

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique

Réf:...../2025



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER Académique**

Domaine: Sciences et Technologie

Filière: Électromécanique

Spécialité: Électromécanique

Par : AMIAR Zakarya et ABBASSI Mohammed Nour el Islam

Thème

**Commande floue de la vitesse de la machine à
courant continu**

Soutenu publiquement, le 22/06/2025, devant le jury composé de :

M. KACHI Miloud	Professeur	Univ. Guelma	Président
Mme. BOUBIDI Assia	MCB	Univ. Guelma	Encadreur
M. TOUAHRI Abdelwahab	MAA	Univ. Guelma	Examineur
M. DOUKHI Nacer	MAA	Univ. Guelma	Examineur

Année Universitaire : 2024/2025

Remerciements

" الحمد و الشكر لله "

Merci Allah de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la patience d'aller jusqu'au la réalisation de ce mémoire.

*Nos sincères remerciements s'adressent à **Mme BOUBIDI Assia**, notre encadreuse, pour son accompagnement constant, sa disponibilité et la valeur de ses conseils tout au long de ce travail.*

*Nous exprimons également notre gratitude aux membres **du jury**, pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'évaluer ce mémoire.*

Nos pensées les plus reconnaissantes vont à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation, depuis l'école primaire jusqu'à l'université.

*Nous adressons un grand merci à **nos parents**, pour leur soutien moral et matériel, ainsi qu'à **nos ami(e)s**, pour leur fidélité, leur bienveillance et leurs encouragements continus.*

Enfin, merci à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail, et cet événement Marquant dans ma vie.

*D'abord à mes chers parents pour tous leurs Efforts et leurs
patiences durant toutes ces*

Années, pour m'avoir orientée et encouragée dans Mes études.

A ma sœur

A mes frères

A mon binôme dans ce travail

« ABBASSI MOHAMMED NOUR EL ISLAM »

A famille

A tous mes collègues et mes amis sans exceptions.

*Vous qui m'admirez tant, soyez surs que ce Travail est le résultat de
votre confiance En moi.*

Avec mes toutes remercies.

AMIAR ZAKARYA

Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail, et cet événement
Marquant dans ma vie.*

*D'abord à mes chers parents pour tous leurs Efforts
et leurs patiences durant toutes ces*

*Années, pour m'avoir orientée et encouragée dans
Mes études.*

A ma sœur « MARWA et Son Époux et Ces Enfants »

A mes frères « MOUBAREK et FAKHRO »

A mon binôme dans ce travail

« AMIAR ZAKARYA »

Aux familles « ABBASSI et BOUCHAHED ».

A tous mes collègues et mes amis sans exceptions.

*Vous qui m'admirez tant, soyez surs que ce
Travail est le résultat de votre confiance En
moi.*

Avec mes toutes remercies.

ABBASSI MOHAMMED NOUR EL ISLAM

ملخص

تُعد الآلات الكهربائية أدوات أساسية في العديد من المجالات، من الصناعة إلى الحياة اليومية. منذ نشأتها، استُخدمت محركات التيار المستمر عمومًا كمحركات متغيرة السرعة. ولضمان استقرار السرعة ودقتها ومثابرتها في مواجهة الاضطرابات (تغيرات الحمل) تم تطوير العديد من استراتيجيات التحكم. يهدف العمل المقدم في هذه الرسالة إلى التحكم بسرعة محرك التيار المستمر باستخدام تقنيتين؛ الأولى باستخدام وحدة تحكم PI التقليدية، والثانية باستخدام وحدة تحكم PI الضبابية الحديثة. شُغلت كلتا التقنيتين باستخدام Simulink/Matlab للمقارنة واستخلاص النتائج.

Résumé

Les machines électriques sont des outils indispensables dans de nombreux domaines, allant de l'industrie à la vie quotidienne. Depuis leur création, les moteurs à courant continu étaient utilisés généralement comme variateurs de vitesse. Pour assurer la stabilité de la vitesse, la précision et la robustesse face aux perturbations (variations de charges), de nombreuses stratégies de régulation ont été élaborées.

Le but principal du travail exposé dans ce mémoire est de faire une régulation de la vitesse du moteur à courant continu par deux techniques ; la première en utilisant un régulateur PI-classique et la deuxième en utilisant un régulateur moderne PI-flou. Les deux régulateurs ont été mis sous Simulink/Matlab afin d'élaborer une comparaison et tirer des conclusions.

Abstract

Electrical machines are essential tools in many fields, from industry to everyday life. Since their inception, DC motors have been used as variable speed drives. To ensure speed stability, precision and robustness against disturbances (load variations), numerous regulation strategies have been developed.

The main goal of the work presented in this thesis is to control the DC motor speed using two techniques; the first using a classical-PI controller and the second using a modern fuzzy-PI controller. Both controllers were run in Simulink/Matlab to compare and draw conclusions.

Sommaire

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

Chapitre I : Modélisation de la machine à courant continu

I.1. Introduction	2
I.2. Définition	2
I.3. Différentes parties d'un MCC	2
I.3.1. L'inducteur	3
I.3.2. L'induit	3
I.3.3. Le collecteur et les balais	4
I.4. Les différents modes d'excitations.....	4
I.4.1. Moteur à excitation séparée.....	5
I.4.2. Moteur à excitation shunt (Dérivée).....	5
I.4.3. Moteur à excitation série	6
I.4.4. Moteur à excitation compound (Composée)	6
I.5. Modélisation d'un moteur à courant continu	7
I.5.1. Sans utilisation du couple résistant C_r :	8
I.5.2 Application du couple résistant C_r :	9
I.6. Simulation de la machine à courant continu en boucle ouvert sous MATLAB	11
I.6.1. Schéma bloc de la machine à courant continu	11
I.6.2. Résultats et discussion.....	12
I.7. Conclusion :.....	15

Chapitre II : Commande de la vitesse par régulateur PI

II.1. Introduction.....	15
II.2. Description du régulateurs PI.....	Erreur ! Signet non défini.
II.3. Schéma du régulateur PI	Erreur ! Signet non défini.

II.4. Les avantages et inconvénients du régulateur PI	20
II.5. La régulation PI de vitesse	20
II.6. Simulation et Interprétation des résultats	23
II.7. Conclusion	24
Chapitre III : Commande de la vitesse par logique floue-PI	
III.1. Introduction	22
III.2. Historique	22
III.3. Principe de la Logique Floue.....	22
III.4. Opérateurs Flous.....	24
III.5. Configuration Interne d'un Régulateur à Logique Floue	25
III.5.1. Fuzzification	26
III.5.2 Bases de règle et méthodes d'inférence.....	27
III.5.3. Inférence Floue	29
III.5.4. Defuzzification	30
III .6. Conception d'un RLF.....	32
III.7 Avantages et Inconvénients du Réglage par Logique Floue	33
III.7.1 Avantage	33
III.7.2 Inconvénients	33
III.8. Régulation de la vitesse par logique floue –PI sous Matlab	34
III.8.1. Fuzzification	34
III.8.2. Présentation des fonctions d'appartenance.....	35
III.8.3. Les règles floues	37
III.9. Résultats de Simulation	38
III.10 Conclusion	39
Conclusion générale	40
Références Bibliographiques	41

Liste des figures

Figure I.1: Schéma d'un moteur à courant continu.....	3
Figure I.2: L'inducteur de la machine à courant continu.....	3
Figure I.3: L'induit de la machine à courant continu	4
Figure I.4: Collecteur et balais	4
Figure I.5: Modélisation électrique d'un Moteur à excitation séparée.....	5
Figure I.6: Modélisation électrique d'un Moteur à excitation shunt.....	6
Figure I.7: Modélisation électrique d'un Moteur à excitation série.....	6
Figure I.8: Modélisation électrique d'un Moteur à excitation compound.....	7
Figure I.9: Schéma équivalent d'un moteur à courant continu à excitation série.	7
Figure I.10: Schéma bloc d'un moteur à courant continu.	10
Figure I.11: Modèle de la MCC à excitation série.	11
Figure I.12: Réponses de la MCC à vide.....	12
Figure I.13: Réponses de la MCC en charge.....	14
Figure II.1: Schéma bloc de la commande classique.....	15
Figure II.2: Stabilité, précision et rapidité.	16
Figure II.3: Réponse du correcteur (P) à une entrée échelon.	17
Figure II.4: Réponse du correcteur (I) à une entrée échelon.....	18
Figure II.5: Structure PI en série	18
Figure II.6: Structure PI en parallèle.....	19
Figure II.7: Exemple de réalisation électronique du correcteur PI.	19
Figure II.8: Schéma bloc d'un système avec correcteur.....	20
Figure II.9: Régulation de vitesse par PI-classique sous Simulink/Matlab.	22
Figure II.10: Régulation de la vitesse par régulateur PI classique.....	23

Figure III.1: Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique .	23
Figure III.2: Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.....	24
Figure III.3: Structure interne d'un régulateur floue	26
Figure III.4: Représentation des différents types	27
Figure III.5: Représentation de la hauteur, le noyau, le support	27
Figure III.6: Méthode d'inférence max-min	30
Figure III.7: Méthode de centre de gravité	31
Figure III.8: Méthode par centre de gravité simplifié.....	31
Figure III.9: Méthode de maximum.....	32
Figure III.10: étapes principales lors de la conception d'un RLF.....	33
Figure III.11: Schéma bloc de régulateur de vitesse de MCC par PI-flou	34
Figure III.12: Définition de la structure globale (entrée, sortie).....	35
Figure III.13: Première entrée (erreur)	35
Figure III.14: deuxième entrée (dérivé d'erreur)	36
Figure III.15: Premier sortie (K_p).....	36
Figure III.16: deuxième sortie (K_i).....	36
Figure III.17: les règles floue.....	37
Figure III.18: Les fonctions résultantes de K_p et K_i	37
Figure III.20: Régulation de la vitesse par régulateur PI classique.	38

Liste des tableaux

Tableau I.1: Valeurs numériques du moteur à courant continu.....	11
Tableau III.1: d'opérateurs d'interfaces floue.....	25
Tableau III.2: Table des règles.....	28
Tableau III.3: Tableau des performances.....	39

Liste des symboles

Symboles	Signification
$U(t)$	Tension appliquée au moteur.
$I(t)$	Intensité traversant le moteur.
C_e	Couple moteur couple électromagnétique.
f	Coefficient de frottement visqueux.
J	Moment d'inertie de l'axe du rotor.
K	Constant de couple.
K_m	Constante de couple électromagnétique.
K_e	Constante de Force contre électromotrice.
$E(t)$	Force contre électromotrice.
$\Omega(t)$	Vitesse de rotation du rotor.
C_r	Couple résistant.
B_s	Champ magnétique.
P	Nombre de paires de pôles de la machine.
N	Nombre de conducteurs actifs de la périphérie de l'induit.
μ	Degré d'appartenance.
K_p	Gain d'action proportionnelle.

