionne comme un moteur à courant continu.

I.2 Définition du moteur à courant continu

Une machine à courant continu (MCC) est un convertisseur électromécanique qui

Permet la transmission d'énergie dans les deux sens entre des installations électriques traversées par un courant continu et un dispositif mécanique comportant un moteur [8].

- En fonctionnement moteur, l'énergie électrique est transformée en énergie mécanique.
- En fonctionnement générateur, l'énergie mécanique est transformée en énergie électrique

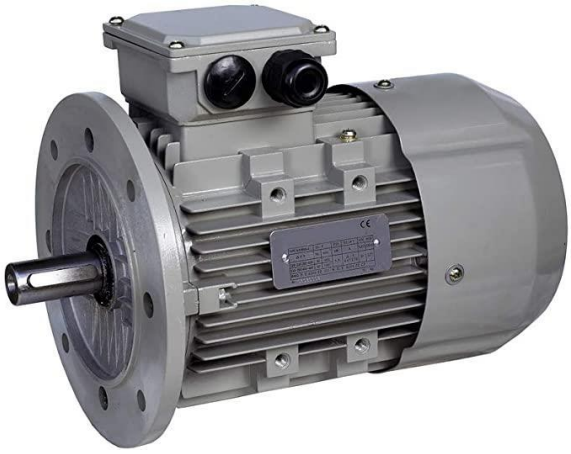


Figure II.1 : Moteur à courant continu [8].

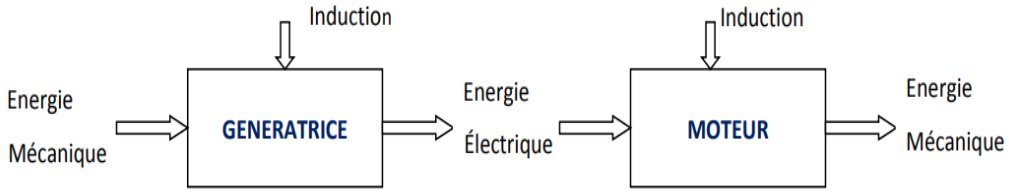


Figure II.2: Fonctionnement d'une machine à courant continu [8].

I.2.1 Symboles

Voici les différents symboles utilisés pour représenter la machine à courant continu varient en fonction de sa fonction de générateur (dynamo) ou de moteur, ainsi que de la méthode d'excitation spécifique utilisée.

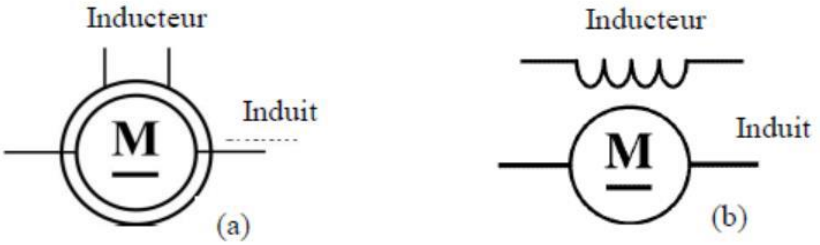


Figure II.3 : Symbole du moteur à courant continue .

(a) moteur à courant continu excitation série.
(b) moteur à courant continu excitation séparée.

I.3 Constitution d'un moteur à courant continu

Le moteur à courant continu est constitué de différents éléments comme le montre la Figure (I.4) :

- L'inducteur (stator)
- Le Collecteur
- L'induit (rotor)
- Les Ballais

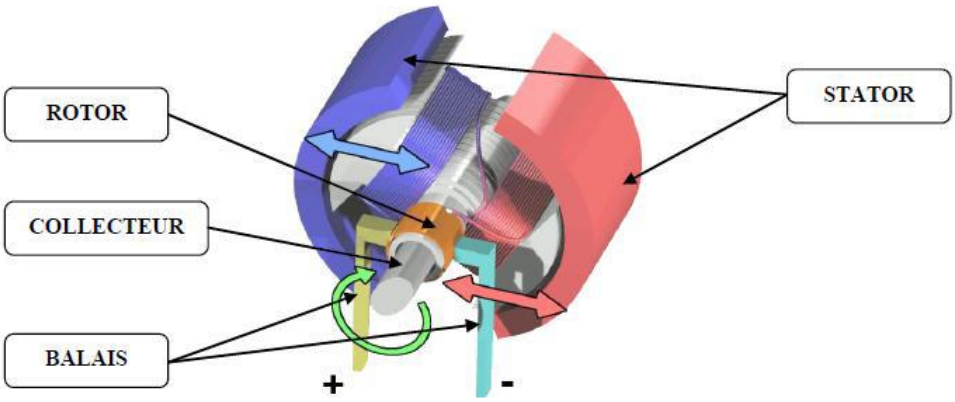


Figure II.4 : Schéma d'un moteur à courant continu [8].

I.3.1 Inducteur

La structure peut être établie grâce à l'utilisation d'aimants permanents en ferrite ou de bobines positionnées autour des noyaux polaires. Lors de l'application d'un courant continu dans les bobines, un champ magnétique est induit dans le circuit magnétique de l'appareil, notamment dans l'entrefer, une région qui sépare le composant fixe du composant mobile et qui abrite les conducteurs. Le flux et le champ magnétique présentent une orientation du pôle nord vers le pôle sud [9].

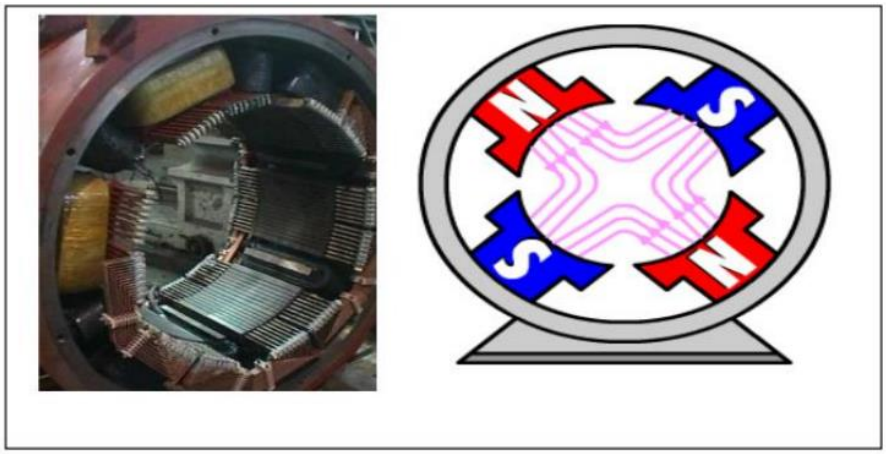


Figure II.5 : stator de la machine à courant continu [9].

I.3.2 Induit

Le moteur à courant continu est constitué d'un arbre sur lequel est empilé un ensemble de disques ferromagnétiques. Au niveau de la périphérie du cylindre formé par les disques empilés, on réalise des encoches axialement. Les enroulements (bobines de l'induit) sont "embobinés" dans ces encoches selon un schéma très précis et complexe qui demande une main-d'œuvre spécifique (avec des coûts considérables). C'est pourquoi, en général, on privilégie la conception de moteurs à courant alternatif plus solides et simples [11].

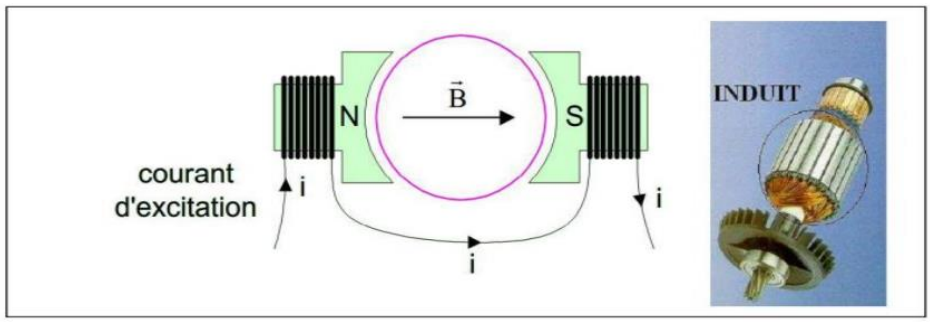


Figure II.6 : Rotor de la machine à courant continu [11].

I.3.3 Collecteur

Le collecteur joue un rôle crucial dans les machines à courant continu car il se compose d'une série de lames en cuivre isolées les unes des autres latéralement et positionnées de manière cylindrique à l'extrémité du rotor. Ces lames sont reliées aux conducteurs du réseau. Sa fonction principale est de faciliter la modification du courant d'alimentation dans les conducteurs de l'armature [12].

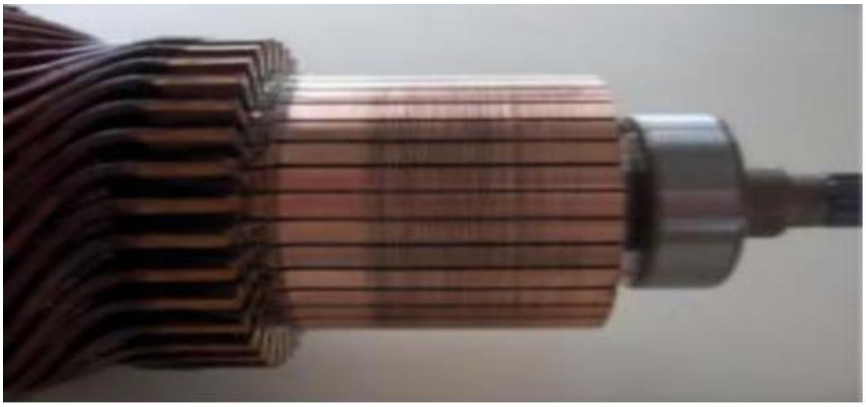


Figure II.7 : Collecteur [12].

I.3.4 Balais

Le contact par frottement entre l'alimentation et les bobinages de l'induit est assuré par les balais, qui assurent le passage du courant électrique. Les balais sont fabriqués à partir de graphite et forment, en quelque sorte, la pièce de rechange. En s'usant, le graphite produit une poussière qui rend le moteur à courant continu sensible à un entretien adéquat, ce qui entraîne des coûts élevés.

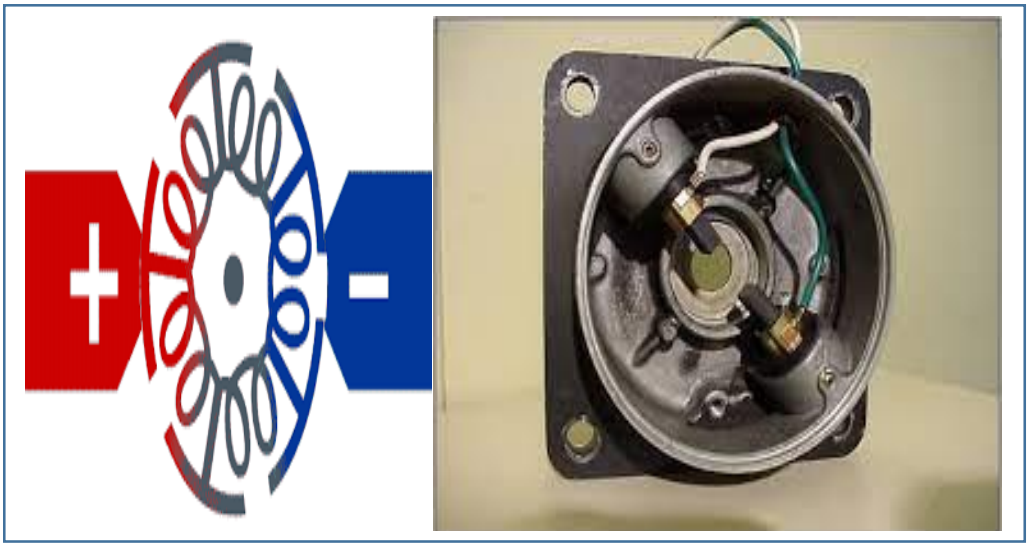


Figure II.8 : Balai [11].

Le point faible du moteur à courant continu est le point de contact entre les balais et le collecteur. Effectivement, c'est là qu'en plus du problème d'usure du graphite, la commutation (inversion du sens du courant dans l'enroulement) se produit en créant des micro-arcs (étincelles) entre les lamelles du collecteur. L'un des principaux risques de détérioration des collecteurs est leur mise en court-circuit en raison de leur usure [11].

I.4 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement du moteur à courant continu est basé sur le principe des forces de Laplace:

Un conducteur de longueur (L), placé dans un champ magnétique et parcouru par un courant, est soumis à une force électromagnétique.

Le champ créé par l'inducteur agit sur les conducteurs de l'induit : Chacun des (N) conducteurs de longueurs (L) placé dans le champ (B) et parcouru par un courant (I) est le siège d'une force Électromagnétique perpendiculaire au conducteur :

$$F = B.I.L.\sin\alpha \qquad (I.1)$$

Ces forces de Laplace exercent un couple proportionnel à l'intensité (I) et au flux (Φ) sur le rotor.

Le moteur se met à tourner à une vitesse proportionnelle à la tension d'alimentation (U) et, inversement proportionnelle au flux (Φ).

Au passage de tout conducteur de l'induit sur la ligne neutre, le courant qui le traverse change de sens grâce au collecteur. Le moteur conserve le même sens de rotation.

Pour inverser le sens de rotation du moteur, il convient d'inverser le sens du champ produit par l'inducteur par rapport au sens du courant circulant dans l'induit :

- Soit on inverse la polarité de la tension d'alimentation de l'induit.
- Soit on inverse la polarité d'alimentation du circuit d'excitation.

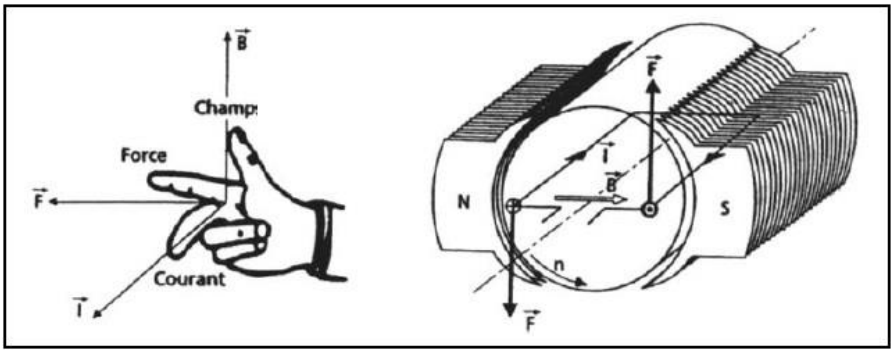


Figure II.9 : Fonctionnement de la machine à courant continu [13].

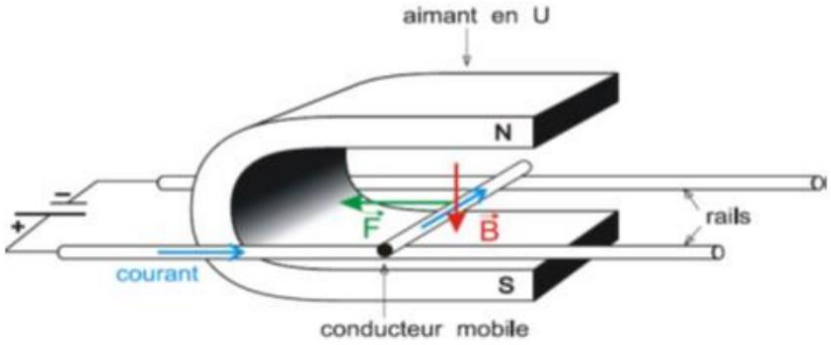


Figure II.10 : L'effet de la force de Laplace [13].

I.5 Mode de fonctionnement

La machine à courant continu peut être utilisée soit comme moteur, soit comme générateur. Quand elle tourne en moteur, elle entraîne une machine à travailler. En tant qu'amortisseur du moteur, un convertisseur statique à commutation par le réseau est utilisé pour prélever l'énergie électrique du réseau d'alimentation. Quand elle est utilisée en tant que génératrice (mode frein), la machine est alimentée en courant continu. Elle génère de l'énergie électrique. Il est possible de fonctionner à la fois en moteur et en génératrice dans les deux sens de rotation. Les quatre quadrants du plan vitesse couple peuvent illustrer les différents états de fonctionnement de la machine à courant continu, comme le montre la Figure (I.11) [14].

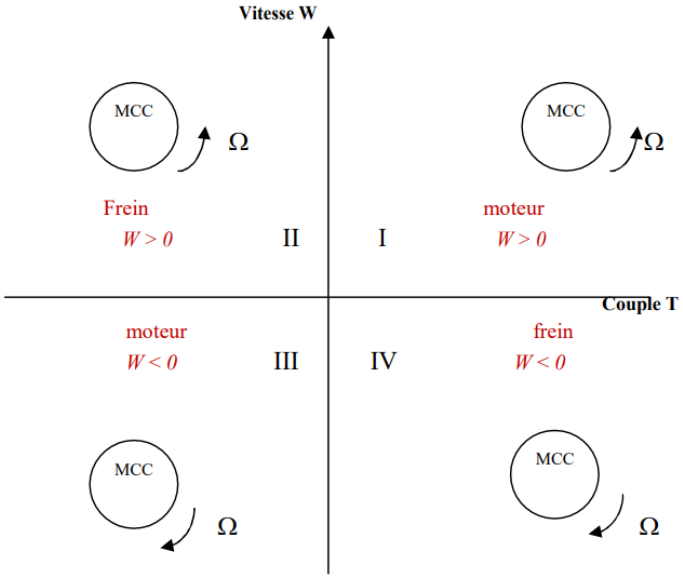


Figure II.11 : Quatre quadrants du plan vitesse-couple [14].

I.6 Équation du moteur à courant continue

I.6.1 Couple utile du moteur

Lorsqu'l une intensité du courant circule I dans l'induit, la puissance électromagnétique est :

$$P_u = E.I \quad \text{(I-2)}$$

Le rotor tournant à la vitesse Ω, il existe un couple électromagnétique Tem tel que :

$$P_{em} = T_{em}.\omega \quad \text{(I-3)}$$

On montre alors que l'expression du couple électromagnétique est :

$$T_{em} = K.I \quad \text{(I-4)}$$

I.6.2 Force électromotrice

La force électromotrice (E) est la tension produite par le rotor (l'induit) lors de sa rotation dans le flux magnétique produit par la partie fixe (l'inducteur). Elle dépend des éléments de construction de la machine.

La valeur moyenne E de cette f.é.m. est proportionnelle à la vitesse angulaire de rotation du rotor, au flux maximal du champ magnétique créé par l'inducteur à travers une spire ($Ø = B.S$) Et à une constante K qui dépend des caractéristiques de la conception du moteur (nombre de conducteurs, surface de chaque spire, nombre de paires de pôles,..)

$$K = p.N / 2.\pi.a \quad \text{(I-5)}$$

Elle est donnée par la relation d'électrotechnique :

$$E = \frac{p.N.\emptyset.\omega}{2.\pi.a} \quad \text{(I-6)}$$

I.6.3 Puissance électromagnétique

Si l'induit présente une f.é.m. E et s'il est parcouru par le courant I, il reçoit une puissance électromagnétique ($P_{em} = E.I$)

D'après le principe de conservation de l'énergie cette puissance est égale à la puissance développée par le couple électromagnétique

$$P_{em} = T_{em}.\omega = E.I \quad \text{[Watts].} \quad \text{(I-7)}$$

I.6.4 Vitesse

A partir de l'expression de la force électromotrice développée aux bornes de l'induit et l'équation électrique (la loi d'Ohms), on peut déduire l'expression de la vitesse qui sera donnée par :

$$\omega = \frac{U-R.I}{K\emptyset} \quad \text{(I-8)}$$

I.6.5 Couple utile, Puissance utile

Les pertes mécaniques (frottement dans les paliers, action de l'aire de ventilation) et les pertes fer dans l'induit produisent un couple Cp appelé couple de pertes.

Le couple utile disponible sur l'arbre du moteur sera exprimé par :

$$T_u = T_{em} - T_p \quad \text{(I-9)}$$

La puissance utile développée par le moteur est donnée par:

$$Pu = T_u.\omega \quad \text{(I-10)}$$

I.6.6 Rendement

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

- **Mesure directe :** Cette méthode consiste à mesurer Pa et Pu

$$\eta = \frac{Pu}{Pa} = \frac{T_u.\omega}{I.U+Pje} \quad \text{(I-11)}$$

- **Méthode des pertes séparées** : Cette méthode consiste à évaluer les différentes pertes

$$\eta = \frac{P_u}{Pa} = \frac{Pa-\sum pertes}{Pa} \quad \text{(I-12)}$$

I.7 Bilan de la puissance

On peut représenter le bilan des puissances mises en jeu dans un moteur à courant continu en fonctionnement nominal par une flèche qui rétrécit au fur et à mesure que la puissance diminue [36].

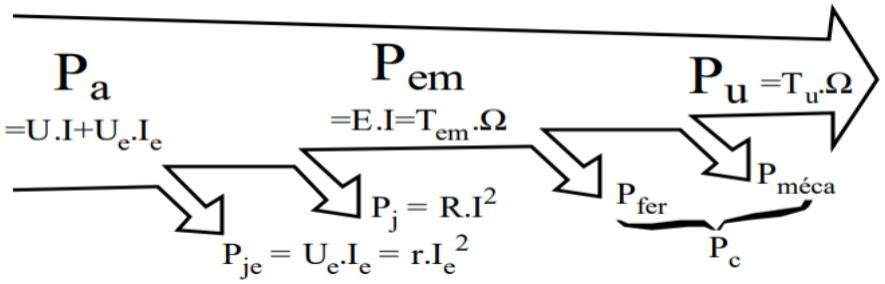


Figure II.12 : bilan de puissance [36].

P_a: La puissance absorbée (W) ;
U_e: La tension de l'inducteur (V) ;
I_e: Le courant d'inducteur (A) ;
P_{em}: La puissance électromagnétique (W)
P_u: La puissance utile (W);
P_{je} : Les pertes joules à l'inducteur(W);
P_j: Les pertes joules à l'induit (W) ;
P_{fer}: Les pertes ferromagnétiques (W)
$P_{méc}$: Les pertes mécaniques (W) ;
E : La f.é.m. (V) ;
I_a: Le courant d'induit (A) ;
T_{em}: Le couple électromagnétique (N.m)
Ω : La vitesse de rotation (rad/s) ;
R_a: La résistance d'induit (Ω) ;
R_e: La résistance d'inducteur (Ω).
T_u: Le couple utile (N.m) ;

I.8 Différentes pertes

Pertes	**Pertes magnétiques P_{fer}**	**Pertes joules P_j**	**Pertes mécaniques Pméc**
Causes	Elles sont dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault dans le fer.	Pertes dans l'induit et l'inducteur dues aux résistances des bobinages.	Elles sont dues aux frottements des diverses pièces en mouvement.
Remèdes	Utilisation de matériaux à cycles d'hystérésis étroits et feuilletage l'induit.	Eviter l'échauffement par ventilation.	Utilisation de roulements et de lubrifiants.

Tableau II.1 : différentes pertes.

I.9 Plaque signalétique

La plaque signalétique d'un moteur donne de précieux renseignements, ils concernent le fonctionnement le mieux approprié, c'est-à-dire celui qui permet un très bon rendement, pas forcément le plus élevé, mais qui assure une très bonne longévité de la machine. Les valeurs mentionnées pour l'induit, sont appelées les valeurs nominales, elles ne doivent pas être dépassées de plus de 1,25 fois, elles se décomposent ainsi**:**

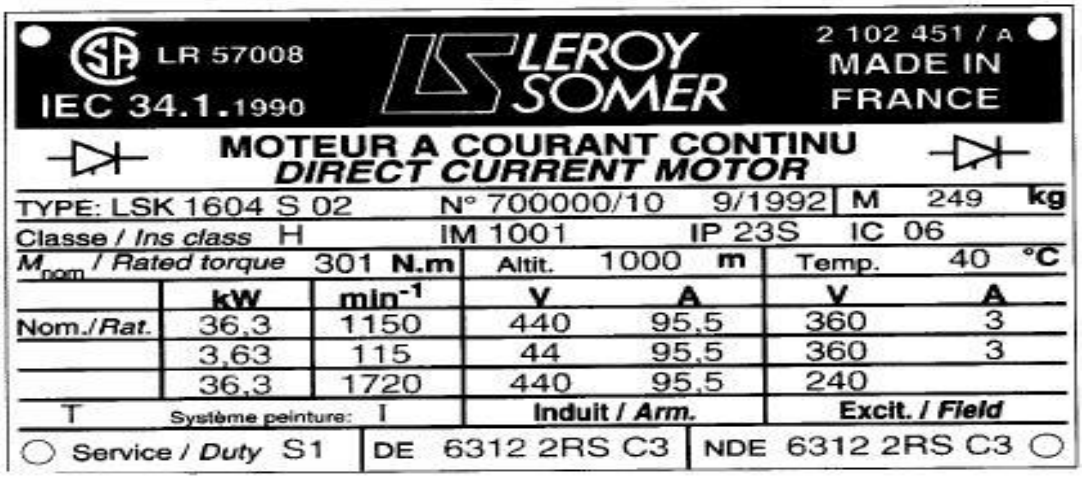


Figure II.13 : Exemple d'une plaque signalétique [15].

-U_a Tension nominale à appliquer aux bornes de l'induit

-I Intensité nominale du courant dans l'induit.

-n Fréquence de rotation nominale du rotor.

-P_u Puissance utile nominale, d'origine mécanique délivrée par le moteur.

Définition des informations :	**Caractéristiques nominales Nom :**	**Autre point de fonctionnement :**
LSK : Série de moteur. **160** : Hauteur d'axe. **4** : Polarité. **S** : Symbole du stator. **02** : Indice constructeur. **N° 700000** : N° série moteur. **/10** : N° d'ordre dans la série. **9** : Mois de production. **/92** : Année de production. **M 249 kg** : Masse. **Classe H** : Classe d'isolation. **IM 1001** : Position de fonctionnement **IP 23S** : Indice de protection. **IC 06** : Mode de refroidissement. **Mnom 301Nm** : Moment (couple) nominal. Altit. **1000 m** : Altitude maximale de fonctionnement en mètres.	**36,3 kW** : Puissance **1150 min-1** : Nombre de tours par minute **440 V** : Tension d'induit **95,5 A** : Intensité d'induit **360 V** : Tension d'excitation **3 A** : Intensité d'excitation	**3,63 kW** : Puissance **115 min-1** : Nombre de tours par minute **44 V** : Tension d'induit **95,5 A** : Intensité d'induit **360 V** : Tension d'excitation **3 A** : Intensité d'excitation **36,3 kW** : Puissance **1720 min-1** : Nombre de tours par min **440 V** : Tension d'induit **95,5 A :** Intensité d'induit **240 V** : Tension d'excitation **T** : Indice d'imprégnation **I** : Système de peinture **S1** : Service S1

TableauII.2 : information de la plaque signalétique.

I.10 Différents types de la machine à courant continu

Selon l'application et les différentes modes de connexion entre les bobinages de l'inducteur et de l'induit, on distingue différents types de MCC [16]:

I.10.1 Excitation séparée

L'inducteur et l'induit sont alimentés de façon indépendante. Le moteur à courant continu a alors 4 bornes. Le sens du courant dans l'excitation définit le sens du champ magnétique de l'inducteur, et donc le sens de rotation du moteur à courant continu [16].

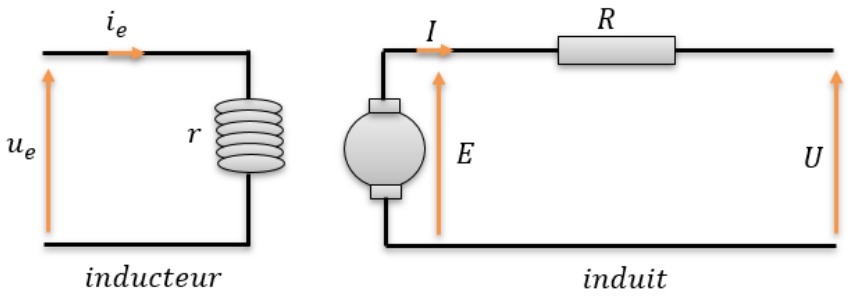


Figure II.14 : Excitation séparée [17].

I.10.1.1 Avantages et inconvénients d'un moteur à excitation séparée

Un avantage du moteur à excitation séparée est que sa vitesse varie très peu avec les fluctuations de la charge. Cette caractéristique le rend très utile lorsqu'on désire une certaine stabilité dans la vitesse. Il possède par contre l'inconvénient de ne pouvoir supporter une forte charge lors du démarrage, en raison de son faible couple [16].

I.10.1.2 Exemples d'utilisation

Les moteurs à excitation séparée sont utilisés en traction, sur les machines-outils et partout où les systèmes nécessitent des vitesses contrôlées. Associés aux variateurs électroniques, ils permettent d'obtenir différentes vitesses d'approche, de réglage ou de retour rapide sur les machines, de mettre en marche ou ralentir progressivement ou de maintenir constante une vitesse malgré les variations de charge [16].

I.10.2 Excitation série

L'inducteur et l'induit sont connectés en série dans le moteur. Le moteur à courant continu se connecte alors par 2 bornes. [16]

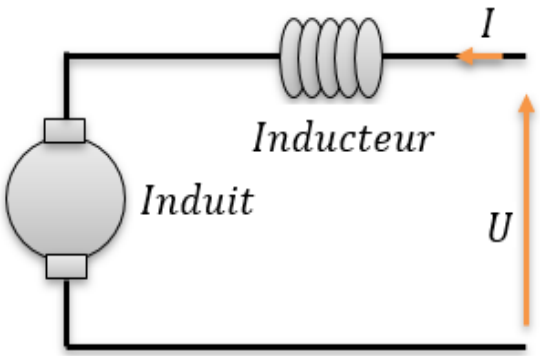


Figure II.15 : Excitation série [17].

I.10.2.1 Avantages et inconvénients du moteur série

Ce moteur présente le principal avantage d'avoir un couple de démarrage élevé, ce qui lui permet d'entraîner une charge suffisante dès le début. Il peut aussi faire face aisément à des charges temporaires supplémentaires.

En ce qui concerne les désavantages, il est important de noter que la vitesse du moteur série fluctue en fonction de la charge. Par conséquent, une hausse de celle-ci aura tendance à réduire la vitesse de rotation du moteur.

Par ailleurs, ce genre de moteur ne doit jamais fonctionner sans alimentation, car cela entraîne une augmentation dangereuse de sa vitesse qui, à la limite, pourrait le détruire.

Il est possible de modifier la vitesse d'un moteur série en ajoutant une résistance variable. On peut remarquer qu'une résistance placée en série avec l'inducteur et l'induit aura tendance à réduire la vitesse du moteur, tandis que lorsqu'on place cette même résistance en parallèle, on obtient l'effet contraire.

Il est également possible de faire varier la vitesse en modifiant la tension de la source en utilisant par exemple un convertisseur électronique [16].

I.10.2.2 Exemples d'utilisation

Le fort couple au démarrage et l'accélération rapide de ces moteurs les rend populaires pour les engins de levage comme les cabestans, les grues et les ponts roulants.
On les utilise également dans des véhicules électriques comme des locomotives ou des voitures de métro, et en général pour la traction électrique [16].

I.10.3 Excitation parallèle (ou shunt)

L'inducteur et l'induit sont connectés en parallèle dans le moteur. Le moteur à courant continu se connecte alors aussi par 2 bornes [16].

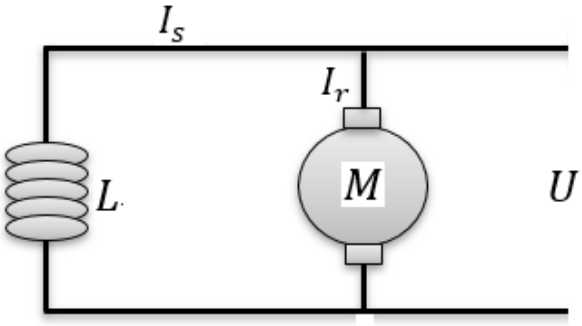


Figure II.16 : Excitation parallèle [17].

I.10.3.1 Avantages et inconvénients du moteur Excitation parallèle (ou shunt)

Les moteurs à courant continu shunt présentent de nombreux avantages, notamment une vitesse relativement constante sur une large plage de charge, un rendement élevé et un faible coût par rapport aux autres types de moteurs à courant continu.

Ils sont également de conception relativement simple et disposent d'une bobine de champ séparée connectée en parallèle à la bobine d'induit.

Cependant, les moteurs à courant continu à shunt bobiné présentent également certains inconvénients. Ces moteurs ont un couple inférieur à celui des moteurs à courant continu enroulés en série, ce qui les rend moins adaptés aux applications nécessitant un couple élevé.

De plus, ils sont moins efficaces à basse vitesse que les moteurs à courant continu enroulés en série et peuvent nécessiter un équipement de démarrage supplémentaire pour surmonter les effets de l'interaction d'induit et des champs électromagnétiques opposés.

I.10.3.2 Exemples d'utilisation

Des exemples d'utilisation de moteurs à excitation parallèle (ou shunt) incluent des applications où un contrôle précis de la vitesse est nécessaire. Ces moteurs sont idéaux pour des applications telles que les tours et les rectifieuses dans les ateliers de machines, ainsi que pour des équipements industriels tels que les ventilateurs et les compresseurs

Les moteurs à excitation parallèle ne peuvent pas produire un couple de démarrage élevé, donc la charge au démarrage doit être faible

Ces moteurs sont capables de s'auto-réguler en vitesse, ce qui les qualifie de moteurs à vitesse constante

I.10.4 Moteur à courant continu à excitation composée

Le moteur composé est un mélange entre le moteur à excitation série et le moteur à excitation shunt. Ce type de moteur comprend deux inducteurs, un bobinage série et un bobinage à shunt. La figure suivante montre le branchement de ces deux inducteurs [16].

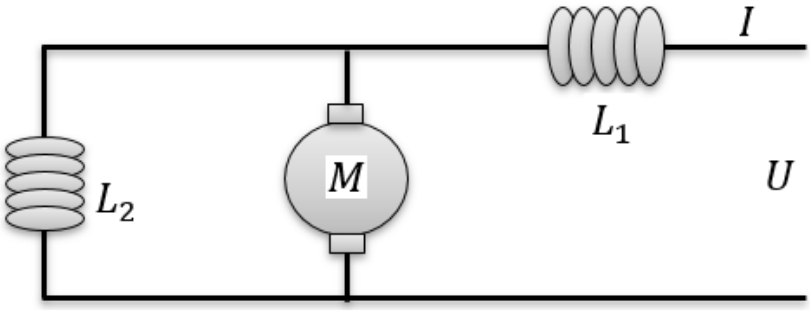


Figure II.17 : excitation composée [17].

I.10.4.1 Avantages et inconvénients du moteur composé

Le moteur composé cumulatif possède, tout comme le moteur série, un fort couple lors du démarrage. Il a aussi comme avantage la possibilité de tourner à vide sans risque de s'emballer. L'inconvénient de ce moteur est que sa vitesse a tendance à diminuer lorsqu'on augmente la charge. On peut cependant résoudre ce problème en plaçant un volant d'inertie, afin de compenser lors d'une augmentation momentanée de la charge.

I.10.4.2 Exemples d'utilisation

L'utilisation des moteurs composés cumulatifs est répandue pour les appareils de levage, les pompes, les presses et les cisailles.

Les moteurs composés différentiels, pour leur part, sont peu employés dans l'industrie. On remarque toutefois quelques utilisations, comme dans les métiers à tisser.

Mais avec les possibilités offertes par la variation de vitesse électronique, ces moteurs sont de moins en moins utilisés.

I.11 Démarrage d'un moteur à courant continu

I.11.1 Problème du couple et du courant

Le démarrage d'un moteur à courant continu pose un problème de couple et un problème de courant. Comme le moment est proportionnel aux flux et au Courant.

Soit ($T_{em} = K.\phi.I$) la solution consiste à faire en sorte que durant le démarrage le flux maximale et que la tension U aux bornes de l'induit soit suffisamment réduit pour que le courant dans l'induit soit supportable. La réduction de la tension aux bornes du moteur s'effectue généralement au moyen d'un rhéostat dit de démarrage qui est mis en série avec l'induit pour provoquer une chute de tension durant le démarrage. Pendant le fonctionnement normal le circuit est éliminé [18].

I.11.2 Rhéostat de démarrage

Pour le démarrage d'un moteur à courant continu à un très appel du courant il faut connecter L'enroulement de l'induit directement à la source afin qu'il soit toujours sous la tension maximale.

Le Rhéostat de démarrage, en série avec l'induit est généralement à plots. Le calcul de n de plots et des résistances enter plots se fait pratiquement ne tenant compte des deux conditions suivantes :

• l'intensité du courant ne doit pas dépasser une valeur maximale, elle est généralement comprise enter (Id=2In) pour évite un échauffement exagéré

• L'intensité devenir inferieur a une valeur minimale il pour que le moment du couple moteur permette d'obtenir une accélération suffisante (I1 = 1,1 In)

Au démarrage la f.é.m., (E) est nulle et il faut une résistance R1 pour limiter l'intensité du courant à la valeur Id.

$$E = 0$$

$$E = U - R1 * Id = 0 \quad \text{(I-13)}$$

$$U = R1 * Id \quad \text{(I-14)}$$

$$Id = U/R1 \quad \text{(I-15)}$$

On déduit donc ainsi R1 est la valeur du rhéostat de démarrage à placer en série avec l'induit.

R1=Rad1+Rad2+Rad3

Au démarrage tous les résistances sont branches C1, C2 ; C3sont ouvertes le couple de démarrage Cd=2Cn.

Lorsqu'On aliment le circuit d'induit. la vitesse commence à augmenter jusqu'à une valeur correspondant au point 2; en shunt la résistance Radı par le contact C1 le couple augmente jusqu'à 2Cn .Donc on a le passage à une nouvelle caractéristique, puis la vitesse commence à augmenter suivant la droit (3-4) au point 4 en ferme le contact C2 le moteur passe à la caractéristique suivant (5-6) après la fermeture du contact C3 ; le moteur passe à la caractéristique naturelle et en obtient La Vitesse nominale qui correspond à la charge nominale [18].

I.12 Freinage

Dans de nombreuses applications (traction, énergies de lavage.....) le problème de freinage est important. Certes, on peut toujours faire appel à des systèmes mécaniques, mais ceux-ci sont généralement Complexes et les organes de freinage (patins) s'usent rapidement.
Transforme en génératrice, le couple électromagnétique de la machine et le couple résistant de freinage. Suivant la façon on utilise l'énergie électrique de freinage, on distingue les trois types de freinage suivant:

I.12.1 Freinage rhéostatique

l'énergie est alors dissipée dans un rhéostat à cet effet, l'inducteur est toujours branché Sur la ligne (alimentation à tension constant), on débranche l'induit et on le fait débiter dans un rhéostat en mettant l'interrupteur dans la position 2 le courant débité est donné par la loi d'Ohm :

$$I = E/(Ra + Rh) \qquad \text{(I-16)}$$

Désignant par R, la résistance de rhéostat d'adsorption. Le couple de freinage est proportionnel à l'intensité ($T_{\text{em}} = K.\phi.I$), puisque le flux est constant, mais là. F.é.m. de la dynamo diminue au fur et à mesure que la vitesse décroît. Aussi, pour maintenir un couple de freinage suffisant, doit-on diminuer progressivement la résistance de rhéostat.

Ce procédé est très simple, mais il ne peut suffire à stopper la machine, en effet comme la résistance du circuit ne peut pas descendre au-dessous de Ra. L'intensité et le couple deviennent presque nuls quand la vitesse est faible.
C'est pourquoi, on doit ajouter à ce système un dispositif de blocage mécanique [18].

I.12.2 Freinage à contre-courant

L'inconvénient du freinage rhéostatique réside dans son manque d'efficacité pour les applications telles que les engins de lavage, qui requièrent un arrêt brusque du déplacement de la charge.

Dans cette situation, on privilégie le freinage à contre. Il implique de rediriger le courant vers l'induit en croisant les deux bornes de son alimentation, tout en maintenant le sens du courant vers l'inducteur.

Il est impossible d'effectuer une telle opération sans l'insertion d'un rhéostat Rh dans le circuit du réseau,

L'énergie totale fournie étant dissipée dans ceux-ci [18].

On a:

$$I = E/Ra + Rh \text{ Avec } T_{em} = K.\phi.I \quad \text{(I-17)}$$

Il est ainsi possible de à volonté le couple de freinage en modifiant l'intensité I par l'intermédiaire du rhéostat.

Si l'on compare ce procèdent, on constate que le contrôle est beaucoup plus souple, mais qu'il est encore moins économique. En effet, non seulement l'énergie de freinage n'est pas récupérée, mais le réseau continu à fournir de l'énergie durant le freinage.

De plus, on doit s'assurer que l'alimentation est coupée des que le moteur s'arrêté car sans cette précaution celui-ci se remettrait en marche dans le sens inverse.

I.12.3 Freinage par récupération d'énergie

Ce procédé consiste a transformé la F.é.m. (E) du moteur en F.é.m. de la génératrice et doit être supérieur à la tension d'alimentation.

Em ==» EG>U Dans ce cas conditions le courant change de sens, le couple électromagnétique change le sens et il devient un couple résistant vue que le sens de rotation n'a pas changé et il commence à freiner la machine.

$$Ia = \frac{u+Em}{Ra+Rh} \quad \text{(I-18)}$$

Ave $T_{em} = K.\phi.I$

I.13 Choix d'un moteur à courant continu

La plupart des industries utilisent des moteurs à courant continu, tels que les véhicules électriques, les machines-outils et les équipements industriels tels que les ventilateurs et les compresseurs. Leur performance élevée, leur facilité d'installation et leurs capacités de régulation de vitesse sont réputées, ce qui peut être réalisé en ajustant la tension de l'alimentation en utilisant un contrôleur de fréquence ou de vitesse. Les moteurs à courant continu sont proposés dans une variété de tensions, avec les tensions les plus couramment utilisées étant les 12 et 24 volts [19].

Il existe deux catégories principales de moteurs à courant continu : à balais et sans balais. Les moteurs à courant continu à balais représentent le modèle conventionnel, fréquemment utilisé à des fins de réduction des coûts dans des scénarios où les systèmes de commande font preuve de simplicité, comme dans les environnements industriels et grand public fondamentaux. À l'inverse, les moteurs à courant continu sans balais s'appuient sur des aimants

pour déplacer l'arbre de propulsion, résolvant ainsi certains problèmes liés aux moteurs à courant continu à balais, tels que la longévité réduite dans les applications à courant élevé et la simplicité de conception. Les moteurs à courant continu sans balais offrent une durée de vie prolongée, des exigences de maintenance réduites, une rotation réversible et des niveaux d'efficacité élevés allant de 85 % à 90 %, ce qui les rend parfaitement adaptés aux tâches impliquant le positionnement et le contrôle de la vitesse. Ils sont donc particulièrement adaptés à des applications telles que les ventilateurs, les pompes et les compresseurs, où la fiabilité et la robustesse revêtent une importance capitale [19]

Dans le domaine des connexions électriques, les moteurs à courant continu peuvent être connectés en série, en parallèle ou en shunt, ce qui a un impact sur leurs caractéristiques de vitesse et de couple. Prenons, par exemple, un moteur à courant continu bobiné par shunt, qui présente une vitesse relativement constante sur un large spectre de charge et convient aux scénarios nécessitant une vitesse stable, comme dans les ascenseurs et les grues. Néanmoins, il possède un couple initial inférieur à celui des moteurs à courant continu à bobinage en série, ce qui le rend inadapté aux applications à couple de démarrage élevé [19].