K_i	Gain d'action intégrale.
ε	Le coefficient d'amortissement du système 2eme ordre.
ω	La pulsation propre.

Abréviations

MCC : Machine à Courant Continu.

PI : Proportionnelle Intégrale.

RLF : Régulateur Logique Floue.

Introduction générale

La commande des systèmes électromécaniques occupe une place centrale dans de nombreuses applications industrielles telles que les chaînes de production automatisées, les systèmes de transport, la robotique ou encore les équipements domestiques intelligents. Parmi ces systèmes, la machine à courant continu (MCC) se distingue par sa simplicité de commande, sa rapidité de réponse et sa large gamme d'applications. Néanmoins, pour garantir un fonctionnement optimal, il est nécessaire de mettre en œuvre des stratégies de régulation efficaces, capables d'assurer la stabilité, la précision et la robustesse face aux perturbations et aux variations de charge.

Le régulateur PI (Proportionnel-Intégral), bien qu'efficace dans des conditions normales, présente des limites face aux systèmes dynamiques complexes dont le modèle est imprécis ou non linéaire. C'est pourquoi des approches plus souples, comme la logique floue, ont été introduites.

La logique floue, proposée par Zadeh en 1965, permet de raisonner avec des données imprécises et de modéliser des systèmes complexes sans avoir recours à une modélisation mathématique exacte. En l'intégrant au régulateur PI, on obtient un régulateur PI-flou plus adaptatif et performant.

L'objectif de ce mémoire est d'étudier, concevoir et simuler une commande PI-flou pour la régulation de la vitesse d'une machine à courant continu, et de la comparer à la régulation PI classique afin de mettre en évidence les améliorations possibles. Pour cela, ce mémoire s'articule autour de trois chapitres :

Le premier chapitre a été consacré à l'étude générale de la machine à courant continu, dans laquelle nous décrivons son principe de fonctionnement, ses constituants et ses types.

Le deuxième chapitre a été réservé à la modélisation de la MCC et l'implémentation de la régulation PI-classique, accompagnée des résultats de simulation.

Le troisième chapitre a été accordé à la présentation de la logique floue, de sa mise en œuvre avec un correcteur PI (PI-flou) pour l'appliquer à la régulation de la vitesse de la MCC. Des résultats de simulation sous Simulink/Matlab ont été présentés en vue de faire une comparaison des performances du régulateur PI-flou avec le régulateur PI-classique.

Introduction générale

Ce mémoire se termine par une conclusion générale regroupant les principaux résultats obtenus et suggérant des pistes pour des travaux futurs.

Chapitre I

Modélisation de la machine à courant continu

I.1. Introduction

Le contrôle de la vitesse est un élément essentiel dans de nombreuses applications industrielles et systèmes électromécaniques, nécessitant l'utilisation de vitesses précises et variables.

Ce chapitre présente la structure de la machine à courant continu ainsi que son principe de fonctionnement, tout en explorant les différents types de moteurs à courant continu. Enfin, une attention particulière est accordée à la modélisation de cette machine dans l'environnement Matlab/Simulink.

I.2. Définition

Les moteurs à courant continu (MCC) sont des convertisseurs électromécaniques capables de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique, et inversement. Lorsqu'ils absorbent de l'énergie électrique et fournissent une puissance mécanique suffisante pour démarrer et entraîner une charge, ils opèrent en mode moteur.

En revanche, lorsqu'ils sont entraînés mécaniquement par une charge en mouvement, ils convertissent l'énergie mécanique reçue en énergie électrique, fonctionnant alors en tant que générateurs [1].

I.3. Différentes parties d'un MCC

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

- L'inducteur.
- L'induit.
- Le collecteur et les balais.

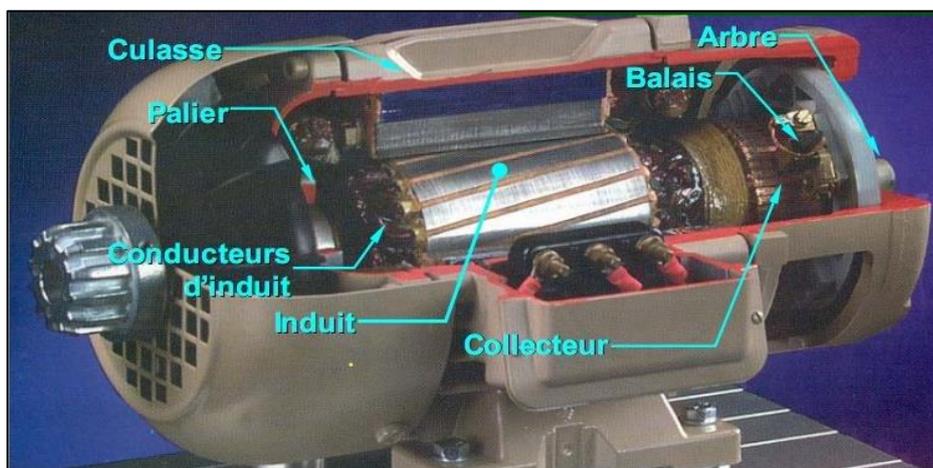


Figure I.1: Schéma d'un moteur à courant continu

I.3.1. L'inducteur

L'inducteur est la partie fixe du moteur. Il est constitué d'un aimant permanent ou d'un électroaimant alimenté par le courant continu d'excitation [3].



Figure I.2: L'inducteur de la machine à courant continu

I.3.2. L'induit

C'est la partie mobile de la machine, porte les conducteurs soumis au flux magnétique de l'inducteur. Il est constitué de tôle en fer au silicium isolé entre elles pour limiter les pertes par hystérésis les pertes par courants de Foucault. Le fer de l'induit comporte des encoches à la périphérie. et dans ces encoches qu'est logé le bobinage de l'induit parcouru par un courant continu. Le bobinage de l'induit est formé de sections. Une section est un groupe de spires isolées entre elles. Les extrémités du bobinage de l'induit sont reliées au collecteur [3].

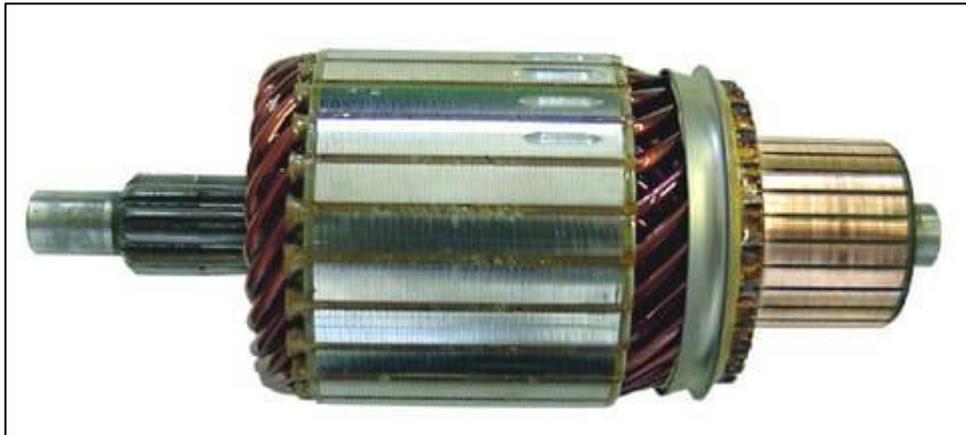


Figure I.3: L'induit de la machine à courant continu

I.3.3. Le collecteur et les balais

Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre où sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit.

Les balais (ou charbons) sont situés au stator et frottent sur le collecteur en rotation [2].

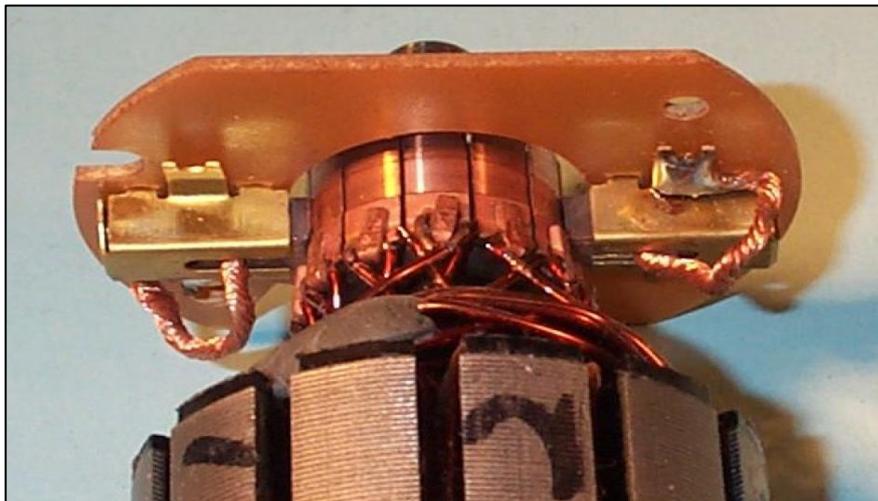


Figure I.4: Collecteur et balais

I.4. Les différents modes d'excitations

Les moteurs à courant continu se différencient par la manière dont on fournit le courant d'excitation. On distingue quatre types qui sont :

- Moteur à excitation séparée,

- Moteur à excitation shunt,
- Moteur à excitation série,
- Moteur à excitation composée.

I.4.1. Moteur à excitation séparée

Ce mode d'excitation nécessite deux sources d'alimentations distinctes. L'enroulement inducteur et l'induit sont alimentés par deux sources de tensions différentes [3].

Le circuit électrique est représenté par la figure suivante :

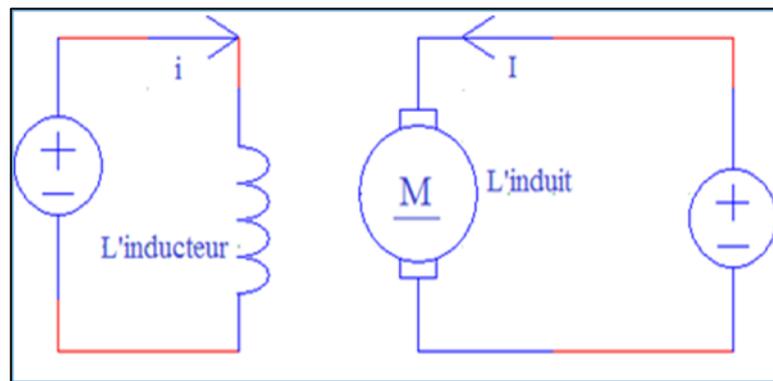


Figure I.5: Modélisation électrique d'un Moteur à excitation séparée.