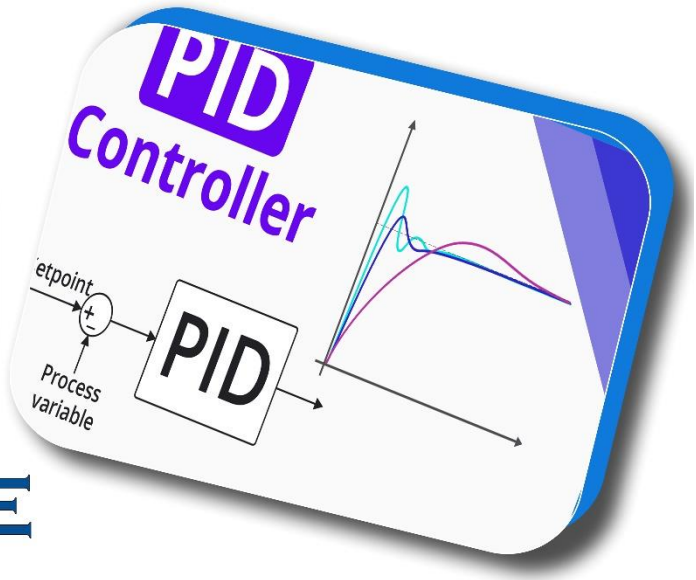
I.14 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons défini le moteur DC, puis nous avons défini les différentes parties du MCC, en suivant le principe de fonctionnement, la méthode de fonctionnement, puis les types de fonctionnement, en suivant les différents types de machine DC avec avantages et inconvénients et des exemples de en utilisant chaque type, et enfin nous avons présenté les choix et la protection du moteur à courant continu.

Dans ce chapitre, nous avons fourni des informations générales sur ce type de moteur, notamment sa conception et les différentes équations qui régissent le fonctionnement d'une machine à courant continu. Nous avons également parlé de son démarrage et de son freinage.

Dans le chapitre suivant, nous allons rappeler Synthèse par régulateur PID.

Chapitre 02



Commande par régulateur PID

II Commande par régulateur PID

II.1 Introduction

La première étape de l'analyse et de la régulation d'un système consiste à comprendre ses caractéristiques opérationnelles satisfaisantes, en particulier sa réponse physique.

Les techniques d'examen des systèmes linéaires centrées sur la notion de fonction de transfert et ses différentes représentations constituent un instrument puissant pour étudier et construire des systèmes commande.

Pour atteindre l'efficacité opérationnelle souhaitée d'un système de commande, il est nécessaire d'intégrer des composants externes appelés régulateurs ou contrôleurs dans le système. Ces régulateurs peuvent être de nature linéaire ou non linéaire. Parmi les régulateurs linéaires couramment utilisés figurent le régulateur de type P (proportionnel), le régulateur de type PI (proportionnel et intégral), le régulateur de type P (proportionnel et dérivé) et le régulateur de type PID (proportionnel, intégral, dérivé).

Le régulateur PID se distingue en tant que régulateur essentiel en raison de sa polyvalence et de son utilité généralisée. Il est important de souligner que les régulateurs PID sont très répandus dans l'industrie et qu'ils sont souvent utilisés conjointement avec des régulateurs ambigus.

Dans ce chapitre nous présenterons plusieurs aspects des régulateurs PID, les concepts de performance et expliquerons La commande par modèle interne (IMC) Et nous allons donner quelques exemples à ce sujet et nous parlerons sur les commandes Ziegler-Nichols et Cohen-coo.

II.2 Notion de système asservi

Dans la plupart des appareils dans des installations industrielles et domestiques, il est nécessaire de maintenir des grandeurs physiques à des valeurs déterminées, en dépit des variations externes ou internes influant sur ces grandeurs. Par exemple, le niveau d'eau dans un réservoir, la température d'une étuve, la vitesse et la position des moteurs, étant par nature variables, doivent donc être réglés par des actions convenables sur le processus considéré [21].

Si les perturbations influant sur la grandeur à contrôler sont lentes ou négligeables, un simple réglage dit en boucle ouverte, permet d'obtenir et de maintenir la valeur demandée (par exemple : action sur un robinet d'eau). Dans la majorité des cas, cependant, ce type de réglage n'est pas suffisant, parce que trop grossier ou instable. Il faut alors comparer, en permanence,

la valeur mesurée de la grandeur réglée à celle que l'on souhaite obtenir et agir en conséquence sur la grandeur d'action, dite grandeur réglant. On a, dans ce cas, constitué une boucle de régulation et plus généralement une boucle d'asservissement [21].

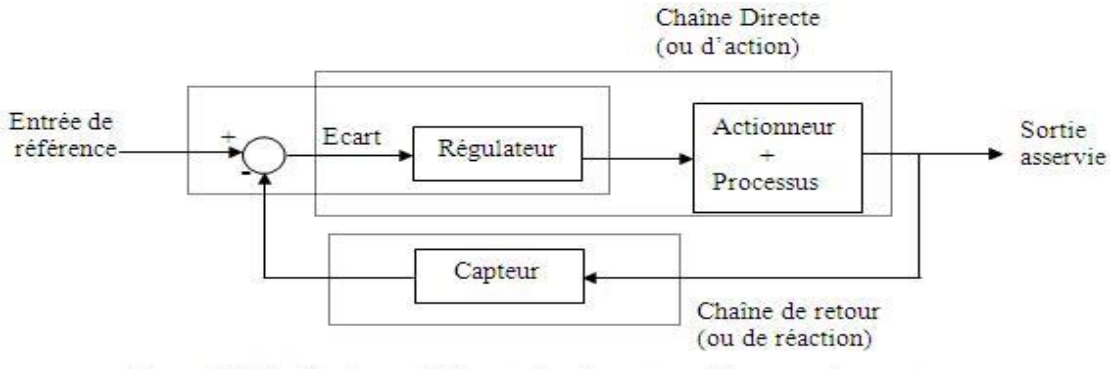


Figure II.1 : Chain et éléments fondamentaux d un d'asservissement [21].

- Capteur **:** contrôle la grandeur asservie et en rend compte au régulateur. Il doit en donner une image fidèle. Sa sensibilité impose les limites de la précision de l'asservissement.
- Actionneur **:** il maîtrise la puissance à fournir au processus à partir du signal issu du régulateur.
- Régulateur **:** il élabore un signal de commande à partir de l'écart entre l'entrée et la mesure et permet d'améliorer les performances du système.

II.3 Classification des systèmes asservis

Les systèmes asservis sont classés en deux classes : système de commande en boucle ouverte **(BO)** ou bien système commande en boucle fermée **(BF)** [22].

II.3.1 Système commande en boucle ouverte

C'est un système asservi ou le signal de commande (entrée) est indépendant du signal réglé (sortie).

Dans ce cas, la commande est envoyée en entrée sans contrôle sur les sorties.

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

$$S(p) = G(p)E(p) \qquad \text{(II-1)}$$

S(p) : grandeur réglée (sortie)

E(p) : grandeur réglant (entrée)

G(p) : fonction de transfert

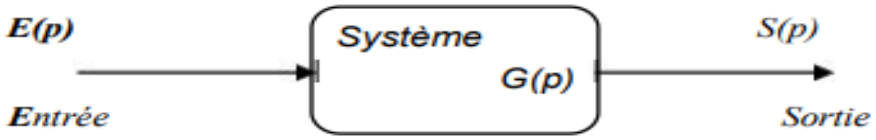


Figure II.2: Schéma bloc d'un système en boucle ouverte [22].

- **Caractéristiques principales d'un système asservi en BO :**
  - ✓ Réalisation pratique généralement facile et moins couteuse.
  - ✓ Précision faible, risque d'instabilité (erreur entre l'entrée et la sortie).
  - ✓ Rapidité moins rapide que système BF.

II.3.2 Système de commande en boucle fermée

Un système asservi fonctionne en boucle fermée si le signal de sortie est comparé à la consigne (entrée) et permet d'agir sur le système en conséquence [22].

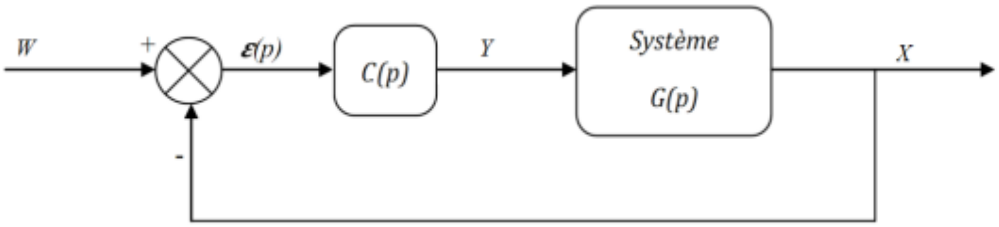


Figure II.3 : Schéma fonctionnel en boucle fermée [22].

Dans ce cas, le comportent du système est décrit par la relation suivante :

$$H(p) = \frac{G(p)C(p)}{1+ G(p)C(p)} \qquad \text{(II-2)}$$

- Caractéristiques principales d'un système asservi en BF :
  - ✓ Réalisation pratique plus difficile (système plus complexe)
  - ✓ Plus précis.
  - ✓ Plus rapide mais risque d'oscillations.

Organisation d'un système en boucle fermée

Dans un système en boucle fermée, on trouve les éléments suivants :

1) Régulateur : il comporte :

- **Comparateur (détecteur de l'écart):** Système à deux entrées et une sortie qui comparer la consigne (entrée) et l'image de la grandeur à asservir. À la sortie du comparateur, on trouve l'erreur (ou écart) entre ces deux informations.

- **Le correcteur :** installé entre le détecteur d'écart (comparateur) et l'amplificateur, permet d'améliorer les performances d'un système asservi linéaire (précession, temps de réponse……) exemple : PD, PI, PID.
- **L'amplificateur :** il délivre la puissance nécessaire d'entrée à l'actionneur exemple : amplificateur électronique, hydraulique

2) Actionneur : c'est un élément qui commande le système asservir. Sa fonction fondamentale est donne l'exécution.

3) Capteur : il contrôle la grandeur asservie (valeur de la sortie) et rend compte ou régulateur.

4) Consigne : la consigne, est la grandeur réglant du système, c'est ce que l'on veut obtenir.

5) Perturbation : variable aléatoire dont on ne connaît pas l'origine.

6) Grandeurs de sorties (variables à contrôler)**:** elles sont fabriquées par le système et elles dépendent de ce dernier, évoluant à partir de l'état initial sous l'action de la grandeur d'entrée. [22]

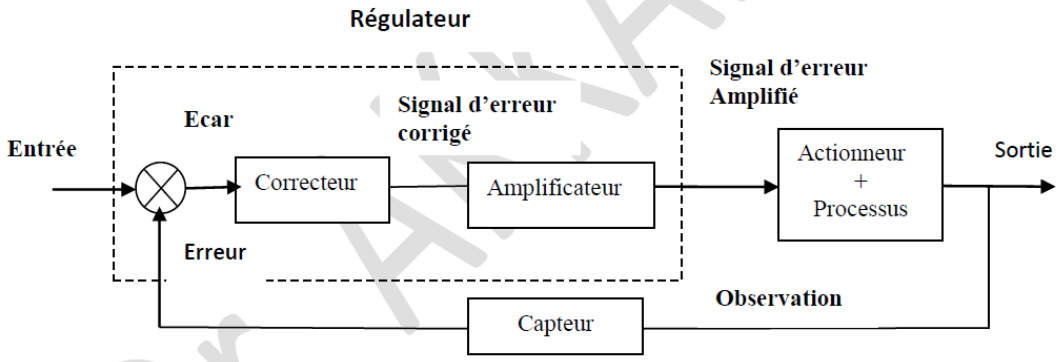


Figure II.4 : Schéma fonctionnel d'asservissement [22].

II.4 Performances d'un système asservi

Le comportement d´un système asservi est évalué suivant différents critères de performances, entre autres nous citons la stabilité, la rapidité et la précision [23].

II.4.1 Stabilité

La stabilité peut être définie par l'une des affirmations suivantes : un système linéaire est considéré comme stable lorsque sa réponse à un pas d'entrée atteint une valeur finie à l'état stationnaire, lorsque sa réponse à une impulsion tend vers zéro ou lorsque sa réponse à une onde sinusoïdale se manifeste sous la forme d'une onde sinusoïdale d'amplitude finie [23].

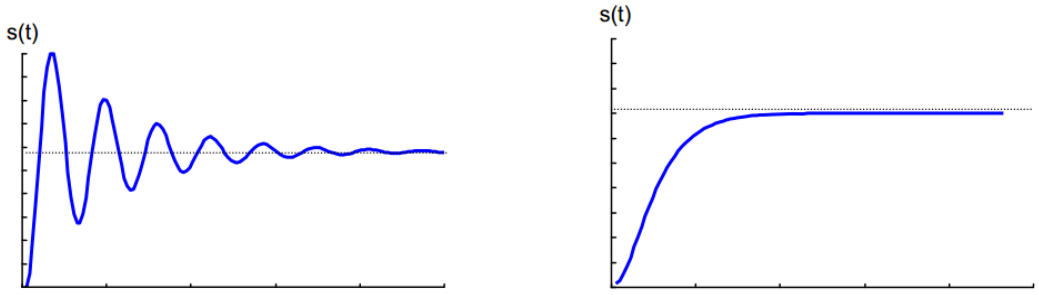


Figure II.5 : Systèmes stables converge [23].

On voit que la réponse d'un système stable tend vers une valeur bornée :

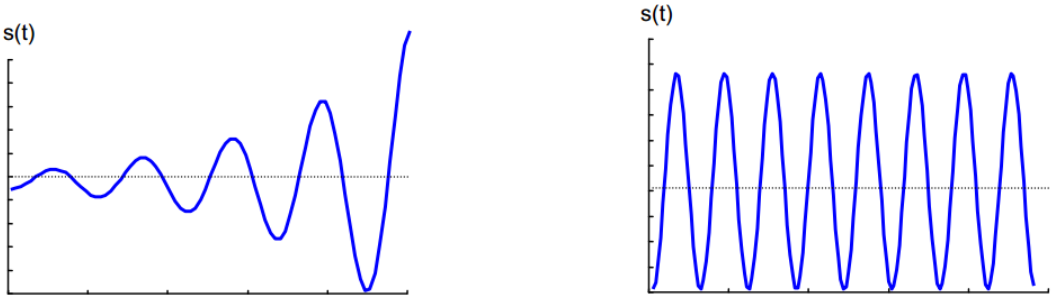


Figure II.6 : Systèmes instables [23].

II.4.2 Rapidité

Il est d'usage d'évaluer la précision d'un système régulé en comparant l'objectif atteint au résultat souhaité. La mesure de la précision d'un système régulé est possible. Le critère standard utilisé pour évaluer la vitesse est le temps de montée et le temps de réponse à 5 % de la sortie lors d'une escalade. Le schéma de la Figure (II.7) illustre la réponse du système et permet de déterminer les caractéristiques suivantes :

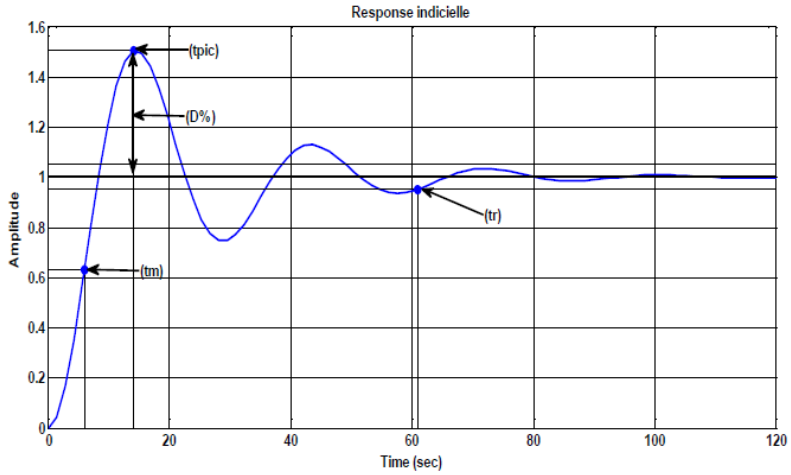


Figure II.7 : Caractérisation de la rapidité d´un système par le temps de réponse à 5% [23].

Dépassement de (D%) : exprimé en pourcentage et défini par la valeur maximale du signal de sortie par rapport à sa valeur finale.

Le temps de réponse de 5 % : représente le temps après lequel le signal de sortie peut rester continu dans un intervalle de ± 5 % autour de sa valeur finale [23].

II.4.3 Précision

Il est habituel d'évaluer la précision d'un système régulé en comparant l'objectif atteint à l'objectif requis. Par conséquent, la précision d'un système régulé est quantifiée par la disparité entre la valeur de consigne requise et la mesure dans un état stable, on distingue deux précisions :

- Précision dynamique : est caractérisée pendant le régime transitoire essentiellement pour une sollicitation en échelon de position. Elle est liée directement au degré de la stabilité (marge de gain et marge de phase).
- La précision statique : a pour but d'évoluer l'aptitude de système à suivre. Elle est caractérisée par la différence en régime permanent entre l'entrée (consigne) et la sortie (réponse), cette différence appelée écart ou erreur [23].

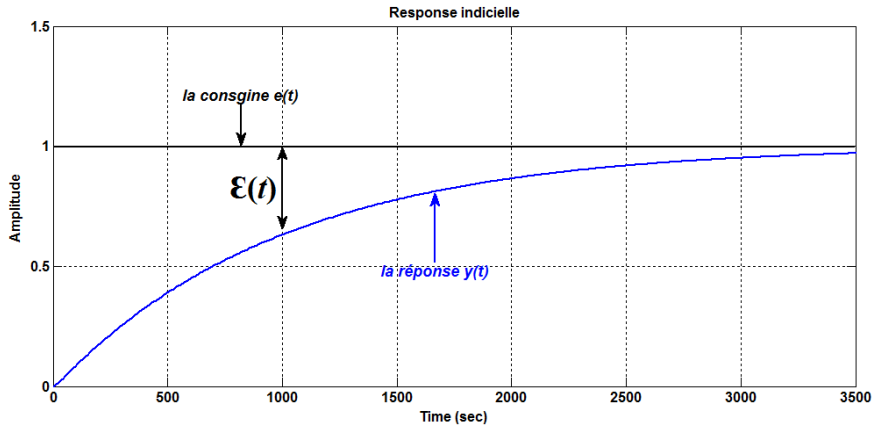


Figure II.8 : Caractérisation de la précision d´un système [23].

II.5 Régulateur PID

Le régulateur PID, également appelé correcteur PID (Proportionnel, Intégral, Dérivé), est un système de contrôle utilisé pour améliorer les performances d'un système asservi. Il combine trois composantes principales :

- Proportionnelle (P) : La composante proportionnelle agit en fonction de l'erreur actuelle entre la consigne et la mesure, produisant une action proportionnelle à cette erreur.
- Intégrale (I) : La composante intégrale prend en compte l'accumulation des erreurs passées, permettant de corriger les erreurs persistantes et d'amener le système à un état stable

❖ Dérivée (D): La composante dérivée anticipe les variations de l'erreur en fonction de sa pente, améliorant la réactivité du système et aidant à stabiliser la réponse.

Les régulateurs standards les plus utilisés dans l'industrie sont les régulateurs de la famille PID (proportionnel, intégral, dérivé), car ils permettent de régler à l'aide de ces trois paramètre les performances (amortissement, temps de réponse, dépassement...) d'une régulation d'un processus modélisé du premier ordre et du deuxième ordre. La plupart des régulateurs comportent un algorithme identique à celui désigné par un "PID"

- P : Action proportionnelle.
- I : Action intégrale.
- D : Action dérivée

II.5.1 Correcteur proportionnel (P)

Ce correcteur élémentaire est le correcteur de base, il agit principalement sur le gain du système asservi, il permet donc d'améliorer notablement la précision. Dans le cas d'un correcteur proportionnel, la loi de commande corrigée u (t) est proportionnelle à l'écart ε (t) [24].

$$u(t) = k.\varepsilon(t) \tag{II-3}$$

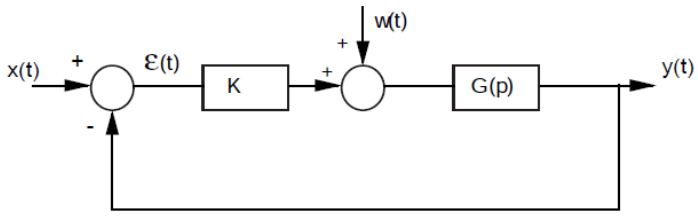


Figure II.9: Commande proportionnelle P [24].

$$c(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = k(p) \tag{II-4}$$

L'effet d'une augmentation du gain entraîne une diminution de l'erreur statique, et rend le système plus rapide mais engendre l'instabilité du système en cas d'augmentation exagérée du gain.

❖ **Rôle du contrôleur P**

Le rôle de l'action proportionnelle est de minimiser l'écart ε entre la consigne et la mesure de la sortie et de réduire le temps de montée et le temps de réponse.

Une augmentation du gain proportionnel K_P entraine une diminution de l'erreur statique et permet d'accélérer le comportement global de la réponse en boucle fermée. Cependant, une valeur trop élevée du gain, donne lieu à des grandes oscillations et même engendrer l'instabilité du system en boucle fermée.

II.5.2 Correcteur Proportionnel – Intégral

L'action proportionnelle est une fonction qui fait varier le signal de sortie du régulateur proportionnellement à l'écart entre la mesure et la consigne. Le correcteur intégral est fréquemment combiné au correcteur proportionnel pour améliorer le régime permanent et le régime transitoire. Cette combinaison est appelée correcteur proportionnel-intégral.

Le coefficient de proportionnalité, appelé gain du régulateur, est obtenu par le réglage du paramètre du régulateur [24].

L'équation dans le domaine temporel de ce correcteur est écrite par l'expression :

$$u(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + k_i \cdot \int_0^t \varepsilon(t)\, dt \qquad \text{(II-5)}$$

Où e(t), u (t), k_p, k_i et désignent respectivement l'erreur à l'instant t, la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert du contrôleur correspondante est donnée par :

$$C(p) = k_p + \frac{k_i}{p} = k_P \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot p}\right) \qquad \text{(II-6)}$$

Avec

$$K_i = \frac{k_P}{T_i}$$

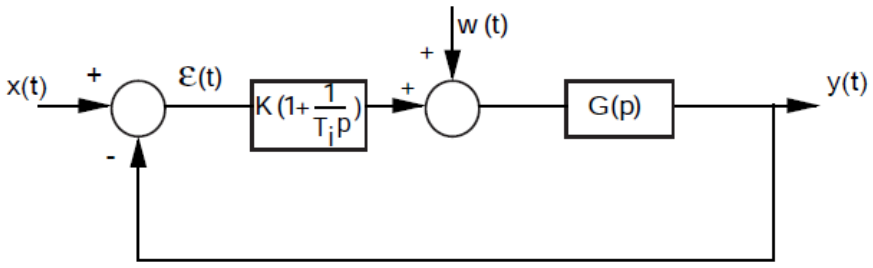


Figure II.10 : Commande proportionnelle-intégrale PI [24].