I.4.2. Moteur à excitation shunt (Dérivée)

L'enroulement d'excitation est connecté en parallèle sur l'alimentation du moteur. Il possède les mêmes propriétés que le moteur à excitation séparée du fait que, dans les deux cas, l'inducteur constitue un circuit extérieur à celui de l'induit [3].

Le circuit électrique est représenté par la figure suivante :

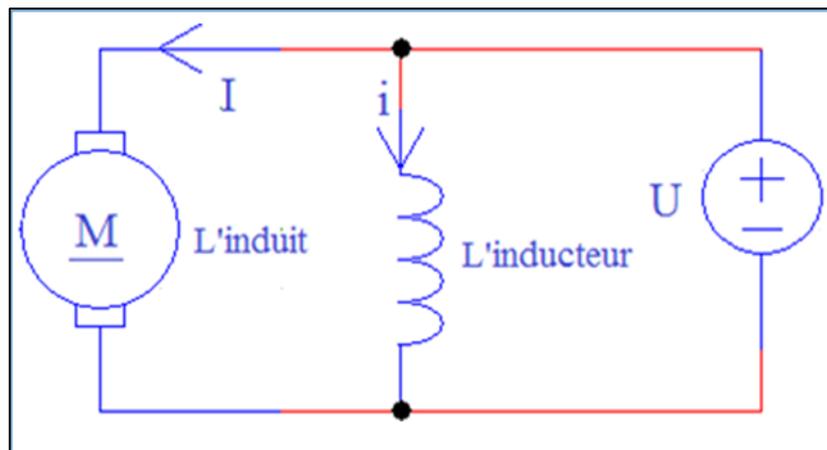


Figure I.6: Modélisation électrique d'un Moteur à excitation shunt.

I.4.3. Moteur à excitation série

Le circuit d'excitation est placé avec l'induit du moteur. Sa particularité est d'avoir un inducteur qui est traversé par le même courant, l'inducteur possède donc une résistance plus faible que celle des autres types de machines. L'inducteur est en série avec l'induit : une seule source d'alimentation suffit. On change le sens de rotation en permutant les connexions de l'induit et de l'inducteur [3].

Le circuit électrique est représenté par la figure suivante :

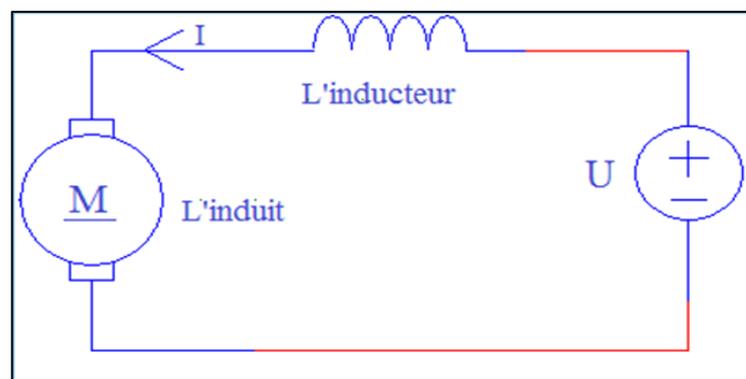


Figure I.7: Modélisation électrique d'un Moteur à excitation série

I.4.4. Moteur à excitation compound (Composée)

Dans le mode compound une partie de l'inducteur est raccordé en série avec l'induit et une autre est de type parallèle ou shunt. On peut réaliser un compound-âge additif (Si les flux des deux enroulements s'additionnent) ou soustractif (dans le cas contraire) [3].

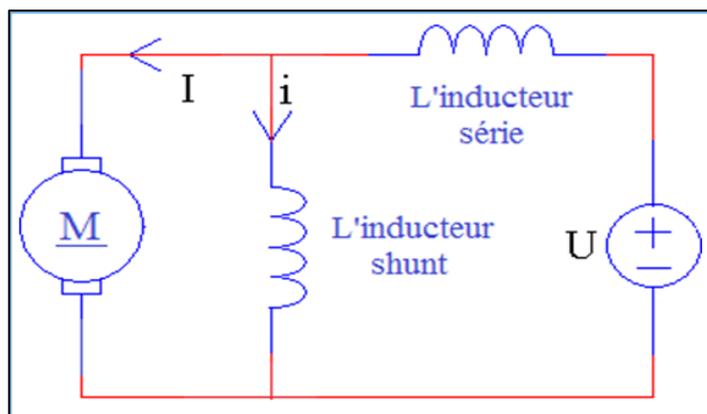


Figure I.8: Modélisation électrique d'un Moteur à excitation compound.

I.5. Modélisation de la MCC à excitation série

Dans ce mémoire, on s'intéresse aux moteurs à excitation série dont le schéma équivalent est donné par la figure suivante.

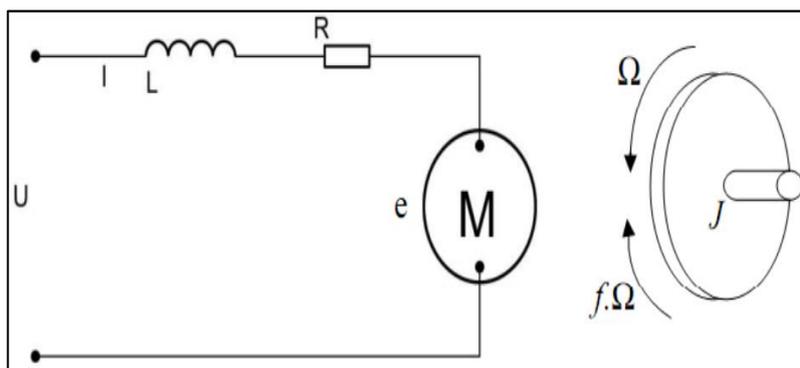


Figure I.9: Schéma équivalent d'un moteur à courant continu à excitation série.

Ce moteur est régi par les équations physiques découlant de ses caractéristiques électriques, mécaniques et magnétiques [4].

D'après la loi de Newton, combiné aux lois de Kirchhoff, On écrire les équations suivantes :

➤ **Équation électrique**

$$u(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + e(t) \tag{I.1}$$

$$e(t) = Ke \Omega(t) \tag{I.2}$$

➤ **Équation mécanique**

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = Ce(t) - Cr(t) - f\Omega(t) \quad (I.3)$$

$$Ce(t) = Km.i(t) \quad (I.4)$$

Avec :

$u(t)$: Tension appliquée au moteur

Ce : couple moteur généré

$e(t)$: Force contre électromotrice

f : Coefficient de frottement

$i(t)$: Intensité traversent le moteur

K : Constante de couple

Cr : Couple résistant

J : Moment d'inertie

I.5.1. Sans couple résistant ($Cr = 0$)

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = Ce(t) - f\Omega(t) \quad (I.5)$$

$$Js\Omega(s) = Ce(s) - f\Omega(s) \quad (I.6)$$

$$\Omega(s).(Js + f) = Ce(s) \quad (I.7)$$

$$\Omega(s) = \frac{Ce(s)}{Js + f} \quad (I.8)$$

$$Ce(s) = Km.I(s) \quad (I.9)$$

$$U(s) = RI(s) + LsI(s) + E(s) \quad (I.10)$$

$$U(s) - E = I(s).(R + Ls) \quad (I.11)$$

$$I(s) = \frac{U(s) - E(s)}{R + Ls} \quad (I.12)$$

En remplaçant (I.12) dans (I.9) :

$$Ce(s) = \frac{Km(U(s) - E(s))}{R + Ls} \quad (I.13)$$

$$Ce(s) = \frac{Km.U(s) - Km.E(s)}{R + Ls} \quad (I.14)$$

En utilisant (I.2) :

$$Ce(s) = \frac{Km.U(s) - Km.Ke\Omega(s)}{R + Ls} \quad (I.15)$$

En remplaçant (I.15) dans (I.8) :

$$\Omega(s) = \frac{Km. U(s) - Km. Ke \Omega(s)}{(Js + f)(R + Ls)} \quad (I. 16)$$

$$\Omega(s). (R + Ls)(Js + f) = Km. U(s) - Km. Ke. \Omega(s) \quad (I. 17)$$

$$\Omega(s). ((R + Ls)(Js + f) + Km. Ke) = Km. U(s) \quad (I. 18)$$

➤ **Fonction de transfert du moteur**

La fonction de transfert du moteur $H(s)$ reliant l'entrée $U(s)$ à la sortie $\Omega(s)$ est :

$$H(s) = \frac{\Omega(s)}{U(s)} \quad (I. 19)$$

$$H(s) = \frac{Km}{(R + Ls)(Js + f) + Km. Ke} \quad (I. 20)$$

$$H(s) = \frac{Km}{LJs^2 + (RJ + Lf)s + Rf + Ke. Km} \quad (I. 21)$$

I.5.2. Avec couple résistant Cr

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = Ce(t) - Cr(t) - f \Omega(t) \quad (I. 22)$$

$$Js\Omega(s) = Ce(s) - Cr(s) - f\Omega(s) \quad (I. 23)$$

$$\Omega(s). (Js + f) = Ce(s) - Cr(s) \quad (I. 24)$$

$$\Omega(s) = \frac{Ce(s)}{Js + f} - \frac{Cr(s)}{Js + f} \quad (I. 25)$$

$$\Omega(s) = \frac{Km. U(s) - Km. Ke \Omega(s)}{(Js + f)(R + Ls)} - \frac{Cr(s)}{Js + f} \quad (I. 26)$$

$$\Omega(s) = \frac{Km. U(s)}{(Js + f)(R + Ls)} - \frac{Km. Ke \Omega(s)}{(Js + f)(R + Ls)} - \frac{Cr(s)}{Js + f} \quad (I. 27)$$

$$\Omega(s) + \frac{Km. Ke \Omega(s)}{(Js + f)(R + Ls)} = \frac{Km. U(s)}{(Js + f)(R + Ls)} - \frac{Cr(s)}{Js + f} \quad (I. 28)$$

$$\Omega(s) \frac{(Js + f)(R + Ls) + Km. Ke}{(Js + f)(R + Ls)} = \frac{Km. U(s)}{(Js + f)(R + Ls)} - \frac{Cr(s)}{Js + f} \quad (I. 29)$$

$$\Omega(s) = \frac{Km. U(s) - (R + Ls)Cr(s)}{LJs^2 + (RJ + Lf)s + Rf + Km. Ke} \quad (I. 30)$$

➤ **Fonction de transfert du moteur**

D'où : la fonction de transfert du moteur :

1) $H(s)$ reliant l'entrée $U(s)$ à la sortie $\Omega(s)$:

$$H(s) = \frac{Km}{LJs^2 + (RJ + Lf)s + Rf + Km.Ke} \quad (I.31)$$

2) $G(s)$ reliant l'entrée $Cr(s)$ à la sortie $\Omega(s)$:

$$G(s) = \frac{-(R + Ls)}{LJs^2 + (RJ + Lf)s + Rf + Km.Ke} \quad (I.32)$$

1.5. Schéma bloc de la MCC

En utilisant les équations (I.2), (I.9), (I.12) et (I.25), le moteur à courant continu peut être modélisé par le schéma bloc de la figure I.10.