L'introduction d'un correcteur PI permet d'améliorer la précision et de rejeter les perturbations de type échelon. Par contre, ce type de correcteur possède certaines limitations sur l'amélioration de la rapidité et peut même introduire une instabilité du système en boucle fermée [25].

❖ **Rôle du contrôleur PI**

Pour un régulateur intégral pur, le régime dynamique est relativement long. D'un autre côté le régulateur proportionnel réagit immédiatement aux écarts de réglage mais il n'est pas en mesure de supprimer totalement l'erreur statique. La combinaison des actions proportionnelle et intégrale permet d'associer l'avantage du régulateur P, c'est-à-dire la réaction rapide à un écart de réglage à l'avantage du régulateur I qui est la compensation totale de l'écart entre la consigne et la mesure [25].

II.5.3 Régulateur Proportionnel – 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. La solution permettant de minimiser cet inconvénient est de le combiner au correcteur proportionnel [24] [26].

Nous représentons le correcteur PD dans le domaine du temps par l'équation suivante:

$$u(t) = \varepsilon(t) \cdot k_P + k_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad \text{(II-7)}$$

k_d :Gain de l'action dérivée.

La fonction de transfert correspondante est :

$$C(p) = k_P + k_d p = k_P(1 + T_d \cdot p) \quad \text{(II-8)}$$

Avec :$k_q = k_P . T_d$

Ce type de correcteur possède la structure suivante :

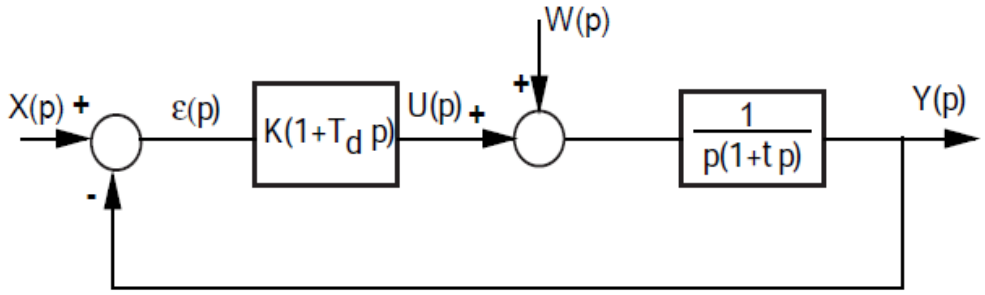


Figure II.11: Commande Proportionnelle-Dérivée PD [24].

Cette action n'a pas d'effet que lorsqu'il y a variation de l'erreur, elle n'a aucun effet sur le fonctionnement en régime permanent. Les correcteurs PD permet donc d'améliorer le régime transitoire [25].

❖ **Rôle d'un contrôleur proportionnel-dérivé (PD)**

L'objectif d'un système est d'accélérer la réponse et d'améliorer sa stabilité. La fonction du contrôleur PD consiste à fournir un signal de commande qui est proportionnel au signal d'erreur (la différence entre le point de consigne souhaité et la valeur réelle) et à inclure un terme dérivé qui est proportionnel au taux de variation du signal d'erreur. Cette décision dérivée permet de prédire le comportement à venir du système en se basant sur le taux de variation actuel de l'erreur, ce qui permet une réponse plus rapide aux modifications du système. Le contrôleur PD se révèle être particulièrement performant dans les systèmes où une réponse rapide est nécessaire afin de garantir la stabilité et d'atteindre les performances aspirées [27].

II.5.4 Correcteur Proportionnel - Intégral– Dérivé

Les termes proportionnel et intégral peuvent amener un dépassement de la consigne et des oscillations. Cela implique pour le moteur par exemple des inversions de polarité, ce qui est loin d'être idéal. Pour limiter ce phénomène indésirable, on introduit un troisième élément qui est le terme dérivé. Son action va dépendre du signe et de la vitesse de variation de l'erreur, et sera opposée à l'action proportionnelle. Elle devient prépondérante aux abords de la valeur demandée lorsque l'erreur devient faible, que l'action du terme proportionnel faiblit et que l'intégrale varie peu : elle freine alors le système, limitant le dépassement et diminuant le temps de stabilisation [28].

Le schéma général de la boucle fermée est donné par :

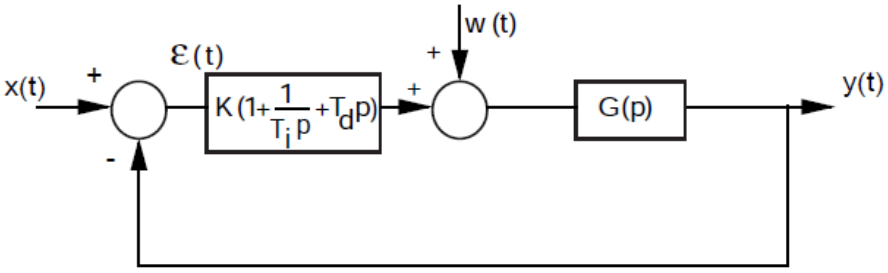


Figure II.12 : Commande PID 24].

L'intérêt du correcteur PID est d'intégrer les effets positifs des trois correcteurs précédents. La détermination des coefficients Kp, Ki, Kd du correcteur PID permet d'améliorer à la fois la précision (Kp et Kd), la stabilité (Kd) et la rapidité (Kp, Kd).

Le réglage d'un PID est en général assez complexe, des méthodes pratiques de réglages permettent d'obtenir des bons résultats [35]. Il est régi par la relation suivante :

$$u(t) = k_P \cdot \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t)\, dt + k_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \qquad \text{(II-9)}$$

Avec : $T_d = \frac{k_d}{k_P}$ et $T_i = \frac{k_P}{k_i}$

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$C(p) = k_P \cdot \frac{k_i}{p} . k_d \cdot p = k_P \left(1 + T_d \cdot p + \frac{1}{T_i \cdot p}\right) \quad \text{(II-10)}$$

En général, on a les qualités suivantes du correcteur PID

- L'action proportionnelle est souvent utilisée pour la rapidité du système bouclé.
- L'action intégrale est employée pour améliorer l'erreur en régime permanent.
- L'action dérivée assure l'amélioration de la stabilité.

Rôle du contrôleur PID

L'association des trois actions proportionnelle, intégrale et dérivée donne lieu au régulateur Proportionnel Intégral Dérivé (PID), il permet de régler à l'aide de ses trois paramètres les performances (amortissement, précision, temps de réponse, ...) d'un processus modélisé par un modèle de deuxième ordre. L'action conjuguée PID permet alors une régulation optimale en associant les avantages de chaque action : la composante P réagit à l'apparition d'un écart de réglage, la composante D s'oppose aux variations de la grandeur réglée et stabilise la boucle de régulation et la composante I élimine l'erreur statique.

II.6 Différences structures du PID

Différentes possibilités d'associations des modules P, I et D existent. Ces structures sont fonctionnellement équivalentes, et il est facile de convertir les coefficients utilisés dans l'une pour obtenir ceux d'une autre. Les trios configurations les plus utilisées sont [29] :

II.6.1 Structure série

Dans cette configuration, les actions proportionnelles (P), intégrales (I) et dérivées (D) sont calculées et combinées séquentiellement. Pour élaborer, la sortie du terme proportionnel est introduite dans le terme intégral, et la sortie résultante des termes combinés (P + I) est ensuite transmise au terme dérivé. La somme finale (P + I + D) constitue la sortie de commande globale du contrôleur [29].

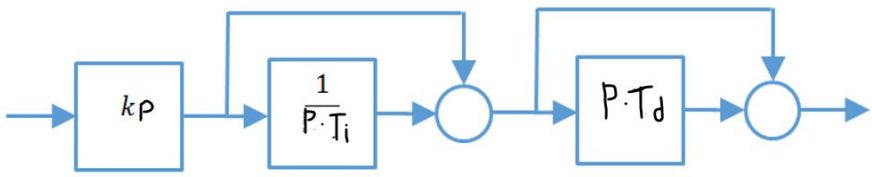


Figure II.13 : Structure série [40].

La transformée de Laplace de la loi de commande est de la forme :

$$C(\mathrm{p}) = \mathrm{k_p}.\varepsilon(p).\left(\mathrm{k_i}\cdot\frac{1}{\mathrm{p}}\right)(k_d \cdot p) \qquad \text{(II-11)}$$

II.6.2 Structure parallèle

Dans cette configuration, les actions P, I et D sont calculées indépendamment puis combinées pour former la sortie de commande. Chaque action influence directement le résultat final [29].

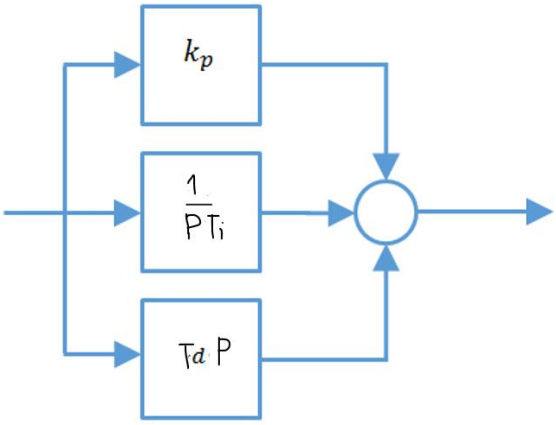


Figure II.14 : Structure parallèle [40].

La loi de commande est de la forme :

$$C(t) = k_P\varepsilon(t) + k_i\int_0^t \varepsilon(t)\,dt + k_d\cdot\frac{d\varepsilon(t)}{dt} \qquad \text{(II-12)}$$

Soit d'après la transformée de Laplace :

$$C(p) = k_P\varepsilon(p) + k_i\frac{\varepsilon(p)}{p} + k_d\cdot p \qquad \text{(II-13)}$$

II.6.3 Structure mixte :

Cette configuration fusionne les éléments des configurations série et parallèle. Généralement, l'action proportionnelle est appliquée en série, tandis que les actions intégrales et dérivées sont appliquées en parallèle et combinées avant d'être ajoutées à la sortie du terme proportionnel [29].

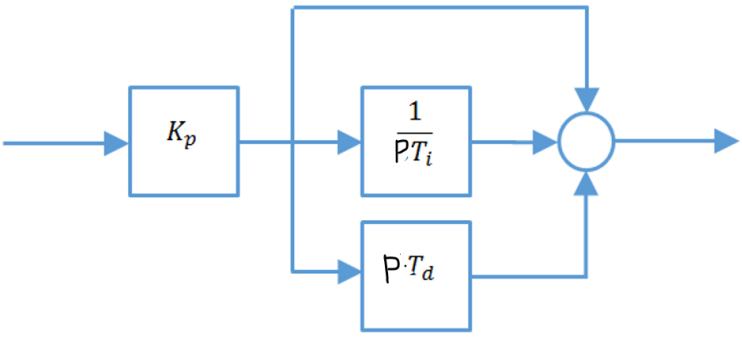


Figure II.15 : Structure Mixte [40].

Soit d'après la transformée de Laplace, La loi de commande est de la forme :

$$C(p) = \mathrm{k_P}\varepsilon(\mathrm{p}) \cdot \left(\mathrm{k_i} \cdot \frac{1}{\mathrm{p}} + k_d \cdot p\right) \qquad \text{(II-14)}$$

II.7 Méthodes de synthèse du régulateur PID

Les méthodes de synthèse du contrôleur PID consistent en des méthodes permettant de déterminer les paramètres du contrôleur PID (dérivée proportionnelle et intégrale) pour optimiser les performances des systèmes d'asservissement. Ces méthodes visent à ajuster les actions proportionnelles, intégrales et dérivées (K_P, Ti et T_d) pour obtenir une réponse appropriée du système en termes de précision, de stabilité et de rapidité. Il existe de nombreuses façons d'installer le contrôleur, nous en choisirons quelques-unes pour les expliquer:

II.7.1 Commande par modèle interne

La commande par modèle interne (IMC) s'avère être une approche intéressante. En fait, le modèle de régulateur interne est destiné à spécifier des régulateurs en boucle ouverte qui facilitent l'installation d'un contrôleur en boucle fermée. On obtient alors un contrôleur PID issu du système de contrôle du modèle interne avec un seul paramètre de réglage, d'où la simplicité de la méthode [30].

II.7.2 Principe de la méthode de commande à modèle interne

Le schéma de base de la commande IMC est donné par la Figure (II.16):

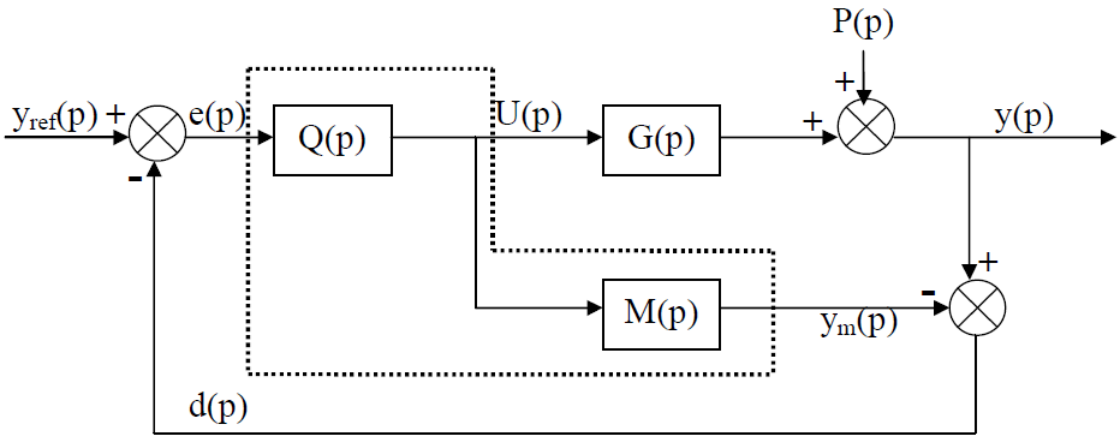


Figure II.16 : Structure de commande par modèle interne [31].

Dans la structure du modèle interne illustrée à la Figure (II.16), les sorties du modèle sont soustraites des sorties du processus. Si l'on suppose que le modèle est parfait et que le système n'est exposé à aucune perturbation, alors le signe de la différence entre les sorties du processus et les sorties du modèle est nul. Le système de contrôle dans ce cas peut être considéré comme fonctionnant en boucle ouverte, et donc les observations suivantes peuvent être tirées :

- Les problèmes de stabilité rencontrés dans les épisodes classiques disparaissent. Un système toroïdal n'est stable que si le procédé et le régulateur IMC sont stables
- Le rôle du régulateur est donc de « renverser le modèle ». Cependant, il ne présente pas les inconvénients d'une boucle ouverte pure car le signal de différence entre la sortie du processus et le signal du modèle permet d'ajuster le point de consigne de manière appropriée.

En effet lorsqu'il n'y'a pas de perturbation, nous n'avons pas besoin de la boucle de contre réaction. Par contre, lorsque $y(P) \neq y_m(P)$ pour une raison ou pour une autre (en présence de perturbation en particulier), la contre réaction est activée et le contrôleur IMC réagi pour annuler cet écart, c'est la commande en boucle fermée**.**

Pour cette raison la conception du modèle interne se fait par la méthode de Frank [31].

II.7.2.1 Méthode de Frank

On fait l'hypothèse que le modèle interne est parfait [32] :

$$G\,(P) \;=\; G_m(P) \qquad \text{(II-15)}$$

La méthode de Frank se décompose en trois étapes :

- **Etape 1 :**

On décompose le modèle **(P)** du procédé sous la forme statique d'un produit de deux facteurs, le premier $G_m^+(P)$ dont le gain doit être $G^+(0)=1$ contenant les retards purs et les zéros à partie réelle positive et le deuxième $G^-_m(p)$ qui contient le reste de la fonction de transfert. (Partie inversible de $G_m(P)$).C

$$G_m(P) \;= G^-_m(P)\, G^+_m(P) \qquad \text{(II-16)}$$

- **Etape2 :**

On retient seulement $G^-_m(P)$ pour écarter les retards et les zéros à partie réelle positivent et on filtre l'inverse de $G^-_m(P)$ pour rendre le correcteur causal. La fonction de transfert du correcteur réel est alors :

$$C_{\text{im}}(\text{p}) = \frac{1}{\text{G}^{-}\text{m(P)}}\text{f(p)} \quad \text{(II-17)}$$

Où f(s) est un filtre, il est introduit pour résoudre le problème de causalité, en général il prend la forme :

$$\text{f(p)} = \frac{1}{(1+\tau_{bf}\text{P})\text{n}} \quad \text{(II-18)}$$

Où τbf est la constante de temps que l'on souhaite imposer à la réponse du système en boucle fermée.

L'exposant n est choisi de telle sorte à avoir un correcteur C_{imc}(P) causal (le degré de dénominateur est supérieur ou égal au degré de numérateur).

- **Etape 3 :**

Si on souhaite utiliser le schéma de commande classique, le régulateur C(P) donnant les mêmes performances que le contrôleur IMC est calculé par l'expression :

$$C(p) = \frac{C_{\text{im}}(P)}{1 - C_{\text{im}}(P)\, G_{\text{m}}(P)} \quad \text{(II-19)}$$

II.7.3 Exemples de simulation

Afin d'illustrer la méthode de synthèse du contrôleur PID en utilisant le schéma de commande IMC, on considère les exemples suivants :

- ❖ **Exemple 1 :**

Soit le système modélisé par la fonction de transfert :

$$\text{G(P)} = \frac{3}{1 + 5\text{P}}$$

La synthèse du contrôleur C(P) se fait ainsi :

Selon l'étape (1), G (P) est factorisé comme suit :

$$G(P) = G^{+}(P)\, G^{-}(P)$$

$G^{+}(P) = 1$

$$G^{-}(P) = \frac{3}{1 + 5P}$$

On prend le modèle de référence est :

$$f(P) = \frac{1}{1 + 2P}$$

Selon l'étape 2 de la méthode de commande à modèle interne, le correcteur IMC est :

$$\text{Cimc (p)} = \frac{1}{\text{G}^{-}\text{(p)}}\text{f(p)} = \frac{1 + 5\text{p}}{3(1 + 2\text{p})}$$

L'équivalence avec la structure classique donne :

$$C(p) = \frac{C_{im}(p)}{1 - C_{im}(p)\,G(p)}$$

$$C(p) = \frac{1 + 5p}{12}$$

$$C(p) = \frac{5}{12}\left(1 + \frac{1}{5p}\right)$$

$$kp = \frac{5}{12}$$

$$Ti = \frac{1}{5}$$

Le modèle de simulation utilisé pour tracer l'évolution de la sortie est donné par la Figure (II.17):

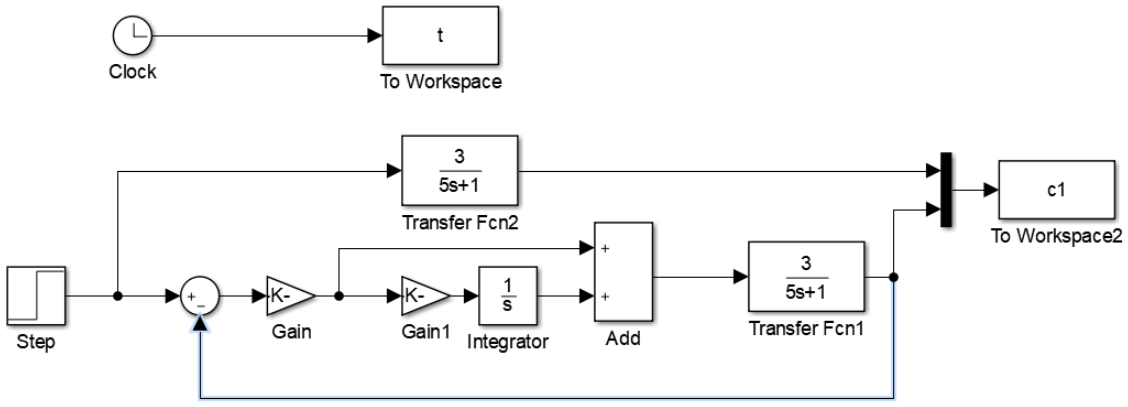


Figure II.17 : Modèle de simulation.

La réponse obtenue en boucle fermée et en boucle ouverte est donné par la Figure (II.18) pour U_a=220V:

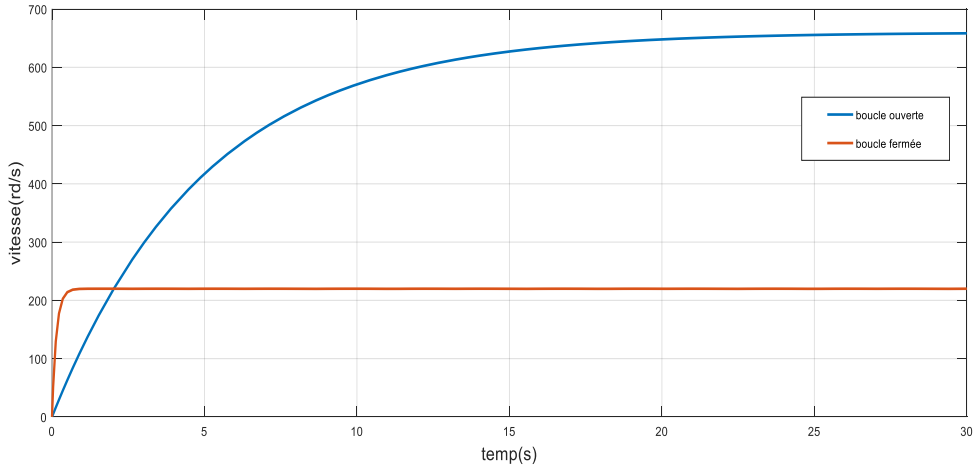


Figure II.18 : Réponses indicielles du G (p) en boucle fermée et boucle ouverte.

On remarque sur la figure(II.18) que la réponse du système en boucle fermée est plus rapide que l'évolution de la réponse en boucle ouverte, et cela est dû à l'effet de la valeur de τbf choisie plus petite par rapport à la constante de temps de système en boucle ouverte.

- **Exemple 2 :**

Soit le système modélisé par la fonction de transfert :

$$G(p) = \frac{2-p}{1+p}$$

Selon l'étape (1), on factorise G4 (s) en deux parties :

$$G(p) = G^{+}(p)\, G^{-}(p)$$

$G^{-}(p) = \frac{1}{1+p}$: Partie inversible du modèle

$G^{+}(p) = 2 - p$: Partie non inversible du modèle

Pour écrire : $G^{+}(0) = 1$

Donc **:** $G^{+}(p) = \frac{2-p}{2}$

On choisit le modèle de référence comme suit :

$$f(p) = \frac{1}{1+0.5p}$$

Selon l'étape 2 de la méthode de commande à modèle interne, le correcteur IMC est :

$$\mathrm{C_{im}} = \frac{1}{\mathrm{G^{-}(p)}}\,\mathrm{f(p)}$$

$$C_{\mathrm{im}} = \frac{1+p}{2}\,\frac{1}{1+0.5p} = \frac{1+p}{2+p}$$

D'après l'équivalence entre la structure classique et IMC :

$$C(p) = \frac{C_{\mathrm{im}}(p)}{1 - Ci_{\mathrm{im}}(p)G(p)} = \frac{\frac{(2+p)}{(1+p)}}{1 - \frac{2-p}{1+p}}$$

$$C(p) = \frac{1+p}{2p} = \frac{1}{2}\,(1 + \frac{1}{p})$$

Le modèle de simulation utilisé pour tracer l'évolution de la sortie est donné par la Figure (II.19):

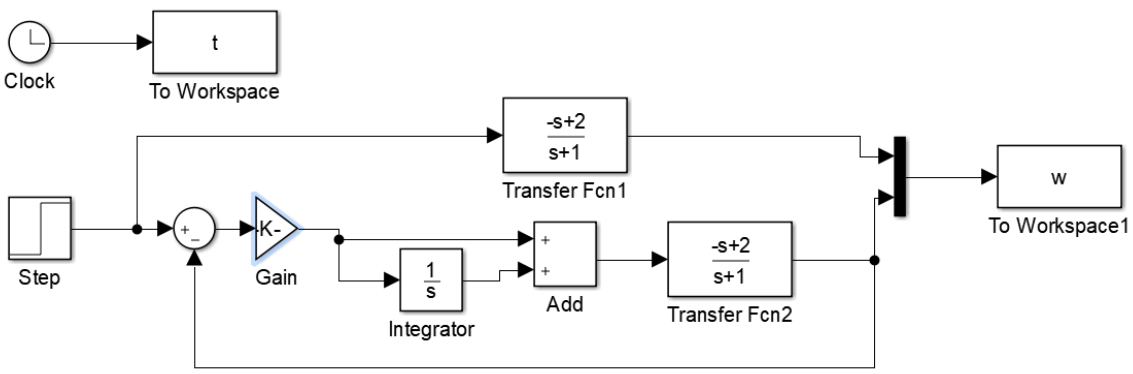


Figure II.19 : Modèle de simulation.

La réponse obtenue en boucle fermée et en boucle ouverte est donné par la figure suivante :

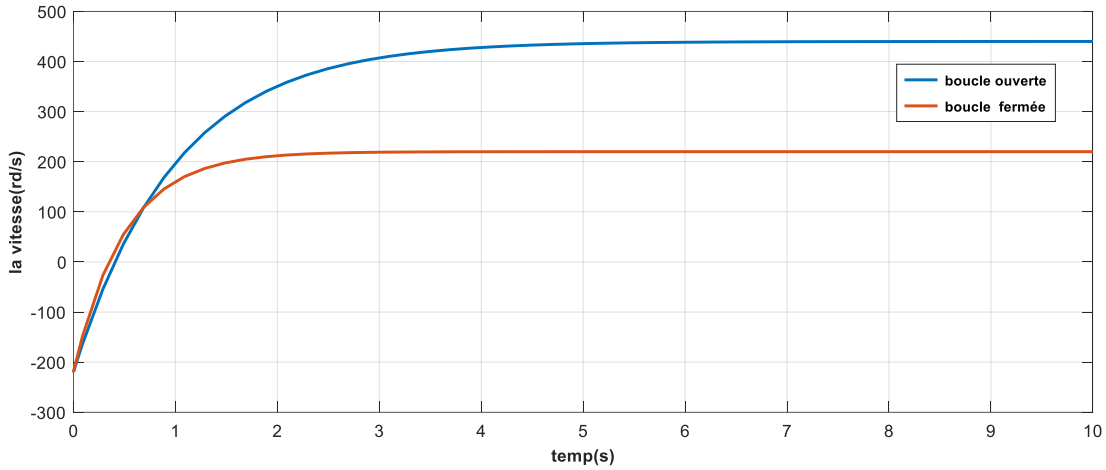


Figure II.20 : Réponse indicielle du G (p) en boucle fermée et en boucle ouverte.

La Figure (II.20) montre que le contrôleur PI calculé en utilisant la méthode IMC ramène la sortie du système à l'entrée désirée avec une dynamique plus rapide par rapport à la boucle ouverte.

II.8 Méthode de Ziegler-Nichols

En 1942, Ziegler et Nichols ont expliqué des procédures mathématiques simples pour le réglage PID. Ces procédures sont maintenant reconnues comme étant la norme dans la pratique des systèmes de commande [38].

Ziegler et nichols ont proposé deux méthodes de réglage en boucle ouverte et en boucle fermée dans notre travail on s'intéresse à la première approche. (II.21)

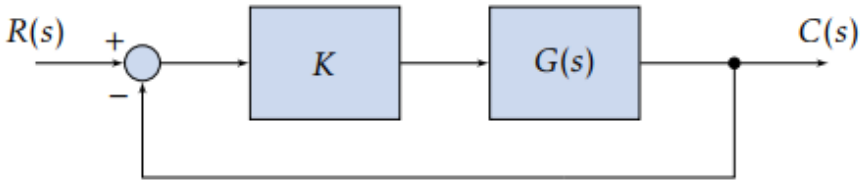


Figure II.21 : Système sous étude : Ziegler-Nichols.

II.8.1 Réponse indicielle en boucle ouverte

Elle s'applique aux systèmes stables qui ont une réponse apériodique. Afin d'obtenir les paramètres du régulateur PID du système en boucle ouverte sans intégrateur, il suffit d'enregistrer la réponse indicielle du système seul sans correcteur à une entrée échelon, puis tracé la tangente au point d'inflexion de la courbe. On mesure le temps T_g qui est l'intersection de la tangente avec le signal d'entré et le retard T_u correspondant respectivement à l'intersection de la tangente au point d'inflexion avec l'axe des abscisses, puis on déduit la valeur de $Ta = Tg - Tu$ (Figure II.22), et K gain statique [38].

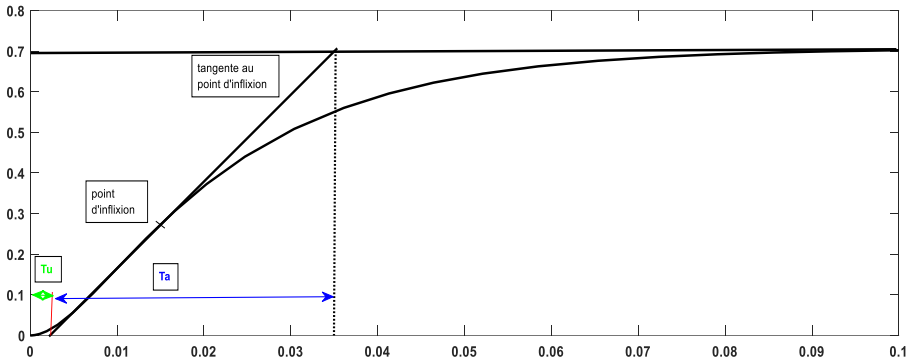


Figure II.22 : Caractérisation de la réponse indicielle dans la méthode Ziegler-Nichols en BO.

Les paramètres du régulateur sont donnés dans le tableau (II.1) :

Type	Kp	Ti	Td
P	$\frac{Ta}{k\,T_u}$	-	-
PI	$\frac{0.9\,Ta}{k\,T_u}$	3 Tu	-
PID	$\frac{1.2\,Ta}{k\,T_u}$	2 Tu	0.5 Tu

TableauII.1 : Paramètres du régulateur PID, obtenus par la méthode de Ziegler-Nichols en boucle ouverte [39].

II.9 Commande par la méthode Cohen et Coon

La méthode Cohen-Coon n'est pas adaptée pour toutes les applications. Elle peut être utilisée que pour les processus auto réglés. La plupart des boucles de commande, comme le débit, la température, la pression, la vitesse et la composition, sont, du moins d'une certaine mesure, des processus autorégulateurs. (D'autre part, le processus d'intégration le plus courant est une boucle de contrôle du niveau). Pour appliquer les règles de réglage Cohen-Coon, on va effectuer un test de sortie du système Figure(II.23) et obtenir les paramètres suivants [37] :

- Tau = est la différence de temps entre l'intersection à la fin du retard/temps et le variable processus atteignant 63% de sa variation totale.
- Gain gp = gain statique
- T_d = différence de temps et l'intersection de la ligne tangentielle

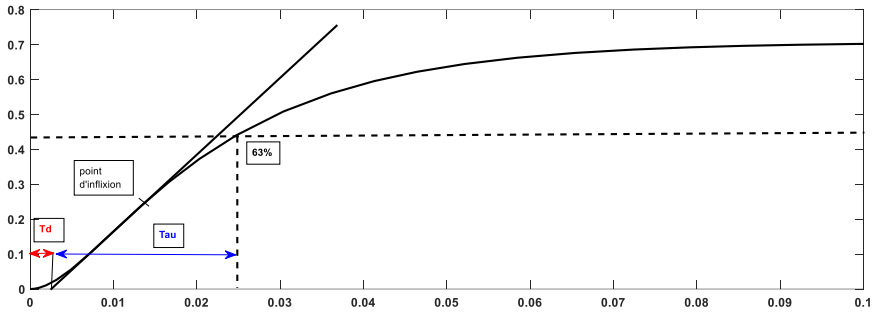


Figure II.23: Réponse de fonction de transfert du système.

On utilise les valeurs du tableau II.2 des règles de Cohen Coon modifiée. Pour calculer les paramètres des contrôleurs.

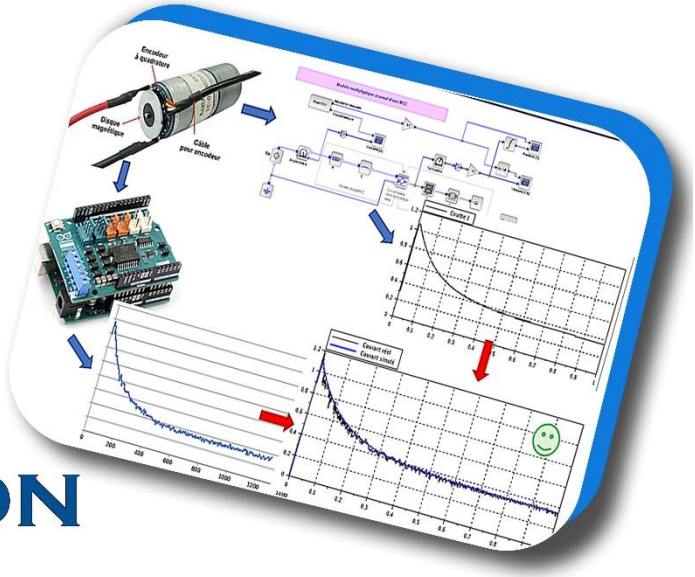
Type	k_p	Ti	Td
P	$\frac{1.03}{g_p}(\frac{t_{ou}}{t_d}+0.34)$	∞	-
PI	$\frac{0.9}{g_p}(\frac{t_{ou}}{t_d}+0.092)$	$3.33t_d\frac{t_{ou}+0.092t_d}{t_{ou}+2.22t_d}$	-
PID	$\frac{1.35}{g_p}(\frac{t_{ou}}{t_d}+0.185)$	$2.5t_d\frac{t_{ou}+0.185t_d}{t_{ou}+0.611t_d}$	$0.37t_d\frac{t_{ou}}{t_{ou}+0.185t_d}$

TableauII.2 : Paramètres de réglage de la méthode Cohen Coon [37].

II.10Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les notions de base de la commande relative aux asservissements par PID, la structure de réglage classique avec une définition des régulateurs les plus utilisés (P, PI, PD et PID) ainsi que leur principe de fonctionnement détaillé. Après nous avons cité quelques méthodes de conception du régulateur PID et présenté brièvement la plus utilisés comme la commande par modèle interne.

Chapitre 03



Modélisation et simulation de la machine à courant continu

III Modélisation et simulation de la machine à courant continu

III.1 Introduction

La simulation et la modélisation des machines à courant continu revêtent une importance capitale dans le domaine du génie électrique, car elles permettent d'examiner leurs performances dynamiques et d'évaluer diverses méthodologies de commande. Cette recherche explore les subtilités de la modélisation et de la simulation d'une machine à courant continu, en mettant particulièrement l'accent sur ses attributs opérationnels et sa réponse dynamique [33].

Par la suite, une exploration de la technique de commande par modèle interne sera menée. La méthode IMC présente une stratégie fiable et efficace pour concevoir des approches de commande optimales pour les systèmes présentant des caractéristiques dynamiques. L'application de cette méthode au modèle de machine à courant continu facilitera la formulation de techniques de contrôle précises et efficaces.

Dans ce présent chapitre nous détaillerons notre approche méthodologique, en mettant en lumière les étapes de modélisation, de simulation et de conception de la commande par méthode IMC pour commander la vitesse de la machine à courant continu.

III.2 Moteur à excitation séparée

Notons d'abord que dans notre modélisation nous allons utiliser le moteur à courant continu afin d'établir les équations et ce qui s'en suit. Du fait que, par des changements de connexions entre l'induit et l'inducteur, on aboutit aux autres types de MCC (par rapport à l'excitation) et que les MCC sont réversibles, nous pourrons donc obtenir les autres modèles moyennant des modifications à partir du premier [33].

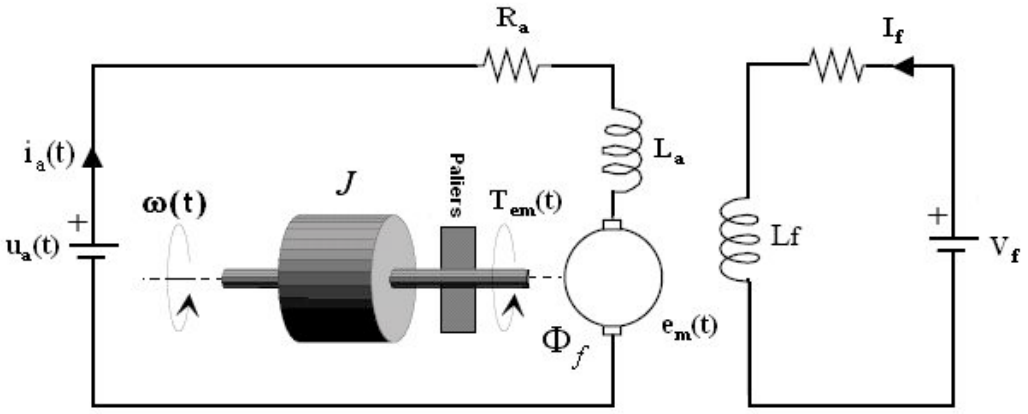


Figure III.1: Schéma électrique d'une machine à excitation séparée [33].

Le schéma technologique d'une MCC est représenté sur la Figure(III.1) suivante :

Les signaux y intervenant sont les suivants :

Avec :

U_e: Tension d'inducteur [V]

R_e: Résistance de l'inducteur [Ω]

I_e: : Courant d'inducteur [A]

L_e: : Inductance de l'inducteur [H]

U_a: Tension d'induit [V]

I_a: : Courant d'induit [A]

R_a : Résistance de l'induit[Ω]

L_a : Inductance de l'induit [H]

ω: Vitesse de rotation (tr/min)

T_r: Couple résistant ($N.m$)

E :. force électromotrice [V]

T_{em} : Le couple électromagnétique ($N.m$)

III.3 Caractéristiques du Moteur à excitation séparée

L'un des avantages d'un moteur à courant continu avec excitation indépendante est une large plage de réglage de la vitesse. En raison de sa grande sensibilité aux changements de tension induite et de son indépendance par rapport à la charge, il peut être couplé à de faibles charges sans courir de risque de surcharge. Son couplage est assez élevé à basse vitesse et est relié au courant d'induction, ce qui explique ses performances dynamiques extrêmement élevées. Il est impératif de baisser le courant de démarrage afin d'éviter une surchauffe du circuit d'induction. Le moteur fondamental des asservissements de position est utilisé aussi bien pour les petites que pour les grandes puissances. Les principales caractéristiques du moteur à excitation séparée sont présentées sur la Figure (III-2) [34].

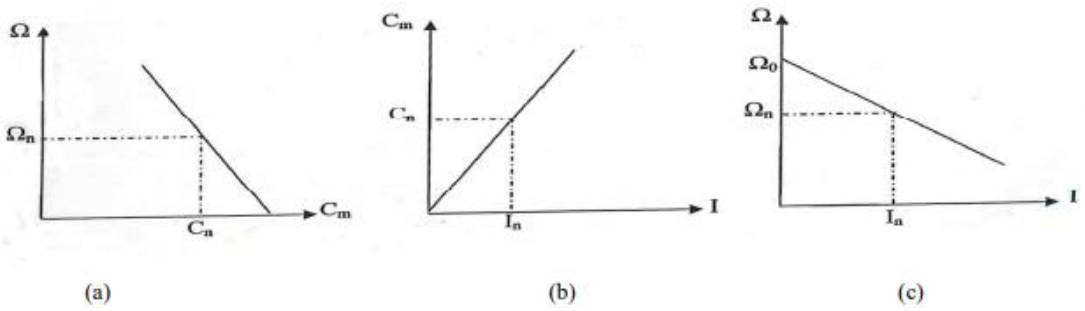


Figure III.2 : Caractéristique du moteur à excitation séparée.

a. Caractéristique mécanique du moteur à excitation séparée : caractéristique mécanique d'un moteur à excitation séparée représente la relation entre le couple (C) développé par le moteur et sa vitesse de rotation (N)
b. Caractéristique électromécanique du moteur à excitation séparée. La caractéristique électromécanique d'un moteur à excitation séparée montre la relation entre la vitesse de rotation (N) et la force contre-électromotrice (E) générée par le moteur
c. Caractéristique de vitesse en fonction de courant du moteur à excitation séparée : La caractéristique de vitesse en fonction du courant d'un moteur à excitation séparée illustre la relation entre la vitesse de rotation (N) et le courant d'induit (I).

III.4 Modélisation mathématique d'un MCC

Le fonctionnent du MCC est régi par les équations physique découlent de ses caractéristiques électriques, mécaniques et magnétiques [33].

D'après la loi de Newton, combiné à des lois de Kirchhoff, On peut écrire les équations différentielles de premiers ordres suivantes :

III.4.1 Equations électriques

Prenant en compte la résistance R_a et l'inductance La du circuit d'induit, du collecteur, des balais et des connexions, et en les supposant toutes deux constantes (pas de variation due à l'échauffement ni à la saturation magnétique), l'équation de tension l'induit et l'inducteur S'écrit [34] :

- **Equation de l'induit:**

$$L_a \frac{di_a(t)}{dt} = -R_a i_a - E + U_a \qquad \text{(III-1)}$$

III.4.2 Equations électromécaniques

La tension induite E, appelée f.é.m. ("force électromotrice" dans l'optique de l'exploitation en générateur) est proportionnelle à la vitesse angulaire ω (*t*) et au flux inducteur ϕ(t)

$$E = K\phi\omega(t) \quad \text{(III-2)}$$

$$K\phi = K_{\mathrm{m}} \quad \text{(III-3)}$$

Donc

$$E(t) = K_{\mathrm{m}}\omega(t) \quad \text{(III-4)}$$

Km : Constante du moteur [V / rd.s-1].

ϕ: Flux d'excitation [weber].

III.4.3 Equations mécaniques

Le moteur en rotation est décrit par l'équation (de la dynamique) d'équilibre suivante

$$T_{\mathrm{em}} - T_{\mathrm{r}} = f\,\omega + j\frac{d\omega}{dt} \quad \text{(III-5)}$$

Avec :

j : Moment d'inertie de l'ensemble moteur-charge [N.m].

f: Coefficient de frottement visqueux moteur-charge [N.m. rd/s].

ϕ_f: Flux magnétique de l'inducteur [weber].

- **Equation de couple :**

On l'obtient à partir de la puissance électromagnétique :

$$P = T_{\mathrm{em}}\omega = EI_a = K\phi\omega I_a \quad \text{(III-6)}$$

Ce qui donne:

$$T_{em} = K\phi\dot{I}_a \quad \text{(III-7)}$$

Voilà en somme les équations régissant le fonctionnement du moteur. Mais pour mieux les exploiter, nous allons utiliser leurs transformées de Laplace.