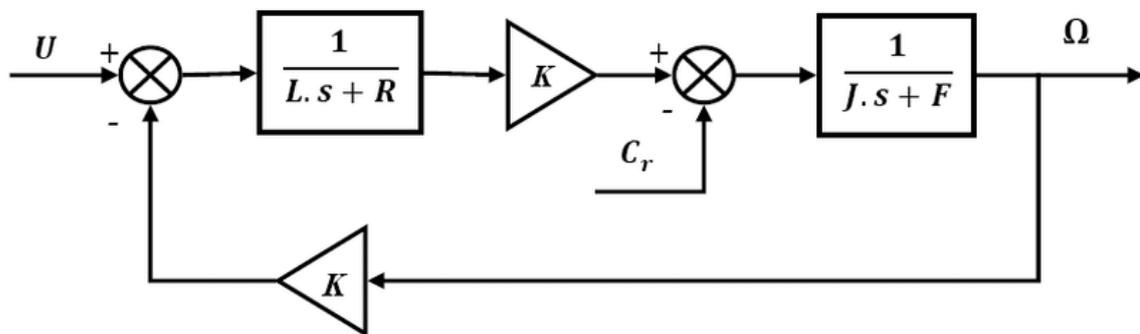


Figure I.10: Schéma bloc d'un moteur à courant continu.

I.6. Simulation du MCC en boucle ouverte sous MATLAB

Les valeurs numériques du MCC choisi sont données par le Tableau I.1.

Couple résistant (C_r)	5 N.m
Résistance de l'induit	$R=4\Omega$
La constante de flux du moteur	$K= 1.26$
Inductance	$L=0.0072$ H
Moment d'inertie rapporté au rotor	$J=0.0607$ kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	$F=0.0087$ N.m.

Tableau 0.1: Valeurs numériques du moteur à courant continu.

I.6.1. Simulation de la MCC en boucle ouverte

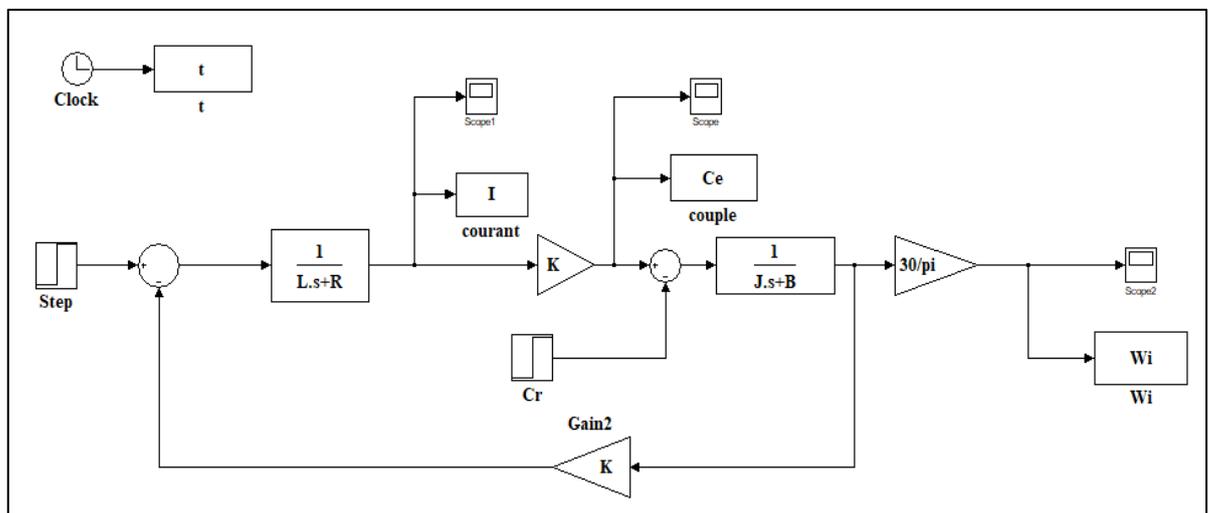
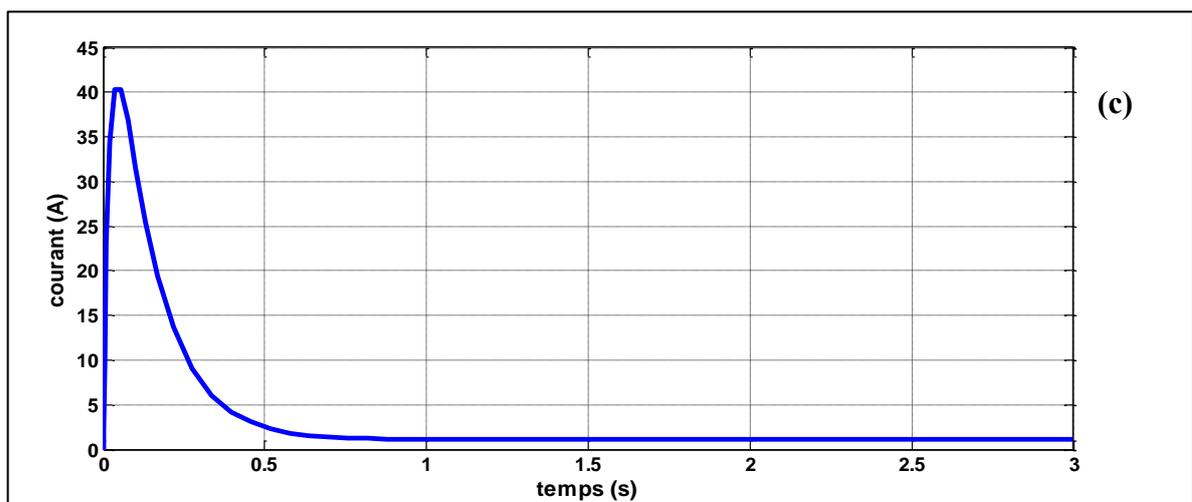
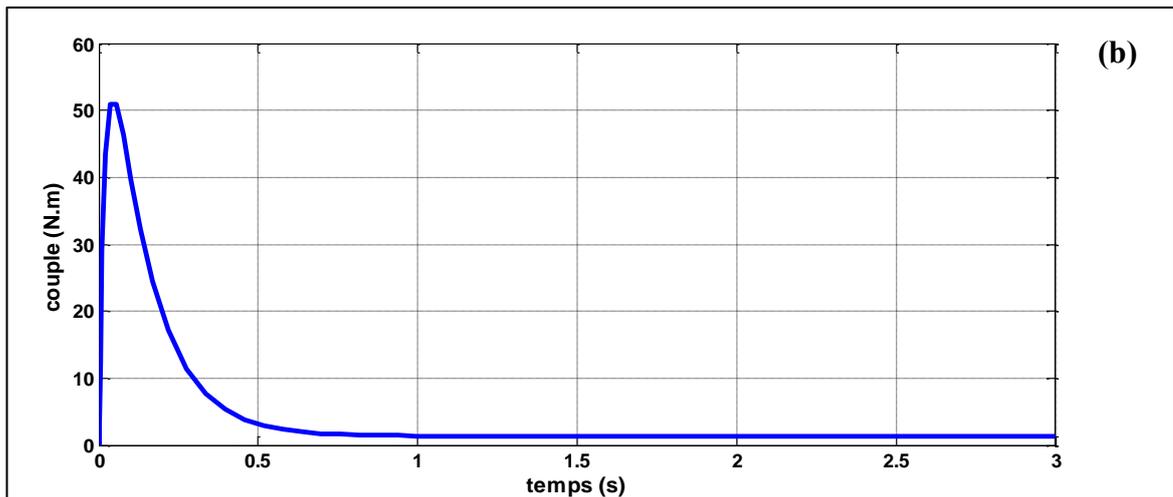
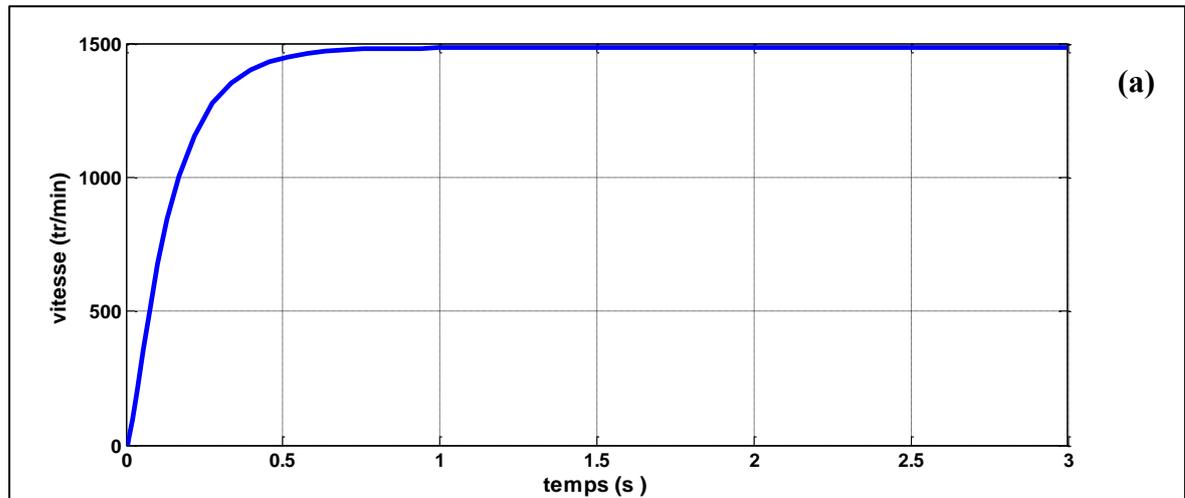


Figure I.11: Modèle de la MCC à excitation série.

I.6.2. Résultats et discussions

(a) *Sans couple résistant ($C_r=0$)***Figure I.12:** Réponses de la MCC à vide.

(a) la vitesse, (b) le courant, (c) le couple électromécanique.

➤ Interprétation

D'après les résultats de simulation du moteur en fonctionnement à vide ($C_r = 0 \text{ N.m}$), on peut observer que la vitesse augmente de façon apériodique pour atteindre sa valeur finale avec un temps de réponse à 5% de 0.41s et temps de montée de 10% à 90% de 0.29s. Au démarrage, le moteur a fourni un couple important pour accélérer le rotor et vaincre les frottements. Une fois le moteur lancé, le couple se stabilise vers une valeur proche de 0. Cela montre que le moteur n'a plus besoin de forcer pour maintenir la vitesse : il est en régime stationnaire. Le courant n'est que l'image du couple.

(b) Application du couple résistant $C_r = 5 \text{ N.m}$

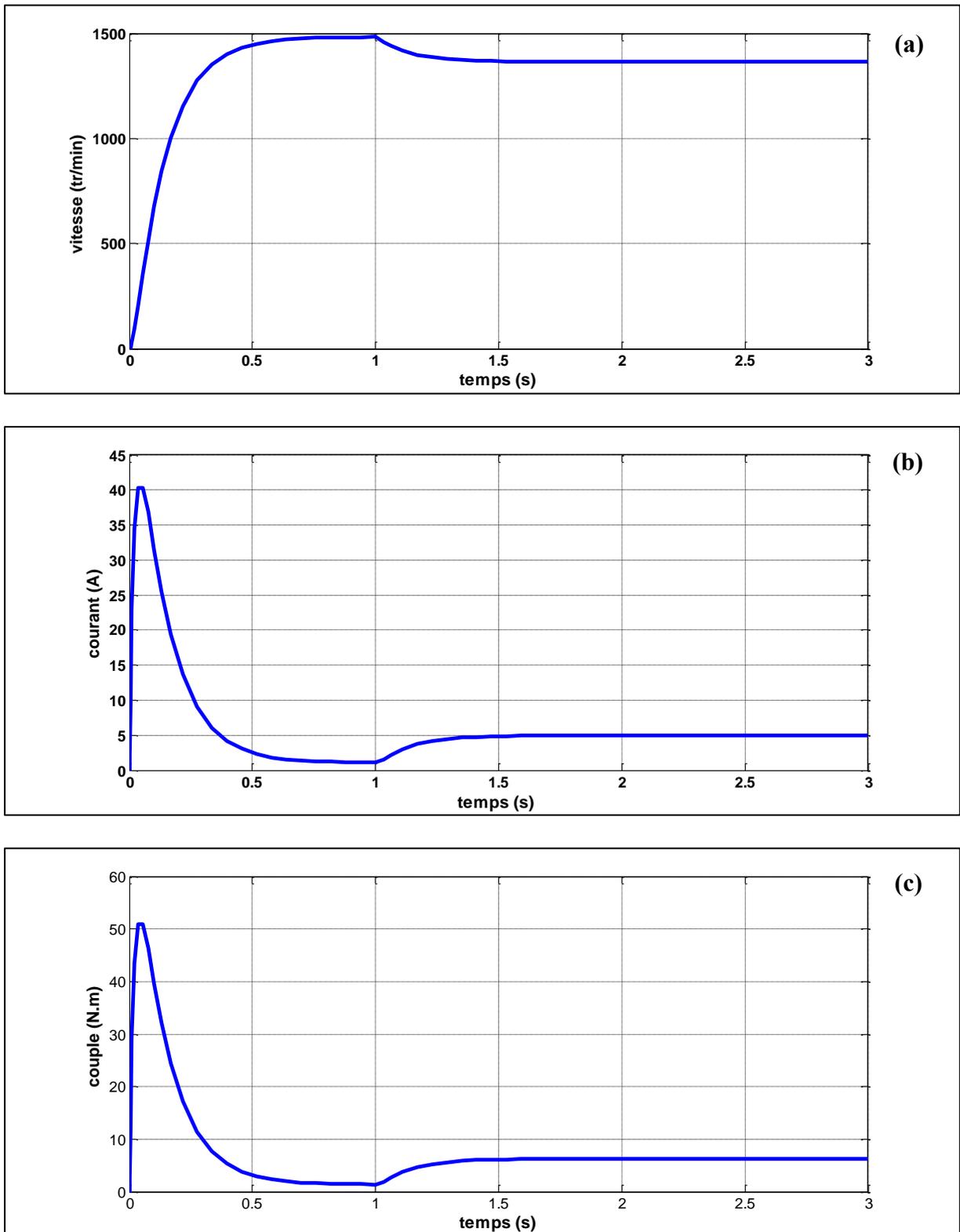


Figure I.13: Réponses de la MCC en charge

(a) la vitesse, (b) le courant, (c) le couple électromécanique.

➤ Interprétation

D'après la simulation du MCC en charge, illustrée par les figures de la vitesse, du courant et du couple, on observe que lorsque le couple résistant est appliqué au moteur (à l'instant $t=1s$), la vitesse de ce dernier diminue. Simultanément, le couple électromécanique, qui est la force de rotation du moteur, augmente pour compenser la charge supplémentaire. Cette augmentation du couple électromécanique se fait jusqu'à ce que le moteur atteigne un nouvel équilibre où le couple moteur est égal au couple résistant, en tenant compte des pertes du moteur.

Or, pour de nombreuses applications industrielles et domestiques, il est crucial de maintenir la vitesse du moteur stable à un niveau précis quelque soit les variations de charges (C_r). D'où une régulation de vitesse est primordiale.

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, la machine à courant continu a été présentée avec ses différents types d'excitation. Puis, en manipulant des équations électriques et mécaniques, le modèle de la machine a été élaboré. Enfin, la machine est mise sous Simulink/Matlab avec ses deux régimes; à vide et à charge. Pour conclure sur la nécessité d'incorporer un régulateur de vitesse pour compenser les variations de charges.

Le chapitre suivant sera consacré à la régulation, en particulier l'utilisation d'un régulateur classique PI (Proportionnel-Intégral).

Chapitre II

Commande de la vitesse par régulateur PI classique

II.1. Introduction

Le régulateur PI (Proportionnel-Intégral) est un correcteur largement utilisé dans les systèmes de commande industriels. Il agit sur l'erreur entre la consigne et la sortie pour générer une commande, en combinant une action proportionnelle et une action intégrale afin de garantir stabilité et précision.

Dans ce chapitre a pour objectif de mettre en œuvre une commande PI classique pour la régulation de la vitesse d'un MCC. L'objectif est double : d'une part, minimiser l'effet des perturbations extérieures, et d'autre part, assurer un bon suivi des changements de consigne, avec un temps de réponse rapide, une précision élevée et si possible sans dépassement. Cependant, ces critères de performance sont souvent contradictoires, ce qui impose de trouver un compromis lors du réglage de la boucle d'asservissement.

II.2. La commande classique

Généralement, un correcteur est implémenté dans les systèmes de commande classiques à retour unitaire comme le montre la figure (II.1) où $u(t)$ désigne le signal de commande et $e(t)$ l'écart résultant de la différence entre la consigne $r(t)$ et la grandeur à commander $y(t)$, $C(s)$ est la fonction de transfert du correcteur et $G(s)$ est la fonction de transfert de système.

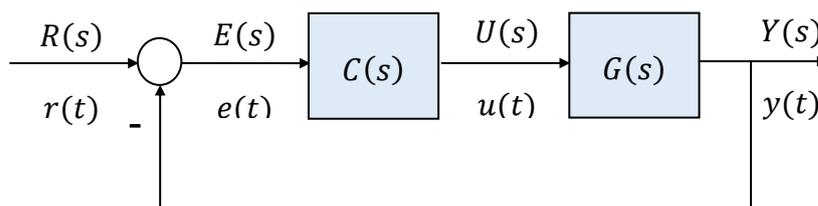


Figure II.1: Schéma bloc de la commande classique

Les performances d'une régulation, dans le contexte de systèmes de contrôle, se réfèrent à la capacité du système à atteindre et maintenir une valeur de consigne désirée de manière efficace. Ces performances sont généralement évaluées selon trois critères principaux : la stabilité, la précision et la rapidité.

➤ **Stabilité :**

Un système régulé est stable si, après une perturbation ou un changement de consigne, la grandeur régulée tend vers une valeur stable et ne diverge pas de manière incontrôlée.

Un système instable est caractérisé par une divergence de la grandeur régulée, ce qui peut entraîner des dysfonctionnements voire des dommages.

➤ **Précision :**

La précision concerne la capacité du système à maintenir la grandeur régulée proche de sa valeur de consigne, même en présence de perturbations.

➤ **Rapidité :**

La rapidité évalue le temps nécessaire au système pour atteindre sa valeur finale. La rapidité est souvent associée à la notion de temps de réponse, c'est-à-dire le temps nécessaire pour que la grandeur régulée atteigne un certain pourcentage (par exemple, 95%) de sa valeur finale.

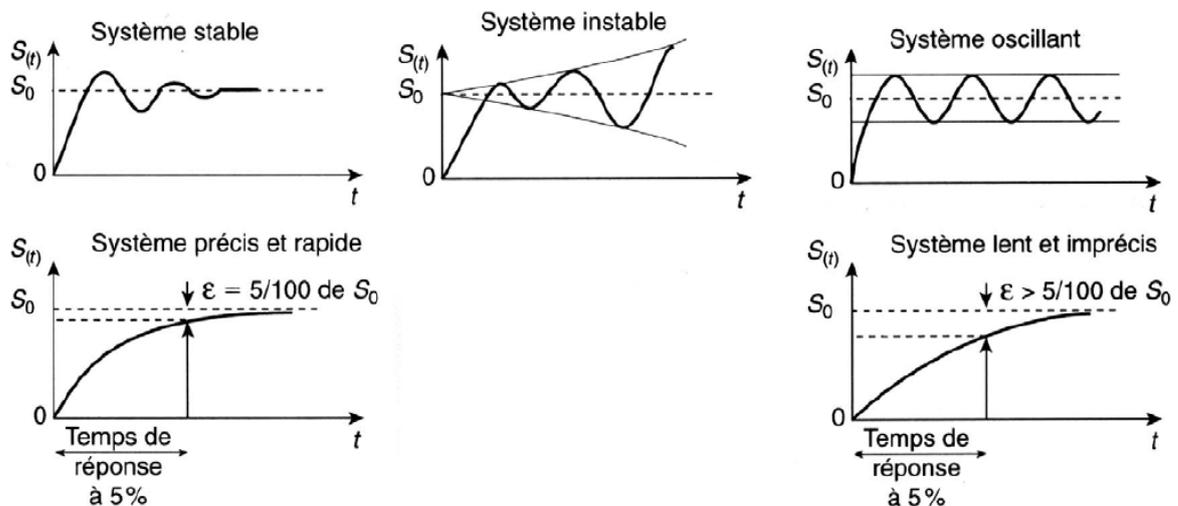


Figure II.2: Stabilité, précision et rapidité.