III.5 Transformée de Laplace

Le modèle complet du Machine à courant continu à excitation séparé constante par :

$$\begin{cases} L_a \frac{di_a(t)}{dt} = -R_a i_a(t) - E_a(t) + u_a(t) \\ j\frac{d\omega}{dt} = K_m \dot{l}_a(t) - T_r(t) - f\omega\,(t) \\ E(t) = k_{\mathrm{m}}\omega(t) \\ T_{em} = K_{\mathrm{m}}\dot{l}_a \end{cases} \quad \text{(III-8)}$$

En appliquant la transformée de Laplace au système d'équations (III-8) (avec les conditions initiales nulles), on obtient :

$$\begin{cases} \mathrm{L_a}[\mathrm{pI_a}\,(\mathrm{p})] = -\mathrm{R_a I_a}(p) - \mathrm{E_a}(p) + \mathrm{U_a}(p) \\ J[\mathrm{p}\omega\,(\mathrm{p})] = \mathrm{K_m I_a}(p) - \mathrm{T_r}(p) - f\omega(p) \\ E(p) = k_{\mathrm{m}} \cdot \omega(p) \\ T_{em} = K_{\mathrm{m}}\dot{l}_a \end{cases} \quad \text{(III-9)}$$

III.6 Equations de la machine à courant continu

On extrait des équations précédentes l'équation du courant I_a (p) en fonction de la tension U_a (p), et l'équation de la vitesse ω (p) en fonction du courant I_a (p) on trouve les équations suivantes :

$$\begin{cases} I_a(p) = (\frac{1}{L_a p + R_a})(\mathrm{U_a}(p) - M_{fd} I_f \omega(p)) \\ \omega(p) = (\frac{1}{jp+f})(K_{\mathrm{m}}(p)\mathrm{I}_a(p) - \mathrm{T_r}(p)) \end{cases} \quad \text{(III-10)}$$

On considère l'excitation séparée constante, ce qui donne le courant d'inducteur (Ie) constant, on obtient alors:

$$\begin{cases} I_a(p) = (\frac{1}{L_a p + R_a})(\mathrm{U_a}(p) - K\omega(p)) \\ \omega(p) = (\frac{1}{jp+f})(K(p)\mathrm{I}_a(p) - \mathrm{T_r}(p)) \end{cases} \quad \text{(III-11)}$$

A partir des équations (III-13), on construit le modèle de simulation de la machine à courant continu donné par la Figure :

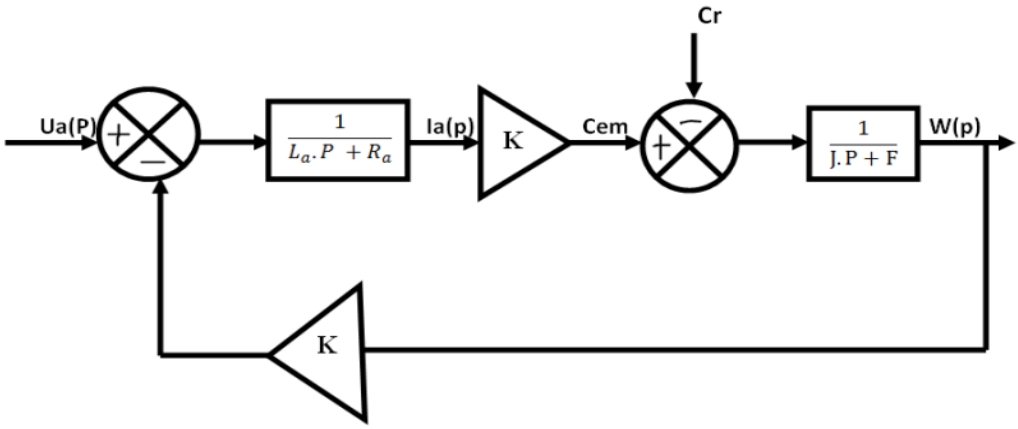


Figure III.3 : Modèle de simulation de la mcc.

III.6.1 Paramètres de la machine à courant continu

Les valeurs des paramètres de la machine, étudiée dans ce projet, sont listées dans le Tableau :

Tableau III.1 : paramètres de la machine.

Tension d'induit	Ua=220 V
Résistance d'induit	R_a =1.35 Ω
Inductance de l'indui	L_a=0.0059 H
Tension d'inducteur	U_e =110 V
Résistance d'inducteur	R_e= 65.15Ω
L'inductance d'inducteur	L_e= 8.35 H
250H Inertie des masses tournantes	j= 0.036 kg.m^2
Couple nominal	T_r=12 N.m
Inductance mutuelle entre l'induit et l'inducteur	M_{fd} = 0.6 H
Coefficient du frottement	f= 0.0045 N.m.s
coefficient du couple	K=1.41

III.7 Résultats de simulation de la machine à courant continu en boucle ouverte

Avant détermine le correcteur propose on fait quelques teste dynamique de MCC en boucle ouverte

III.7.1 Résultats de simulation sans couple résistant

On reprend le modèle de simulation de la Figure (III.4) et en utilisant les valeurs des paramètres de la MCC données dans le Tableau (III.4), on effectue les simulations suivantes en boucle ouverte pour une tension d'induit de $U_{a=}$ 220V

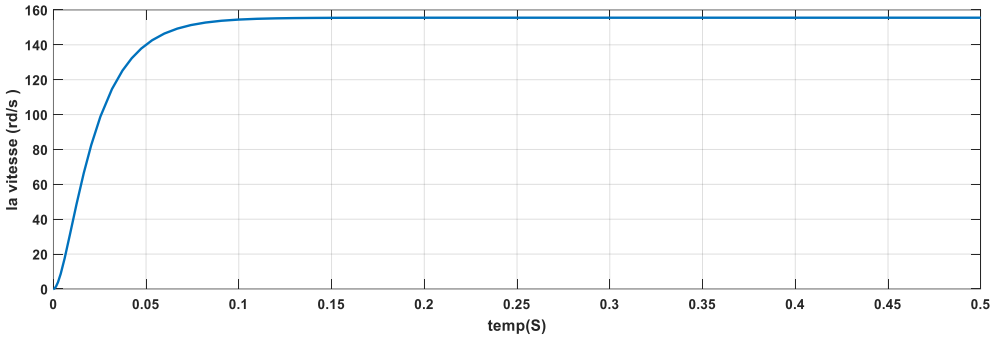


Figure III.4 : réponse de vitesse du moteur à vide.

La Figure(III.4) montre la réponse de vitesse du moteur à vide, on remarque que la vitesse augment jusque se stabilise au régime permanent à une valeur de 155 rd/s.Avec un temps de réponse à 0.06s.

La figure représente la réponse du courant du moteur à courant continu

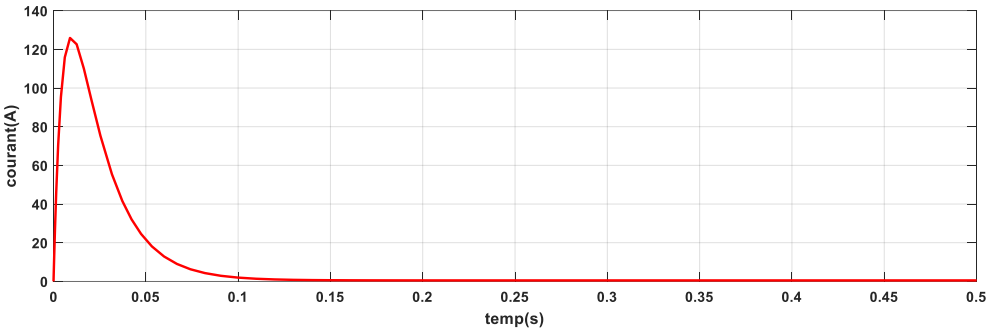


Figure III.5 : Evolution le courant d'induit en boucle ouverte.

On remarque que courant d'induit augmente rapidement avec un pic de 90A au démarrage, puis se stabilise à une valeur de 0.5A au régime permanent.

III.7.2 Résultats de simulation avec couple résistant

Pour une tension d'alimentation de U_a=220V la moteur démarre à vidé ensuite, on introduit un couple de charge (T_r=12N .m) a l'instant t=0 ,25s

La Figure (III.6) montre la courbe de la vitesse d'un moteur à courant continu en fonction du temps.

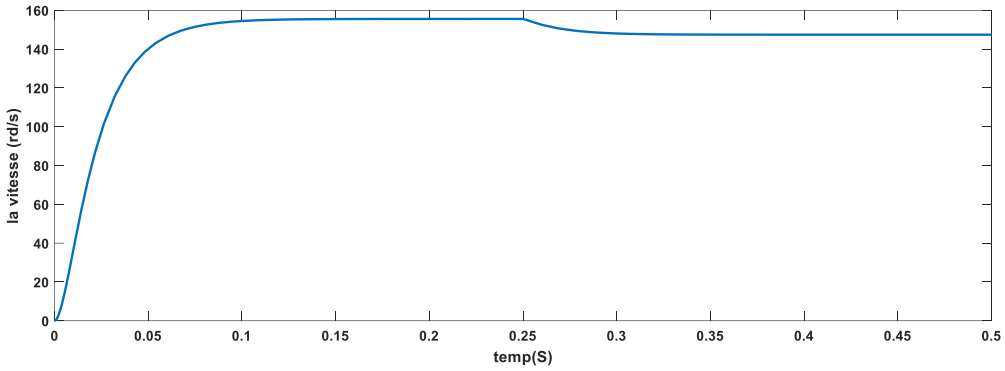


Figure III.6 : Evolution de la vitesse de rotation en boucle ouverte avec couple d charge.

Avant l'application du couple résistant, le moteur tourne à une vitesse constante de 110 rd/s. Cela indique que le moteur est en régime stationnaire, c'est-à-dire que le couple électromagnétique du moteur est égal au couple résistant.

À l'instant t = 0.25 s, un couple résistant de 12 N.m est appliqué au moteur. Cela entraîne une diminution de la vitesse du moteur. La vitesse du moteur diminue progressivement jusqu'à atteindre une valeur stable d'environ 105 rd/s. Cela indique que le moteur est en régime

Permanent, c'est-à-dire que le couple électromagnétique du moteur est à nouveau égal au couple résistante.

La Figure (III.7) montre l'évolution du courant d'induit (en A) d'un moteur à courant continu (MCC) en fonction du temps (en s). La tension nominale de l'induit est de 220 V et un couple résistant de 12 N.m est appliqué à l'instant t = 0.25 s.

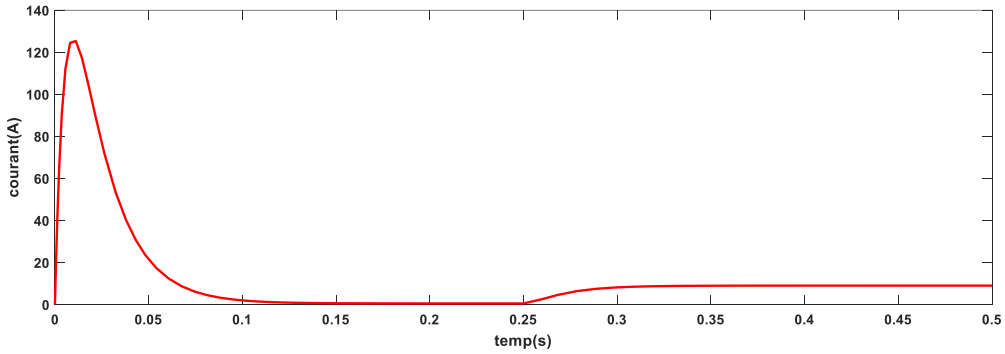


Figure III.7 : Evolution le courant d'induit en boucle ouverte avec couple d charge.

On peut observer plusieurs phases distinctes dans le comportement du courant d'induit :
Démarrage (t = 0 s) : Le courant d'induit augmente rapidement pour atteindre une valeur maximale d'environ 90 A.

La diminution progressive du courant après le démarrage est due à l'augmentation de la vitesse du moteur. En effet, lorsque le moteur tourne plus vite, la force électromotrice induite dans le rotor augmente, ce qui s'oppose au courant appliqué.

Après l'application du couple résistant, le courant d'induit augmente de nouveau progressivement jusqu'à atteindre une valeur stable d'environ 9 A. Cette nouvelle valeur stable du courant est due à l'équilibre entre le couple moteur et le couple résistant.

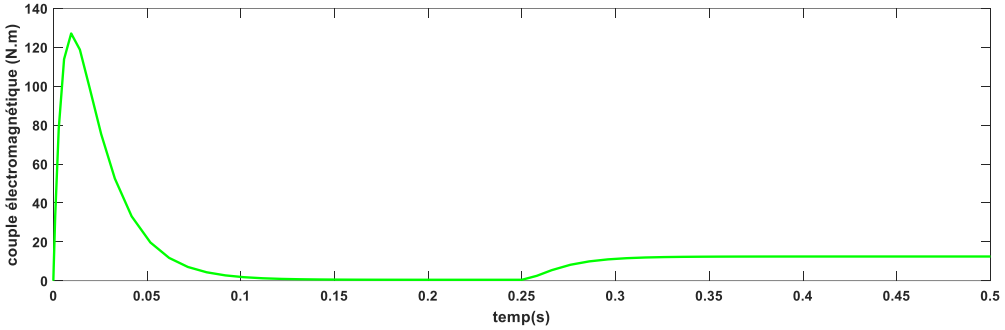


Figure III.8 : Evolution le couple électromagnétique en BO avec couple charge.

Le couple moteur est proportionnel au produit du courant d'induit et du flux magnétique (presque le même).

III.7.3 Effet de la variation de la tension d'induit Ua(p)

Pour la même valeur du couple résistant (T_r=12$N.m$) appliqué à l'instant t = 0.25 s et pour différentes valeurs de la tension d'induit Ua (100V ; 157V ; 200V ; 240V), on obtient les résultats de simulation données par les Figures (III.9) et (III.10) :

La Figure (III.9) montre que La vitesse de rotation augmente avec la tension d'induit Ua.

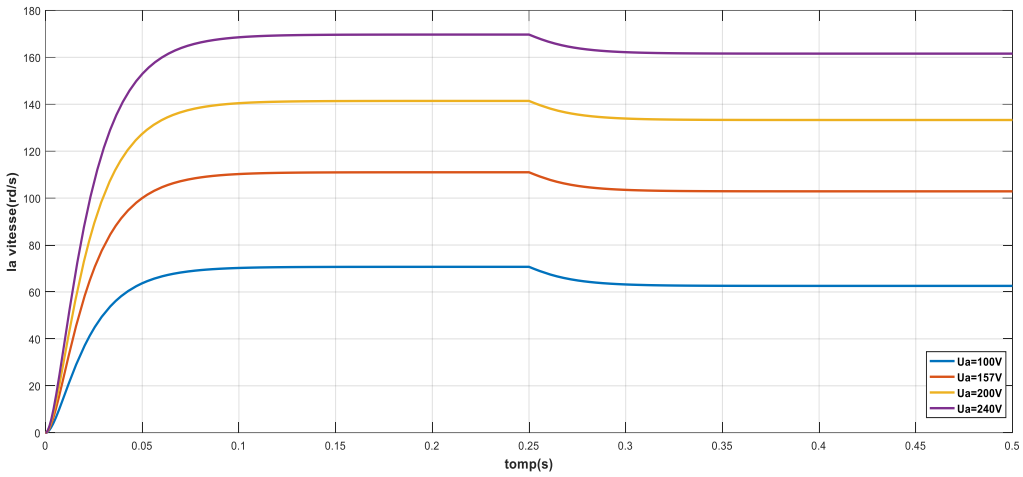


Figure III.9 : Evolution de la vitesse de rotation avec variations de tension d'induit en boucle ouverte.

On remarque la tension d'induit Plus élevée, plus le couple électromagnétique est important, ce qui permet au moteur de vaincre un couple résistant plus important et d'atteindre une vitesse de rotation plus élevée.

On peut dire que la tension d'induit U_a a un effet significatif sur la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu. Une tension d'induit plus élevée permet d'obtenir une vitesse de rotation plus élevée.

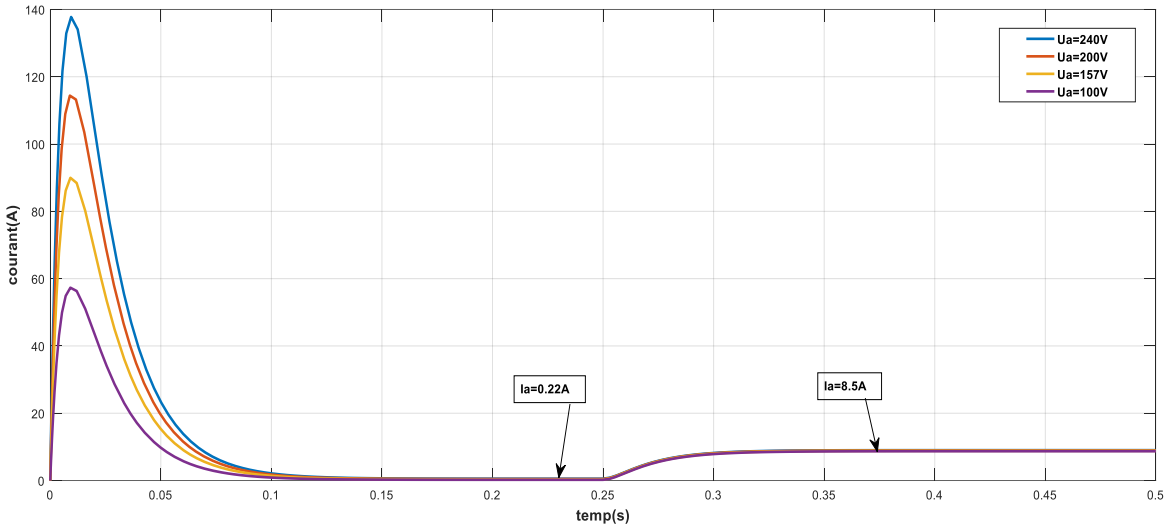


Figure III.10 : Evolution le courant de l'induit avec variations de tension d'induit en boucle ouverte.

Figure III.10 montre l'évolution du courant de l'induit d'un moteur à courant continu en fonction du temps pour différentes valeurs de la tension d'induit Ua, à l'instant t = 0.25 s, un couple résistant constant de 12 N.m est appliqué.

On observe que le courant augmente rapidement à partir de l'instant t = 0 s jusqu'à atteindre. Un pic, ensuite diminue pour atteindre sa valeur en régime permanent (0.22A).

Cela est dû au fait que la tension d'induit crée un champ magnétique qui induit une force électromotrice dans l'induit. Cette force électromotrice s'oppose à la tension d'induit et limite le courant. Plus la tension d'induit est élevée, plus la force électromotrice est élevée et plus le courant peut être élevé.

Les résultats obtenus montre que le courant de l'induit d'un moteur à courant continu dépend de la tension d'induit Ua et du couple résistant appliqué. Plus la tension d'induit Ua est élevée et plus le couple résistant appliqué est élevé, plus le courant stationnaire est élevé.

III.8 Fonction de transfert du moteur boucle ferme :

Afin de pouvoir calculer un correcteur pour commande la vitesse du MCC on calcule d'abord sa fonction de Transfer

III.8.1 Fonction de transfert

On suppose que le moment de la coupe de pertes (qui est vu comme une perturbation) est négligeable devant le moment du couple électromagnétique ce qui donne :

$$\omega(p) = \frac{kI}{jp+f} \tag{III-12}$$

Le courant I est donc :

$$I = \frac{(jp+f\omega)(p)}{K} \tag{III-13}$$

Et en remplaçant cette nouvelle expression de I(p) dans l'équation

$$\mathrm{U}(p) = L_a[\mathrm{pI}\,(\mathrm{p})] + R_a \mathrm{I}(p) + K\omega \tag{III-14}$$

On obtient :

$$\mathrm{U}(p) = L_a \frac{(jp+f\omega)(p)}{K} \mathrm{p}(\mathrm{p}) + R_a \frac{(jp+f\omega)p}{K}(p) + K\omega \tag{III-15}$$

$$U(p) = \frac{L_a j\omega p^2 + fL_a\omega p + R_a j\omega p + R_a f\omega + k^2\omega}{K} \tag{III-16}$$

$$G(p) = \frac{U}{\omega} = \frac{L_a jp^2 + fL_a p + R_a jp + R_a f + k^2}{K} \tag{III-17}$$

On peut maintenant exprimer la fonction de transfert en boucle fermée la vitesse de sortie par

Rapport à la tension d'entrée :

$$G(p) = \frac{K}{L_a j p^2 + (f L_a + R_a j) p + R_a f + k^2} \quad \text{(III-18)}$$

III.9 Résultats de simulation du contrôleur PID en utilisant la méthode (IMC)

En suivant les étapes détaillées dans le chapitre II équations (II.16, II.17, II.18et II.19) sur la méthode IMC et en choisissant le modèle de référence comme donné par l'équation

Enfin, nous obtenons correcteur suivante avec n=2 :

$$C(p) = \frac{1}{1+0.5\tau_{bf} p} k_p \left(1 + \frac{1}{\bar{T}_i P} + T_d P\right) \quad \text{(III-19)}$$

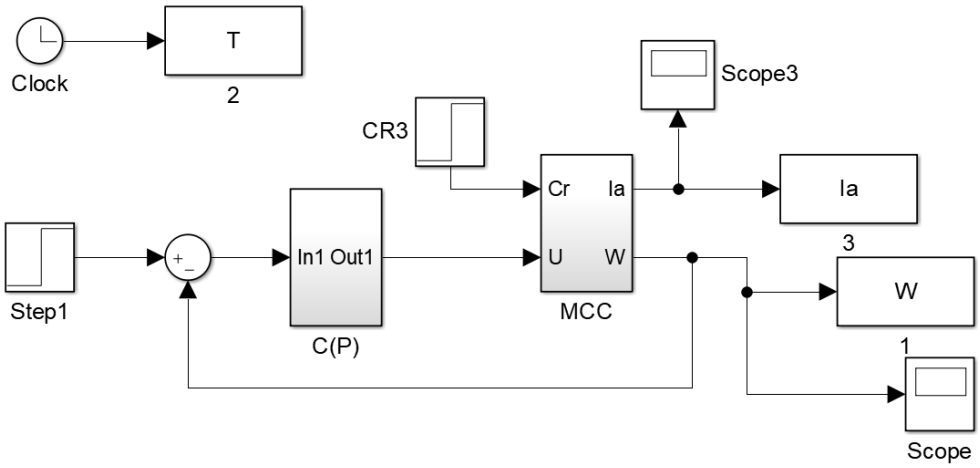


Figure III.11 : Schéma de commande en boucle fermée de la MCC.

Dans ce modèle de simulation, on considère que le convertisseur électronique (hacheur, ventilateur ….), entre le contrôleur PID et la tension d'alimentation de l'induit, est donnée par un gain unitaire.