Les correcteurs les plus répandus dans les systèmes de contrôle sont les correcteurs Proportionnel (P), Proportionnel Intégral (PI), et Proportionnel Intégral Dérivé (PID). Le choix du correcteur dépendra des caractéristiques spécifiques du système à contrôler. Dans notre mémoire, on s'intéressera à la régulation de vitesse par le correcteur PI pour des raisons qu'on citera au cours de ce chapitre.

II.3. Le correcteur PI

Le correcteur PI se compose de deux fonctions : Proportionnelle (P), Intégrale (I).

➤ Action proportionnelle (P)

Dans ce type de correcteur, le signal de commande $u(t)$ est proportionnel au signal d'erreur $\varepsilon(t)$:

$$u(t) = K_p \varepsilon(t) \quad (\text{II. 1})$$

Sa fonction de transfert est :

$$C(s) = K_p \quad (\text{II. 2})$$

avec K_p est le gain proportionnel.

Ce correcteur agit sur le signal d'écart ε instantanément comme des lunettes grossissantes : le système « croit » que l'écart est plus grand qu'il ne l'est en réalité (Figure II.3).

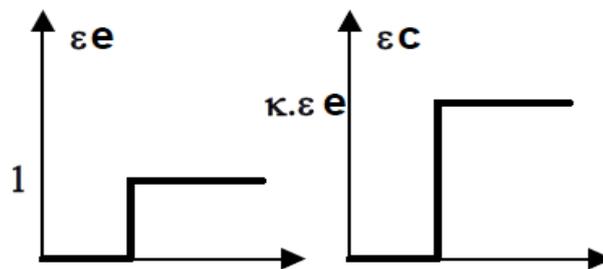


Figure II.3: Réponse du correcteur (P) à une entrée échelon.

➤ Action intégrale (I)

Dans ce type de correcteur, le signal de commande est proportionnel à l'intégrale du signal d'erreur.

$$u(t) = K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{II. 3})$$

Sa fonction de transfert est :

$$C(s) = \frac{K_i}{s} \quad (\text{II. 4})$$

avec K_i est le gain intégral.

L'action intégrale est une action progressive et persévérante (Figure II.4). Le correcteur intégral permet de prendre en compte des erreurs statiques très faibles par un processus d'accumulation.

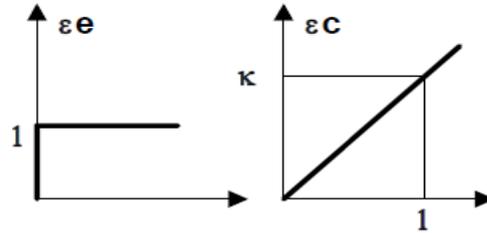


Figure II.4: Réponse du correcteur (I) à une entrée échelon

II.4. Structures du correcteur PI

Il y a deux structures : série et parallèle.

➤ **Série**

$$C(s) = K_p \left(1 + K_i \cdot \frac{1}{s} \right)$$

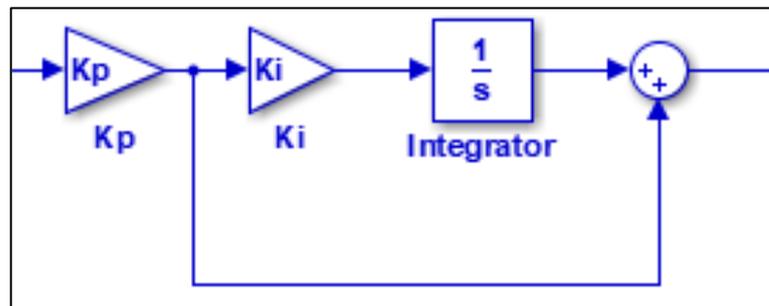


Figure II.5: Structure PI en série

➤ **Parallèle**

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

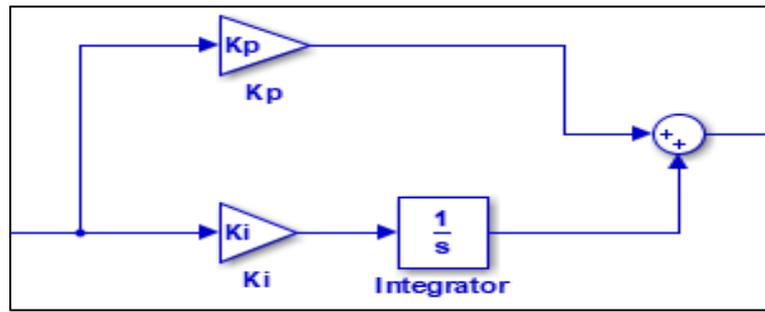


Figure II.6: Structure PI en parallèle

II.5. Réalisation électronique du correcteur PI

Le correcteur PI peut être réalisé par le schéma électronique de la figure suivante.

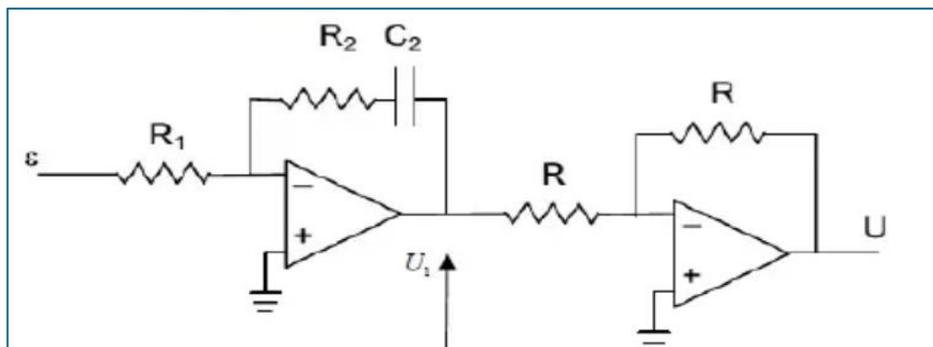


Figure II.7: Exemple de réalisation électronique du correcteur PI.

La relation entre la sortie (la commande) et l'entrée (l'écart) est donnée par :

$$U(s) = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 C s} \right) \varepsilon(s) \tag{II.6}$$

Donc, la fonction de transfert du correcteur est :

$$C(s) = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 C s} \right) \tag{II.7}$$

D'où :

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{1}{R_2 C} \tag{II.8}$$

II.6. Avantages et Inconvénients du régulateur PI

Le régulateur PI est le régulateur le plus utilisé dans le monde industriel pour plusieurs raisons :

D'abord, simple et efficace, de plus, c'est une méthode expérimentale très simple à mettre en place qui permet d'obtenir rapidement les coefficients nécessaires pour des systèmes ne nécessitant pas une très grande précision de régulation. D'autre part, il propose des méthodes mathématiques pour obtenir les coefficients idéaux pour un cahier de charge sévère.

Cependant, il peut être inefficace pour des systèmes présentant du bruit à la sortie, ou une non linéarité [5].

II.7. Régulation de vitesse par PI classique

Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI) est intégré dans la boucle directe de l'asservissement, en série avec le système à contrôler (le moteur). Son rôle est de générer le signal de commande $u(t)$ à partir de l'erreur $\varepsilon(t)$ en combinant deux contributions : une action proportionnelle, qui réagit instantanément à l'erreur, et une action intégrale, qui cumule cette erreur dans le temps afin d'éliminer les écarts persistants [3].

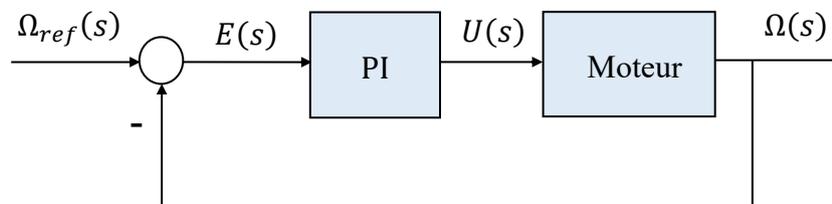


Figure II.8: Schéma bloc d'un système avec correcteur

Le but de ce paragraphe est de déterminer les deux paramètres du correcteur PI, c-à-d les gains k_p et k_i par la méthode de compensation.

Rappelons la fonction de transfert du moteur.

$$H(s) = \frac{Km}{LJs^2 + (RJ + Lf)s + Rf + Km.Ke} \quad (\text{II. 9})$$

Cette fonction possède 2 pôles réels négatifs ($-P_1$ et $-P_2$), d'où :

$$H(s) = \frac{Km/(Rf + Km.Ke)}{(s+P_1)(s+P_2)} \quad (\text{II. 10})$$

$$H(s) = \frac{G}{(s+P_1)(s+P_2)} \quad (\text{II. 11})$$

Avec :

$$G = \frac{Km}{Rf + Km.Ke}$$

➤ **Fonction de transfert en boucle ouvert (FTBO)**

Compenser le zéro du correcteur PI par le pôle dominant (P_1 : le plus faible) de $H(s)$:

$$PI = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(\frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \right) \quad (\text{II. 12})$$

$$s + \frac{K_i}{K_p} = s + P_1 \quad (\text{II. 13})$$

D'où :

$$\frac{K_i}{K_p} = P_1 \quad (\text{II. 14})$$

Par conséquent :

$$FTBO = \frac{K_p}{s} \cdot \frac{G}{s + P_2} \quad (\text{II. 15})$$

➤ **Fonction de transfert en boucle fermé (FTBF)**

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{II. 16})$$

$$FTBF = \frac{K_p G}{s^2 + sP_2 + K_p G} \quad (\text{II. 17})$$

La forme canonique d'un système du 2ème ordre est de la forme :

$$FTBF = \frac{K_{BF}\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (\text{II. 18})$$

De (II.17) et ((II.18) et par analogie terme à terme, on trouve :

$$\begin{cases} K_{BF}\omega_0^2 = K_p G \\ 2\xi\omega_0 = P_2 \\ \omega_0^2 = K_p G \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_{BF} = 1 \\ 2\xi\omega_0 = P_2 \\ \omega_0 = \sqrt{K_p G} \end{cases} \quad (\text{II. 19})$$