III.9.1 Variation de la constante de temps τ_{bf}

Pour voir l'effet de la variation de la constante de temps τ_{bf} sur l'évolution la vitesse de la MCC, on trace la vitesse et le courant d'induit pour différentes valeurs de τ_{bf}, on obtient les résultats de simulation suivants :

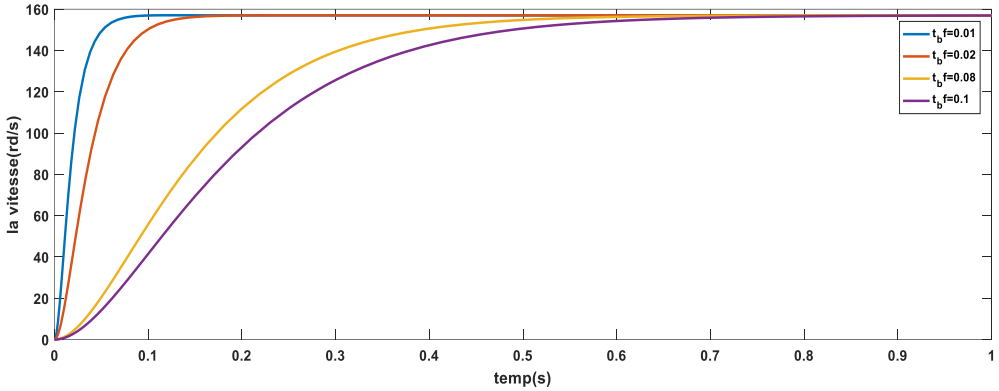


Figure III.12 : Evolution de la vitesse en utilisant le contrôleur PID calculé par IMC pour différentes valeurs de τ_{bf}.

Les résultats de Figure (III-12) montre que l'évolution de la vitesse en utilisant le contrôleur PID calculé par IMC pour différentes valeurs de τ_{bf} : 0.01 s, 0.02 s, 0.08 s et 0.1 s. On peut observer que La constante de temps τ_{bf} influence la rapidité de la réponse de la vitesse de MCC, plus τ_{bf} est grande plus la réponse de la vitesse est lente, comme le confirme les valeurs du temps de réponse obtenues chaque fois $T_r(5\%) = 0.045\ s; 0.094\ s; 0.37\ s\ et\ 0.47s$ pour $\tau_{bf} = 0.01$ s, 0.02 s, 0.08 s et 0.1 s respectivement.

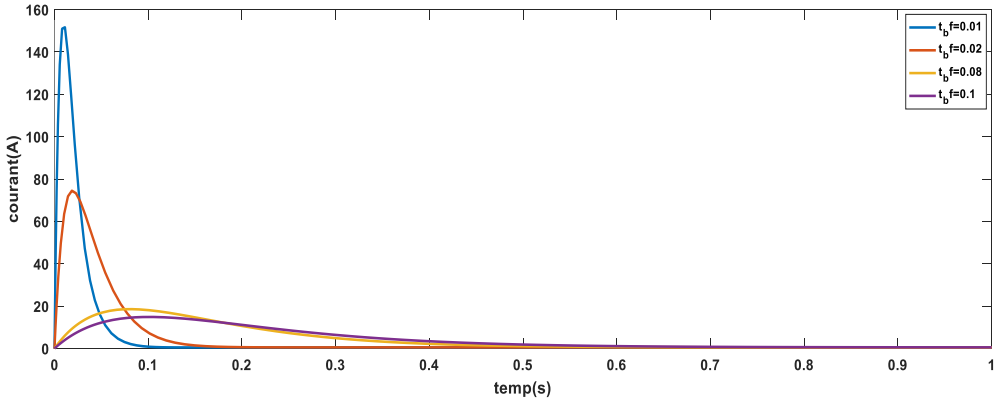


Figure III.13 : Evolution du courant en utilisant le contrôleur PID calculé par IMC pour différentes valeurs de τ_{bf}.

Les résultats de Figure (III-13) montre que l'évolution de courant en utilisant le contrôleur PID calculé par IMC pour différentes valeurs de τ_{bf} : 0.01 s, 0.02 s, 0.08 s et 0.1 s. On peut observer que La constant de temps τ_{bf} influence le pic de démarrage de courant, lorsque τ_{bf} plus grande le pic de démarrage diminue

III.9.2 Test de Poursuite

Pour évaluer les performances du contrôleur IMC par rapport au suivi de trajectoire (poursuite), on effectue les variations de référence suivantes:

A l'instant t = 0 s, la vitesse de référence est 157 rd/s à l'instant t = 2 s, la vitesse de référence augmente pour atteindre 200 rd/s A l'instant t = 6 s, la vitesse de référence diminue pour atteindre 100 rd/s,

Les résultats de simulation obtenus sont montrés sur les figures :

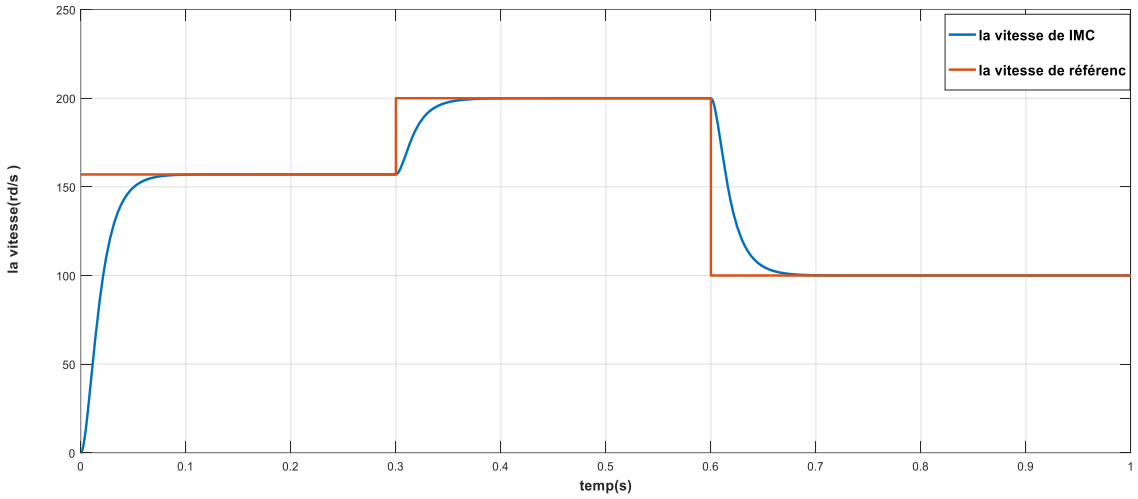


Figure III.14 : Evolution de la vitesse en utilisant le contrôleur IMC (τ_{bf}=0.01).

Le Figure (III.14) montre que le contrôleur propose fait tourner le moteur à la vitesse spécifiée au chaque instant ceci est confirmé par l'augmentation du courant effectué à chaque instant comme le montre la Figure (III.15).

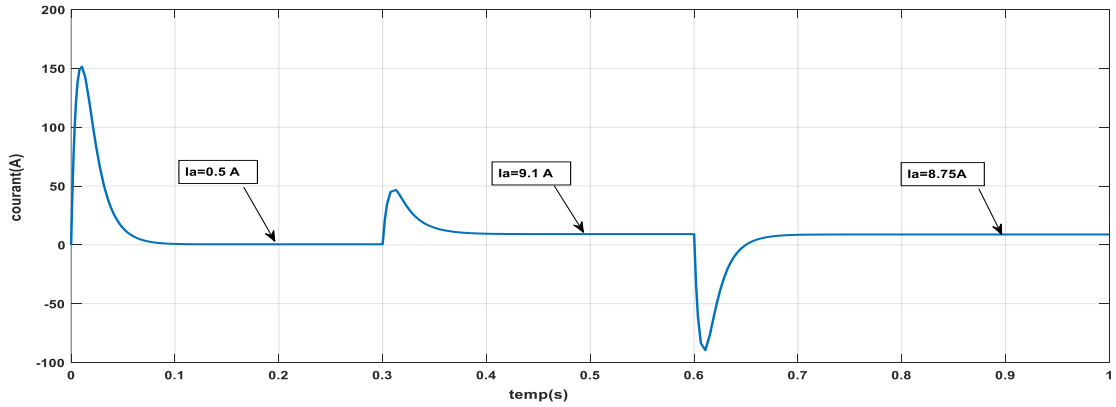


Figure III.15 : Evolution de courant en utilisant le contrôleur IMC (τ_{bf}=0.01).

La réponse temporelle de la Figure (III.15), de la variation du courant après variation de la vitesse référence à chaque fois. Le courant présent de pic qui sont dues aux appels du courant par le moteur lorsqu'on passe d'un niveau de vitesse à un autre supérieur Avec un courant de démarrage plus grand à chaque variation de vitesse.

III.9.3 Variation les couple de charge

Pour la même vitesse de référence 157red /s appliqué à l'instant t = 0.3 s et couple de charge T_r (12 N.m) et appliqué à l'instant t = 0.6 s et couple de charge T_r (20 N.m), on obtient les résultats de simulation données par les figures Figure (III.16) et Figure (III.17) :

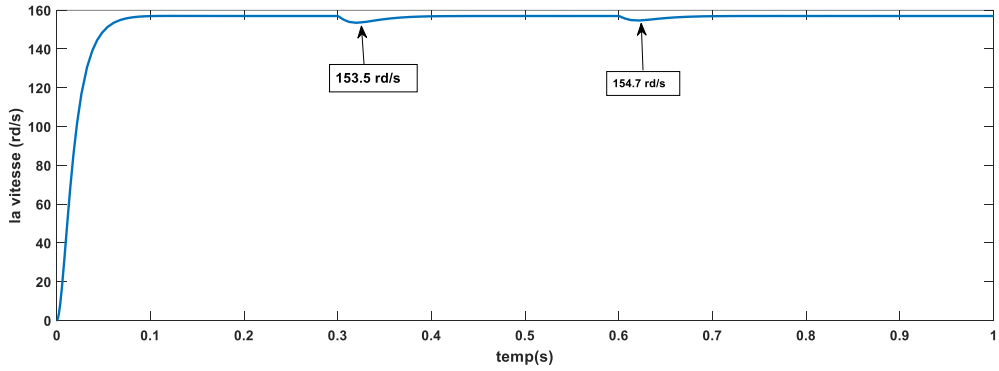


Figure III.16 : la réponse temporelle de Vitesse en utilisant le contrôleur PID calculé par IMC pour différentes valeurs de T_r.

La réponse représente la courbe de vitesse avec appliquer un couple estime respectivement à Cr = (12 Nm et 20 Nm). Après l'application de ce dernier, la vitesse chute respectivement à (153 rd/s et 154 rd/s), puis revient à son état d'équilibre qui 'est la référence donnée par la Figure (III .16). On remarque que le régulateur de vitesse intervient pour remettre la vitesse à sa valeur de référence 157 rd/s.

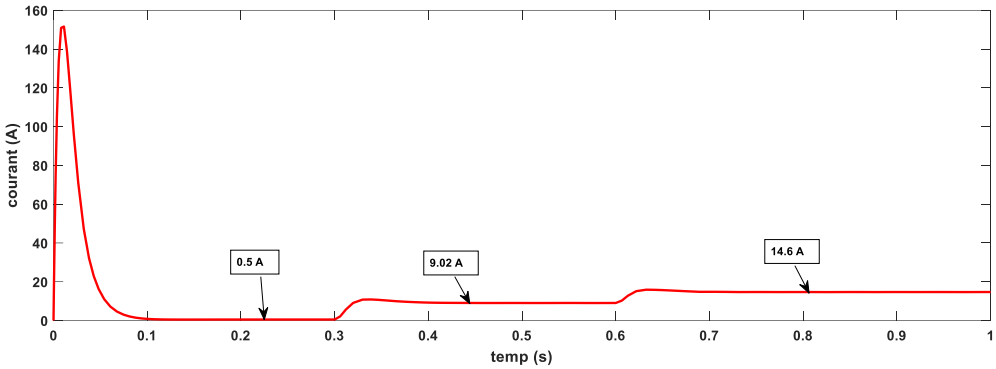


Figure III.17 : la réponse temporelle de courant en utilisant le contrôleur PID calcule par IMC pour différentes valeurs de T_r.

Figure (III.17) montre la courbe du courant obtenu. Ce dernier présente un pic très excessif au démarrage qui ‘est de l’ordre de 150 A, puis il atteint son régime permanent 0.5A. En appliquant un couple (T_r=12 Nm et Cr=20Nm) A l’ instant (t = 3 s et t= 6 s), on remarque que le courant augmente pour rendre le système plus précis atteint son régime permanent, il s’établit une valeur différente pour chaque cas, comme le montre dans la figure.

III.9.4 Test de robustesse

Pour évaluer l'efficacité des régulateurs en réponse à différents changements paramétriques et perturbations, une série de tests de robustesse sont effectués.

III.9.4.1 Robustesse par rapport aux variations de la résistance(R_a)

Les résultats de simulation obtenus en utilisant le contrôleur IMC Pour la même valeur de la vitesse de référence=157rd /s, sans le couple de charge Cr et la Constante de temps τbf= 0.01s sont illustrés sur les Figure (III .18) et Figure (III.19) suivantes :

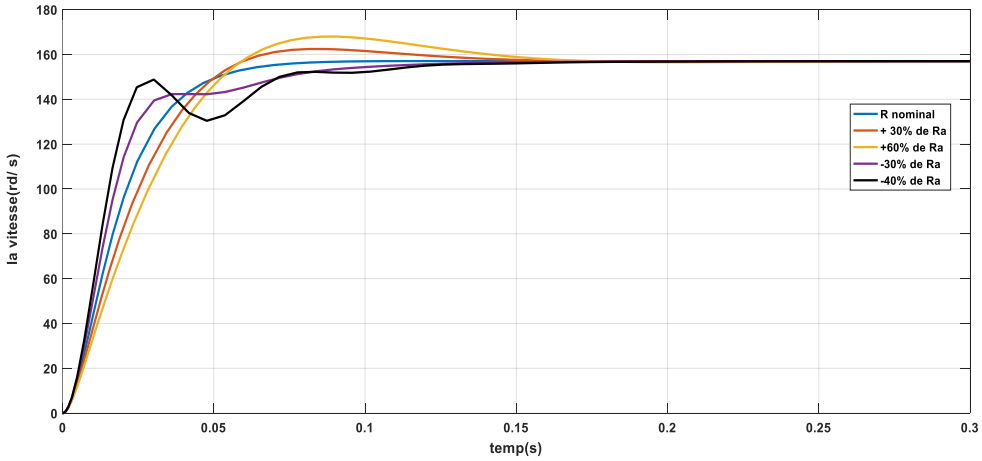


Figure III.18 : Evolution de la du MCC pour quelques variations de (R_a).

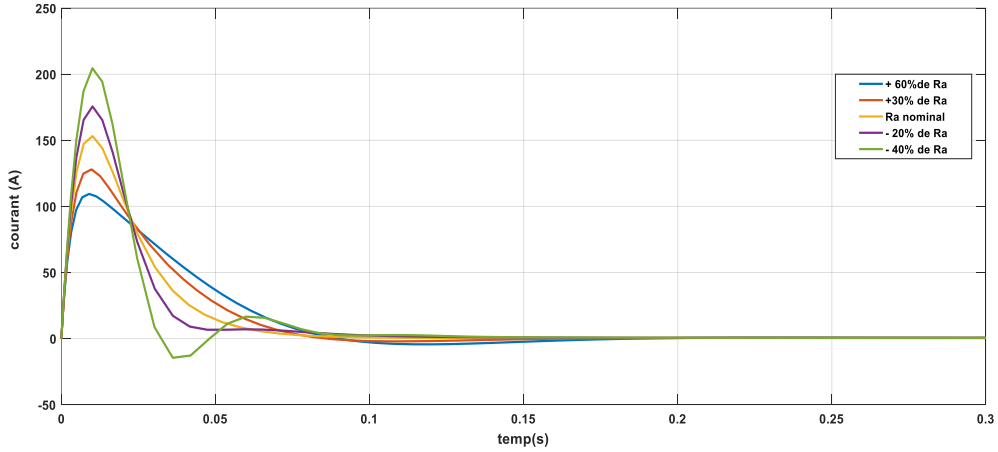


Figure III.19 : Evolution du courant MCC pour quelques variations de (R_a).

Les résultats de simulation des figures (III-18) et (III-19) montre que les réponses de vitesse et de courant sont toujours stable et proches du ca nominal avec des variations de L_a qui vont jusqu'à 60% de L_a nominal, ce qui veut dire le correcteur propose présente une certaine robustesse vous avez des variations de la inductance.

III.9.4.2 Robustesse par rapport aux variations de l'inductance (L_a)

Les résultats de simulation obtenus en utilisant le contrôleur IMC Pour la même valeur de la tension d'induit (Ua=220V), sans couple de charge T_r et la Constante de temps τ_{bf}= 0.01s sont illustrés sur les Figure (III.20) et Figure (III.21) :

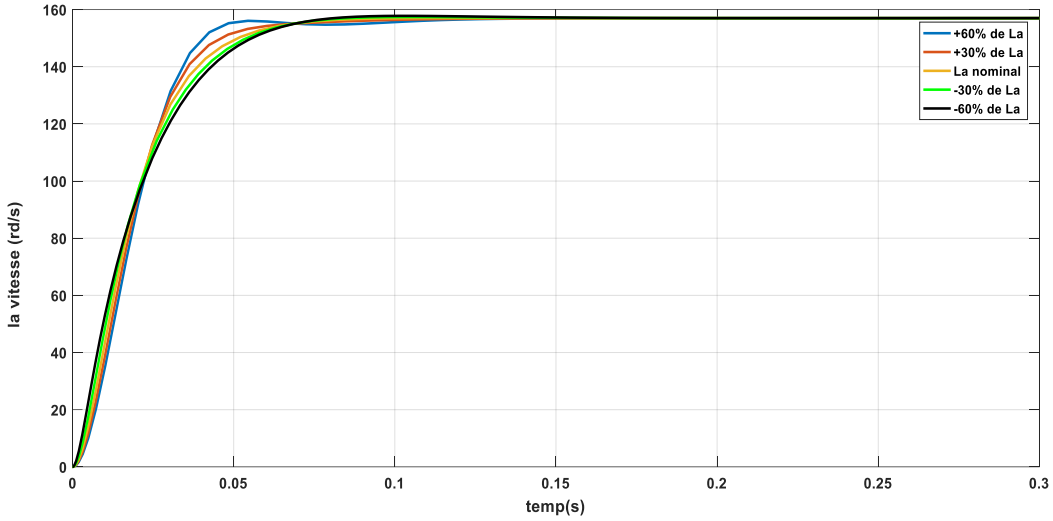


Figure III.20 : Evolution de la vitesse en utilisant le Robustesse et calcule par IMC pour différentes valeurs de l'inductance (L_a).

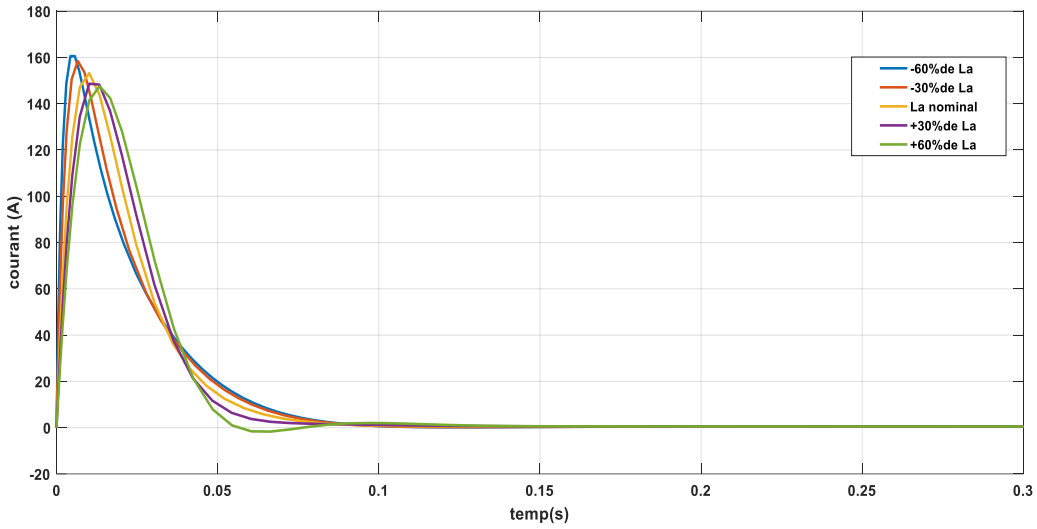


Figure III.21 : Evolution de la vitesse en utilisant le Robustesse et calcule par IMC pour différentes valeurs de l'inductance (L_a).

Les résultats de simulation des figures (III-20) et (III-21) montre que les réponses de vitesse et de courant sont toujours stable et très proches (presque le même) du ca nominal avec des variations de R_a qui vont jusqu'à 60% de R_a nominal ce qui veut dire le correcteur propose présente une certaine robustesse vous avez des variations de R_a.

III.10 Résultats de simulation avec boucle de régulation de courant

Afin de réduire le pic du courant d'induit au démarrage qui est néfaste pour la dynamique de la machine, on introduit une boucle de courant interne pour commander la dynamique du courant comme montre la Figure (III.22)

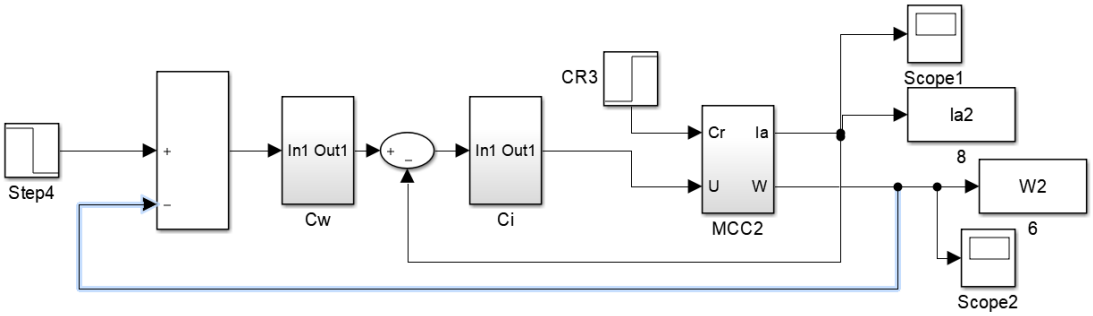


Figure III.22 : Schéma bloc de simulation du MCC avec boucle de régulation du courant.

$$u_a(t) = L_a \frac{di_a(t)}{dt} + R_a i_a(t) \qquad \text{(III-20)}$$

$$\mathrm{U_a}(p) = \mathrm{L_a}[p\mathrm{I_a}\,(\mathrm{p})] + \mathrm{R_a}\mathrm{I_a}(p) \qquad \text{(III-21)}$$

$$Gi(p) = \left(\frac{\mathrm{I_a}(p)}{\mathrm{U_a}(p)}\right) = \frac{1/R_a}{1+\left(\frac{L_a}{R_a}\right)p} \qquad \text{(III-22)}$$

$$Gi(p) = \frac{G0}{1+Tp} \qquad \text{(III-23)}$$

$Gi(p) =$ la fonction de transfert de la boucle de courant

τ_i=Constante de temps de la boucle de régulation du courant d'induit. Elle doit être choisie inférieure à τ_{bf}

III.10.1 Résultats de simulation

Les résultats de simulation obtenus avec boucle de régulation de courant pour pour τ_i=0.001s, la même valeur de la vitesse référence sans couple de charge T_r =0 N.m, et la constante de temps de la boucle de vitesse τ_{bf}=0.01s, sont illustrés sur les Figures (III.23) et figure (III.24) en comparaison avec les résultats déjà obtenus sans la boucle du courant.