Pour obtenir une réponse en BF sans oscillations et la plus rapide possible, nous choisissons : $\xi = 1$. Par conséquent:

$$\omega_0 = \frac{P_2}{2\xi} \tag{II.20}$$

$$K_p = \frac{\omega_0}{G} \tag{II.21}$$

D'où :

$$K_p = \frac{P_2}{2\xi G} \tag{II.22}$$

En résumé, le correcteur PI possède 2 paramètres qui sont :

$$\begin{cases} K_p = \frac{P_2}{2\xi G} \\ K_i = K_p \cdot P_1 \end{cases} \tag{II.23}$$

II.8 Simulation en BF avec PI classique

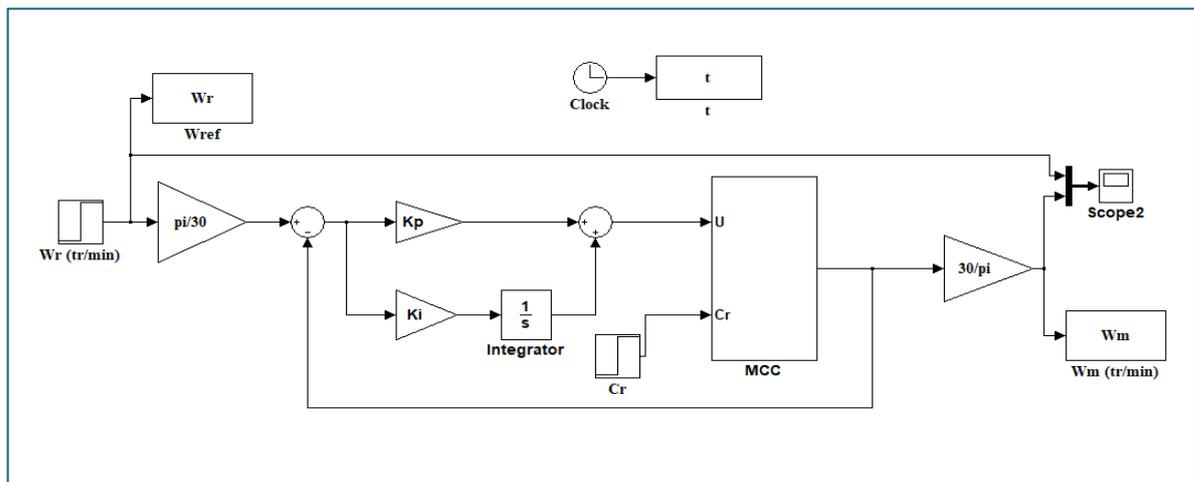


Figure II.9: Régulation de vitesse par PI-classique sous Simulink/Matlab.

➤ Résultats et Interprétation

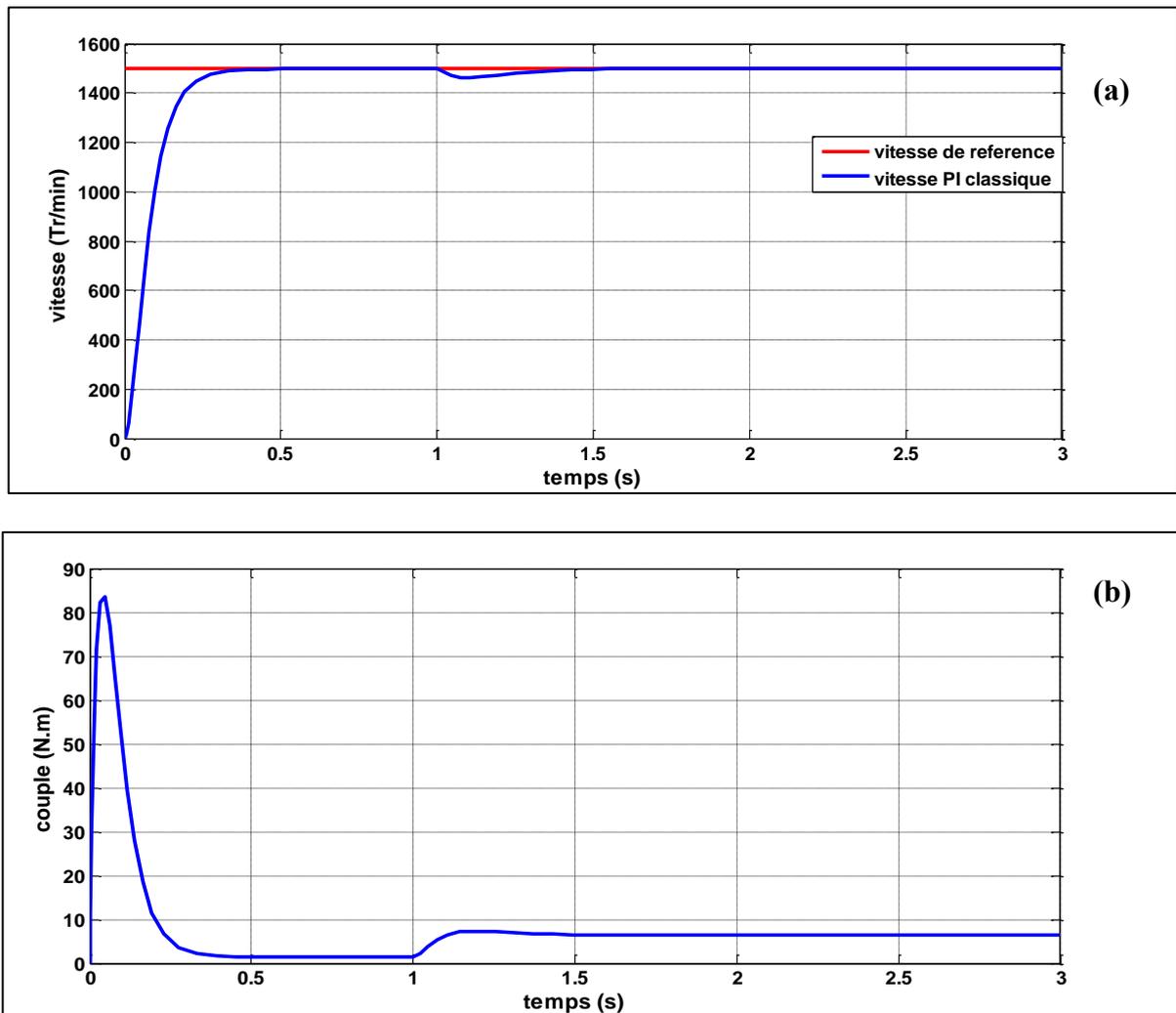


Figure II.10: Régulation de la vitesse par régulateur PI classique

(a) La vitesse, (b) Le couple électromécanique.

➤ Interprétation

La courbes de vitesse montre que le système atteint la valeur de consigne sans dépassement avec un temps de réponse plus rapide qu'en boucle ouverte. La vitesse présente une bonne stabilité globale, malgré de légères perturbations passagères dues au couple résistant.

Le couple atteint au démarrage un pic plus élevé pour faire accélérer le moteur jusqu'à la vitesse de consigne. Une fois que la vitesse est proche de la consigne, le couple chute très rapidement vers une valeur proche de 0. A $t=1s$, une variation du couple apparaît pour compenser le couple résistant. Puis, le couple se stabilise à une nouvelle valeur.

Ces résultats illustrent l'efficacité raisonnable du régulateur PI classique dans la régulation de la vitesse et du couple, bien que ses capacités d'adaptation restent limitées face à des conditions de fonctionnement variables.

II.9. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la régulation de la vitesse d'un moteur à courant continu à l'aide d'un régulateur PI classique. Les résultats de simulation ont montré que ce type de régulation offre une réponse satisfaisante en termes de suivi de la consigne, avec une bonne stabilité en régime permanent et sans dépassement. Le système a également démontré sa capacité à corriger rapidement les perturbations, notamment lors de l'application d'un couple résistant. Toutefois, les limites du régulateur PI classique apparaissent dans les situations non linéaires ou dynamiques, ce qui motive l'exploration de solutions plus flexibles, telles que le régulateur PI flou, qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

Commande de la vitesse par PI-flou

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, on explore une méthode de commande avancée : le régulateur flou-PI, qui combine la simplicité du PI classique avec la souplesse de la logique floue. Bien que le régulateur PI soit très utilisé pour contrôler la vitesse des moteurs, il peut être limité face à des systèmes complexes ou changeants.

La logique floue, inspirée du raisonnement humain, permet de gérer des situations imprécises sans recourir à des modèles mathématiques stricts. En l'intégrant dans un PI, on obtient un régulateur plus intelligent et adaptatif.

Ce chapitre présente donc les bases de la logique floue, la conception d'un régulateur flou-PI, ainsi que ses avantages et ses applications dans la commande des moteurs à courant continu.

III.2. Historique

Le concept de logique floue est né en 1965 grâce au professeur Zadeh de l'université de Berkeley, qui introduit l'idée qu'un contrôleur basé sur le raisonnement humain serait plus performant, ainsi que la théorie des sous-ensembles flous. En 1973, il introduit la notion de variable linguistique. En 1974, le Dr. Mamdani crée un premier contrôleur flou expérimental sur un moteur à vapeur. En 1980, F.L. Smith applique la logique floue au contrôle d'un four à ciment, marquant la première application industrielle. Durant les années 1980, la logique floue se développe, surtout au Japon, avec un grand tournant en 1987 grâce au métro de Sendai. Aujourd'hui, on retrouve cette technologie dans de nombreux produits qualifiés de "fuzzy" [7].

III.3. Principe de la Logique Floue

Si vous me le permettez, je souhaiterais vous faire remarquer que le principe du réglage par logique floue s'apparente à la démarche humaine. En effet, les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire, par exemple), mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. En outre, il est important de noter que le traitement de ces variables linguistiques s'effectue à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système. Dans cet ouvrage, l'auteur aborde une série de notions fondamentales, qu'il développe avec une certaine retenue.

Dans un souci de concision et de clarté, nous avons pris la décision de ne garder que les éléments essentiels pour comprendre le sujet.

Si vous me le permettez, je vais vous expliquer le principe du réglage par logique floue.

Si vous me le permettez, j'aimerais illustrer le principe fondamental de la logique floue par un exemple simple. Je vous prie de bien vouloir imaginer la classification des personnes en trois ensembles : « jeune », « entre deux âges » et « âgé ». Selon la logique classique (logique de Boole), qui n'admet pour les variables que les deux valeurs 0 et 1, une telle classification pourrait se faire comme l'illustre la figure (III.1). Il est important de noter que la catégorie des personnes âgées de moins de 25 ans est considérée comme jeune, tandis que celle des personnes âgées de plus de 50 ans est souvent appelée « les vieux » [6].