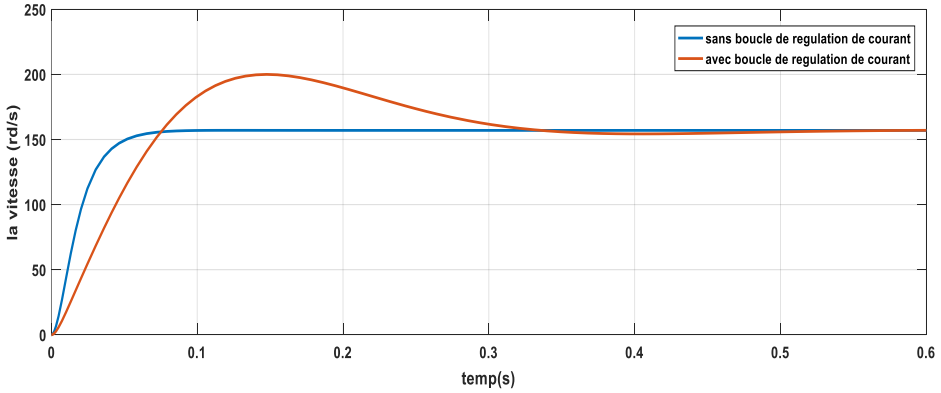


Figure III.23 : Evolution de la vitesse avec boucle de courant.

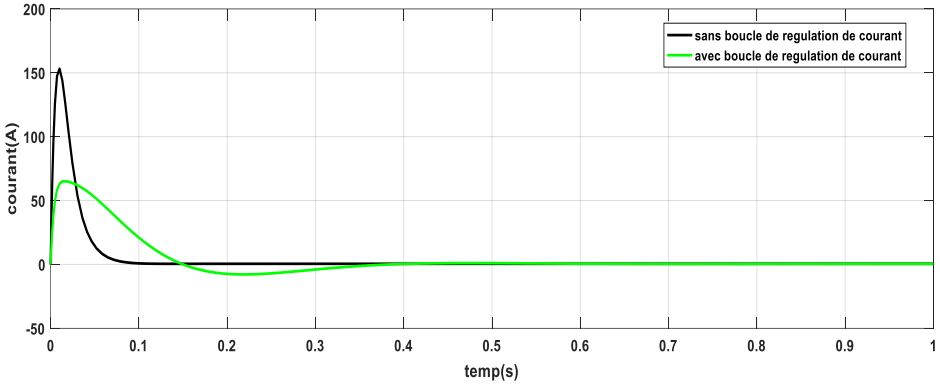


Figure III.24 : Evolution du courant avec boucle de courant.

On remarque que la vitesse sans boucle est plus rapide et sans dépassement par contre l'allure de vitesse du moteur avec la boucle de régulation montre un dépassement aussi important et la réponse devient plus lente. En ce qui concerne le courant, le pic est largement réduit au démarrage mais la réponse du courant devient plus lente.

III.10.2 Test de Poursuite

Pour évaluer les performances de contrôleur (IMC) par rapport au suivi de trajectoire (poursuite), on effectue les variations de référence suivantes:

A l'instant t = 0 s, la vitesse de référence est 157 rd/s A l'instant t = 1 s,

La vitesse de référence augmente pour atteindre 200 rd/s A l'instant t = 2 s,

La vitesse de référence diminue pour atteindre 100 rd/s

Les résultats de simulation obtenus sont montrés sur les figures :

La Figure (III.25) montre la réponse temporelle de la vitesse avec changement de la consigne

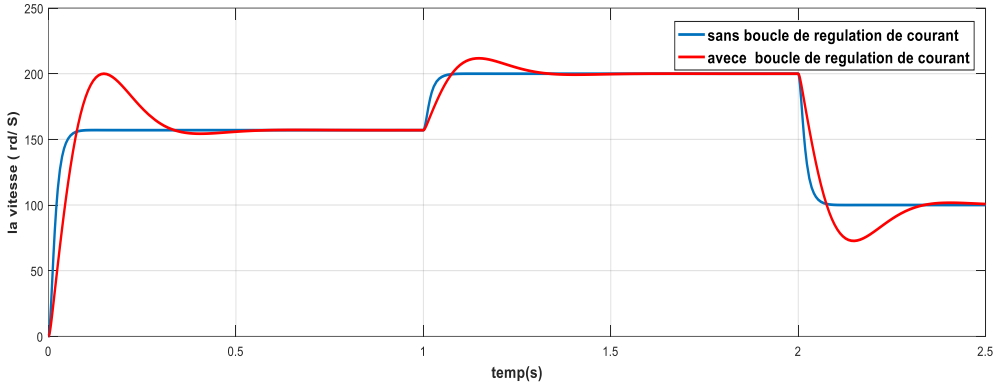


Figure III.25 : Evolution de la vitesse en utilisant le contrôleur IMC (τbf=0.01).

Pour la robustesse des contrôleurs vis-à-vis les changements de la consigne on observe que la vitesse suit parfaitement la vitesse de référence dans les doux méthodes. Cependant, le correcteur IMC sans boucle de courant fait suivre la vitesse plus rapidement

La Figure montre la réponse de courant pour le changement de consigne

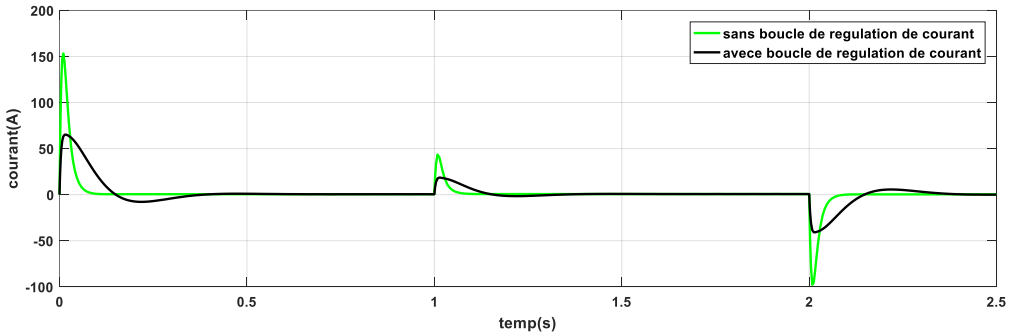


Figure III.26 : Evolution de le courant en utilisant le contrôleur IMC (τbf=0.01).

Pour les réponses de courants, Ces derniers présentent des piques, qui sont dues aux appels du courant par le moteur lorsqu'on passe d'une valeur de vitesse à une autre

III.10.3 Comparesation les couples de charges

Pour la même valeur de la vitesse de référence 157red /s, appliqué couple de charge T_r (12 N.m) à l'instant t = 0.7 s et appliqué couple de charge T_r (20 N.m) à l'instant t = 1.1 s, on obtient les résultats de simulation données par les figures Figure (III.27) et Figure (III.28) :

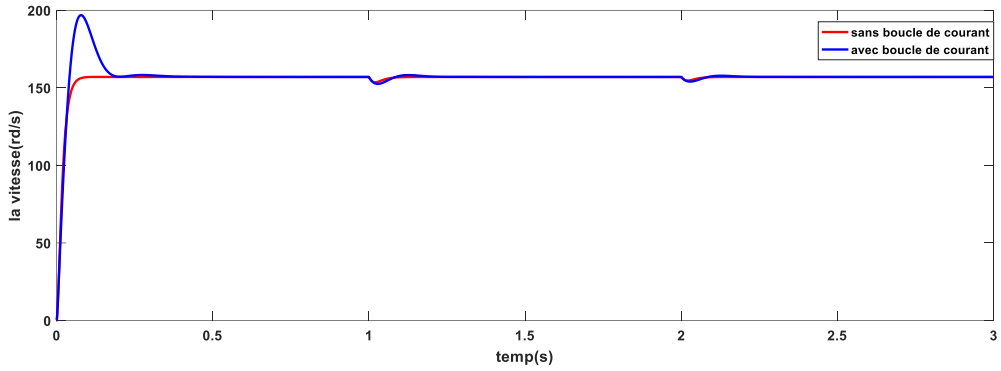


Figure III.27 : la réponse temporelle de Vitesse pour différentes valeurs de T_r.

La réponse représente la courbe de vitesse avec appliquer un couple estime respectivement à T_r = (12 Nm et 20 Nm) .on remarque une fort augmentation de la vitesse au démarrage dans les doux cas. Après l'application de ce dernier, la vitesse chute respectivement à (153 rd/s et 151 rd/s), puis elle renoue avec légère augmentation avant de se stabiliser à la vitesse de référence donnée par la Figure (III .27). On remarque que le régulateur de vitesse intervient pour remettre la vitesse à sa valeur de référence 157 rd/s.

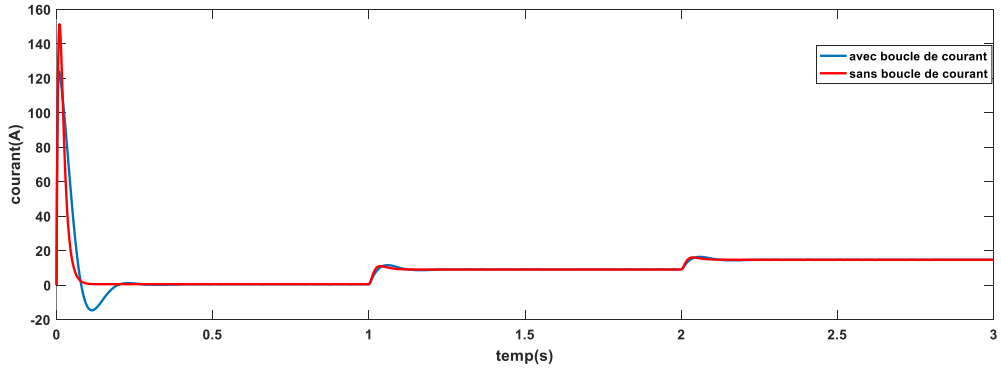


Figure III.28: la réponse temporelle de Vitesse pour différentes valeurs de T_r.

La Figure montre de courant obtenu. Ce dernier présente un pic plus elve au démarrage par rapport le bic monre dans la (FigureIII.16) est très excessif qui 'est de l'ordre de 150 A, puis il atteint son régime permanent 0.5A. En appliquant un couple (T_r=12 Nm et T_r=20Nm) A l'instant (t = 1 s et t= 2 s), on remarque que le courant augmente pour rendre le système plus précis atteint son régime permanent, il s'établit une valeur différente pour chaque cas,
On remarque que le régulateur de vitesse intervient pour réduire le pic de courant

III.10.4 Comparesation les methodes

Les résultats de simulation obtenus en utilisant les trois contrôleurs (IMC, Z-N et Cohen- coon.), pour la même valeur de la vitesse référence W_{ref} =157rd /s et sans couple de

charge Cr, en utilisant le contrôleur IMC ($\tau_{bf} = 0.01$) et Constante de temps boucle de régulation du courant ($\tau_i = 0.001$s), Sont illustrés sur les Figure (III.29) et (III.30) :

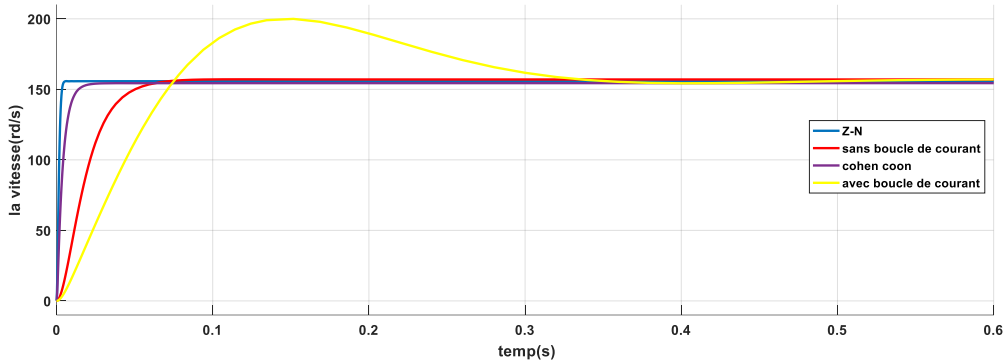


Figure III.29 : Evolution de la vitesse.

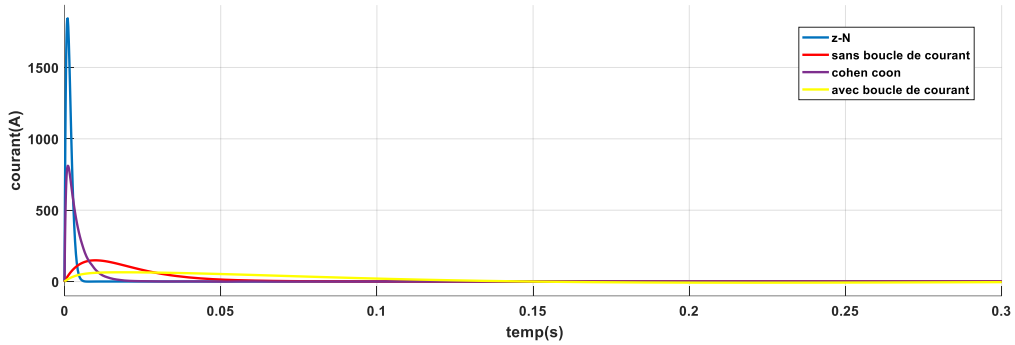


Figure III.30 : Evolution du courant.

On remarque que la vitesse avec les deux méthodes Ziegler et Cohen-coon est plus rapide par rapport à la méthode IMC(avec boucle et sans boucle)de courant, avec un dépassement important de la en utilisant boucle de courant, pour ce qui est du courant ,la correcteur de Ziegler Nicholas présente un pic très important au démarrage du courant .ce pendent le boucle de courant réduit significativement ce pic mais le réponse devient plus lente, la méthode Ziegler Nicholas et Cohen-coon apparaît comme la meilleure en temps de réponse et d'atteinte rapide de la vitesse de référence

III.11 Conclusion

En conclusion, Les expériences de cette étude sur la machine à courant continu ont montré qu'elle présente de très bonnes caractéristiques de stabilité de vitesse et de courant. Les résultats de simulation effectuèrent montre aussi le correcteur propose offrent également de bonnes performances par rapport aux autres méthodes come Ziegler nichols et Cohen coo et le pic du peut être réduit en introduisant une boucle du courant interne dans le boucle de vitesse.

En ajustant la constante de temps τ_{bf} du filtre en boucle fermée, nous avons constaté que le courant de démarrage référence. De plus, nos simulations ont révélé que le contrôle IMC était robuste face aux variations paramétriques et au bruit de mesure.

Conclusion générale

Notre étude, présentée dans ce mémoire, se concentre sur la régulation de la réponse en vitesse d'une machine à courant continu à l'aide d'un contrôleur PID. L'objectif principal de notre modeste travail était de mener une étude détaillée, accompagnée de simulations, sur la régulation de la vitesse de cette machine, en utilisant une approche distincte.

La première partie de notre travail consiste à fournir une présentation générale sur les machines à courant continu, les systèmes asservis, ainsi que sur le contrôleur PID et la méthode de commande par modèle interne (IMC) envisagée dans notre étude. Ensuite, nous avons procédé à la détermination du contrôleur PID pour réguler le courant en utilisant la méthode IMC. Les résultats de simulation ont démontré que l'utilisation du schéma de commande IMC permet de ramener la vitesse de la machine à courant continu à la valeur désirée à chaque instant, avec une dynamique talque les variations du R_a et L_a (résistance et inductance du l induit.

Les résultats de simulation effectués montre aussi le correcteur propose offre également de bonnes performances par rapport aux autres méthodes comme Ziegler nichols et Cohen Coon et le pic du courant peut être réduit en introduisant une boucle du courant interne dans le boucle de vitesse.

En ajustant la constante de temps τ_{bf} du filtre en boucle fermée, nous avons constaté que le courant de démarrage référence. De plus, nos simulations ont révélé que le contrôle IMC était robuste face aux variations paramétriques et au bruit de mesure.

Ce projet nous a permis d'approfondir nos connaissances dans les domaines de l'asservissement linéaire et des moteurs à courant continu. Nous espérons sincèrement que notre travail puisse éclairer le chemin de ceux qui souhaitent étudier et explorer ce domaine.

Bibliographie

[1] Derbal Abdel Hakim, Hidoussi Slimane, mémoire de master, «modélisation et commande de la machine à courant continu», université larbi ben m'hidi oum-el-bouaghi, 2021

[2] Mourad cherifi, mahmoudi djamila, "commande par modèle interne d'une colonne de distillation" ingénieur automatique." ummto. (2002).

[3] N, Akkari, "systèmes asservis linéaires et continus automatique", cours, 2019.

[4] Ziegler, John g, nathaniel b. nichols. "Optimum settings for automatic controllers." transactions of the american society of mechanical engineers 64.8 (1942): 759-765.

[5] Silva, guillermo j, aniruddha datta, s. bhattachaiyya, "pid stabilization of first-order systems with time delay." pid controllers for time-delay systems, 2005

[6] Ziegler, john g, and nathaniel b. nichols, "optimum settings for automatic controllers." transactions of the american society of mechanical engineers 64.8 (1942): 759-765.

[7] Kedjbour.Abdelhamid, Zoubir. Boukouicem, "étude et simulation de l'asservissement de vitesse dans l'association moteur à courant continue-hacheur série". Université de Jijel, 2019.

[8] Rezgui Maroua, Zelghi aya, mémoire de master, " commande adaptative d'un moteur a courant continu ", université Mohamed Khider de Biskra ,2022

[10] http://projet.eu.org/pedago/sin/1ere/9-mcc.pdf .

[11] Salah, belkhiri. eloualid, et dr Zouggar. master mémoire" Etude et réalisation d'une commande de vitesse d'une machine à courant continu à l'aide d'un arduino uno".

[12] Boukerche, Ghania, master mémoire. "étude et synthèse d'un contrôleur pi et application." .université Badji Mokhtar Annaba, 2017.

[14] Chemmam Mohamed Merouane," reprise d'un contrôleur Pid pour la commande d'une machine a courant continu", mémoire de master, université Boumrdes, 2022

[16] Mouhous, Samir, "étude et simulation de la commande en vitesse d'un moteur à courant contenu sous proteus". Université ibn Khaldoun Tiaret, 2019.

[17] Benzenati Siham, Rabiai Meriem, mémoire de master " commande floue d'un moteur à courant continu à excitation séparée ", université Abderrahmane mira Bejaïa, 2013.

[18] M, Brahami, "commande Pid d'un moteur à courant continu", thèse de master, université Abderrahmane mira, Bejaïa, 2009.

[19] https://electronique1.blogspot.com/2011/02/moteur-courant-continu.html , 2011

[20] https://alltestpro.com/fr/defaut-disolation-electrique/2024

[21] Ayeb Fakhreddine, "implémentation d'une commande Pid numérique d'un moteur à courant continu", mémoire master informatique industrielle, université Larbi ben m'hidi d'Oum el bouaghi, 2014.

[22] N. Akkar cour automatique s4," systèmes asservis linéaires et continus",2019

[23] Larminat, Philippe, automatique: "commande des systèmes linéaires", paris: hermes, 1993.

[24] Boukhris, m, "régulation de vitesse d'une machine asynchrone", université de kasdi merbah ouragla, master en électrotechnique (2014).

[25] Lemize, chahira, ines attoum. "Optimisation du contrôleur Pid pour la commande des systèmes non linéaires par l'algorithme de chauve-souris". Université de Jijel, 2021.

[26] Vrancic dyr. Anti-windup and conditionnel transfer for PID controller conference anti-windup and conditionnel transfer for PID controller vol. vol .a. p. pp 183-6.

[27] Elearning Université echahid hamma lakhdar d'el oued.

[28] Lann, Christophe. "Le PID utilisé en régulation de position et/ou de vitesse de moteurs électriques", projet de fin d'étude (2007),

[29] Ben kherif o, "étude comparative en simulation entre un régulateur Pid classique et un régulateur Pid intelligent", université mohamed boudiaf de misila, 2016

[30] fellah, mohammed-karim, "cours d'asservissements linéaires continus." université djillaliliabès, sidi bel-abbés (2007).

[31] m, assabaa, "cours asservissement et régulation", 2019.

[32] Kahina, Titouche, doctorat automatique " contribution à la synthèse de contrôleurs fractionnaires pour la commande multi-objectives des systèmes linaires ",2017

[33] Modibo cissoko, " modélisation et simulation des machines électriques", bamako eniabt, 2006.

[34] Hassiba, ben amrane, ben moussa fadhila. "Modélisation et simulation d'une régulation de la machine à courant continu". Université mouloud mammeri, 2018.

[35] Boutana, Walid, Nedjmeddine Ykhelfoune, "Etude comparative en simulation entre un régulateur PID et un régulateur flou". Université de Jijel, 2019

[36] https://support.google.com/legal/answer/3463239?hl=fr

[37] Smith, Carlos A, and Armando B. Corripio. "Principles and practices of automatic process control". John wiley, 2005.

[38] Kennat Mohammed, Brahmia Oussama. "Modélisation Et Commande D'un Système Hydraulique A Trois Réservoirs." ,2022.

[39] Flaus, Jean-Marie. " La régulation industrielle: régulateurs PID, prédictive et floue ". Hermes Science Publications, 2000.

[40] https://www.acsysteme.com/fr/ressources-documentaires/pid-serie-ou-parallele-quelle-structure-choisir/2024