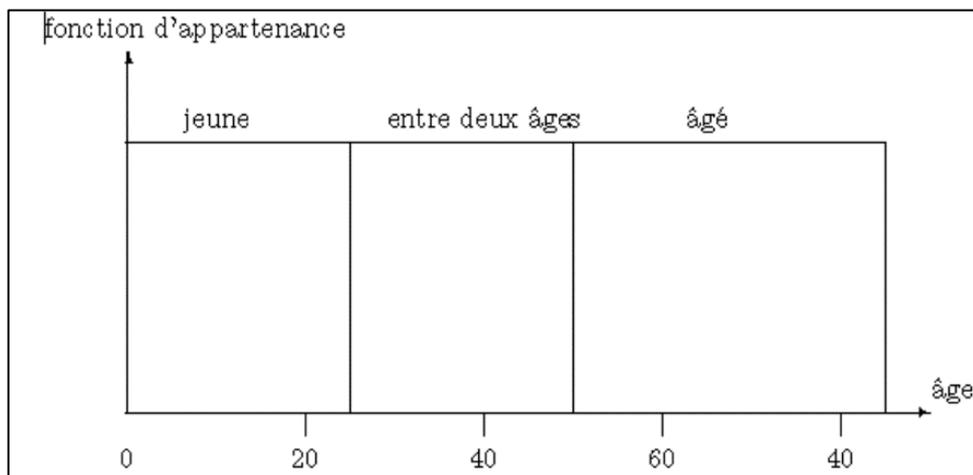


Figure III.1: Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique

Cependant, une telle logique de classification peut soulever des questions. Pourriez-vous me dire pourquoi, lorsqu'une personne a 50 ans, on la considère comme faisant partie de la catégorie des personnes âgées ?

En réalité, un tel changement se fait progressivement et individuellement. La logique floue, dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1, permet de tenir compte de cette réalité. Il est important de comprendre que les limites ne changent pas soudainement, mais plutôt progressivement.

Si vous le permettez, je souhaiterais attirer votre attention sur la figure (III.2). Celle-ci illustre une classification potentielle pour l'exemple précédent, cette fois-ci à l'aide de la logique

floue. Ainsi, il semble que la personne de 25 ans appartienne à l'ensemble « Jeune » avec une valeur $\mu=0,75$ de la fonction d'appartenance, et à l'ensemble « Entre deux âges » avec $\mu=0,25$.

Par contre, il apparaît que la personne âgée de 65 ans appartienne, avec une valeur $\mu=1$ de la fonction d'appartenance, à l'ensemble « Âgé » [6].

μ : Degré d'appartenance

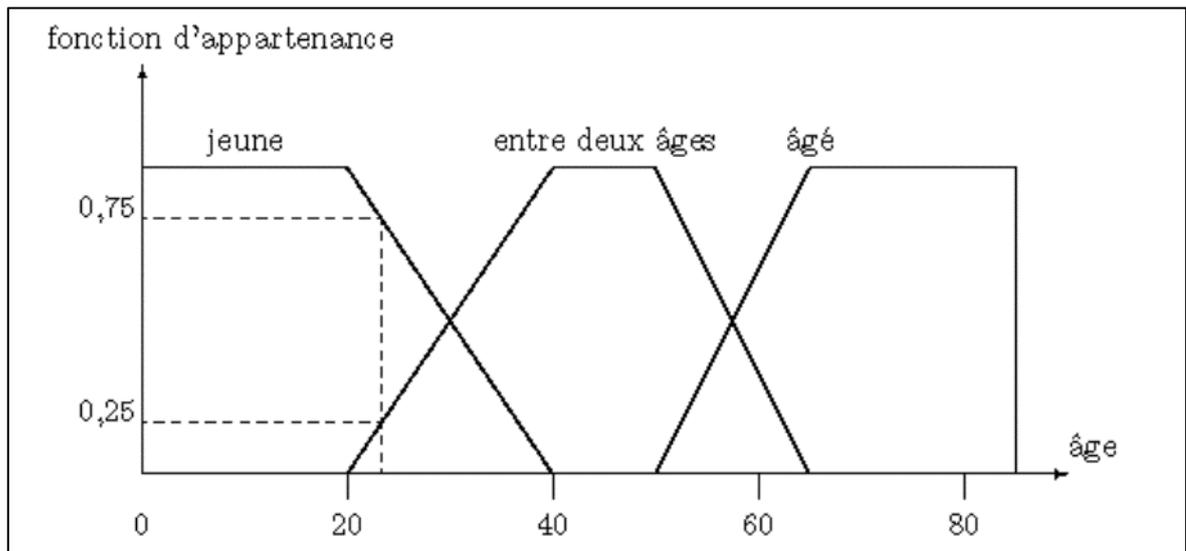


Figure III.2: Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue

III.4. Opérateurs Flous

Si vous le permettez, je vais vous expliquer comment fonctionnent les règles d'inférence. Comme vous le savez sûrement, celles-ci font appel aux opérateurs « et/ou », qui s'appliquent aux variables floues. Si vous me le permettez, je souhaiterais revenir sur la logique binaire. Dans ce cas, il me semble que ces opérateurs sont définis de façon simple et univoque. Dans le cas de la logique floue, la définition de ces opérateurs n'est plus univoque et on utilise le plus souvent les relations présentées dans le (tableau III.1).

Opérateur	Opération sur le degré de vérité des variables
ET	Minimum
	Produit
OU	Maximum
	Valeur moyenne
NON	Complément à 1

Tableau III.1: d'opérateurs d'interfaces floue

Les opérations minimum et maximum ont l'avantage de la simplicité lors du calcul. Cependant, elles privilégient l'une des deux variables. Il est important de noter que les opérations de produit et de valeur moyenne sont plus complexes à calculer. Toutefois, elles produisent un résultat qui tient compte des valeurs des deux variables [3].

III.5. Configuration Interne d'un Régulateur à Logique Floue

Il semble que la majorité des contrôleurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par E. Mamdani. Si vous le permettez, je vous invite à vous référer à la figure (III.3) pour une illustration de ce schéma.

Si vous me le permettez, je vais vous expliquer comment se décompose traditionnellement un régulateur flou. Il en existe trois étapes :

- Fuzzification.
- Inférence floue.
- Défuzzification.

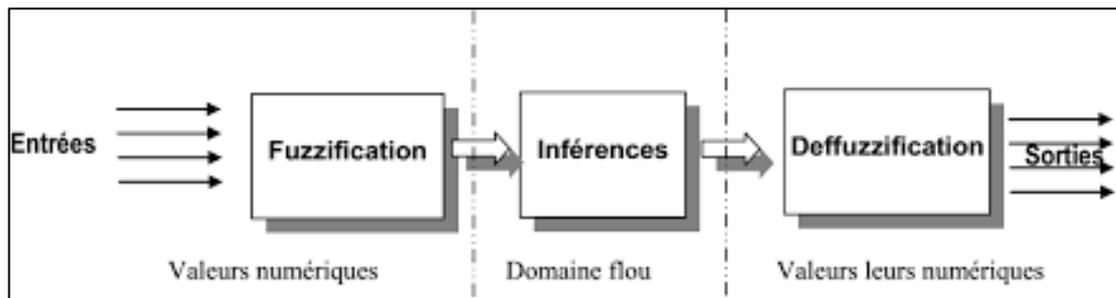


Figure III.3: Structure interne d'un régulateur floue

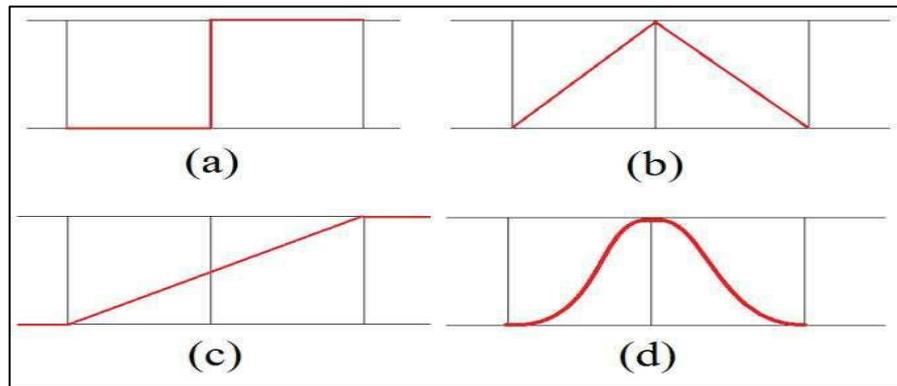
III.5.1. Fuzzification

Si vous me le permettez, je vais vous expliquer ce que cela consiste. Il s'agit de caractériser les variables dans le système. Il s'agit donc d'une transformation des entrées réelles en une partie floue définie sur un espace de représentation lié à l'entrée. Si vous me le permettez, je souhaiterais attirer votre attention sur le fait que cet espace de représentation est normalement un sous-ensemble flou. Si vous le permettez, je souhaiterais revenir sur l'étape de la fuzzification. Comme vous le savez, lors de cette étape, chaque variable d'entrée et de sortie est associée à des sous-ensembles flous [8].

III.5.1.1 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance :

Au lieu d'appartenir à l'ensemble « vrai » ou à l'ensemble « faux » de la logique binaire traditionnelle, la logique floue admet des degrés d'appartenance à un ensemble donné. Le degré d'appartenance à un ensemble flou est matérialisé par un nombre compris entre 0 et 1. Une valeur précise de la fonction d'appartenance liée à une valeur de la variable est notée μ et appelée « facteur d'appartenance ». La fonction d'appartenance décrivant un sous-ensemble flou est caractérisée par quatre propriétés :

- Le type : La forme du nombre flou qui peut être triangulaire, trapézoïdale, gaussienne ou sigmoïdale.
- La hauteur : $H(A) = \text{Sup}_{x \in X} (\mu_A(x))$ de la fonction d'appartenance, un sous ensemble flou est dit normalisé s'il est de hauteur 1.
- Le noyau : $N(A) = \{x | \mu_A(x) = 1\}$ est l'ensemble des éléments qui appartiennent totalement à A, pour les fonctions de type triangulaire, le noyau est un singleton qui est appelé aussi valeur modale.
- Le support : $S(A) = \{x | \mu_A(x) \neq 0\}$ Cet ensemble décrit l'ensemble des éléments qui sont partiellement dans A [9].



(a) à seuil, (b) à triangle, (c) à linéaire saturé et (d) à courbe gaussien

Figure III.4: Représentation des différents types

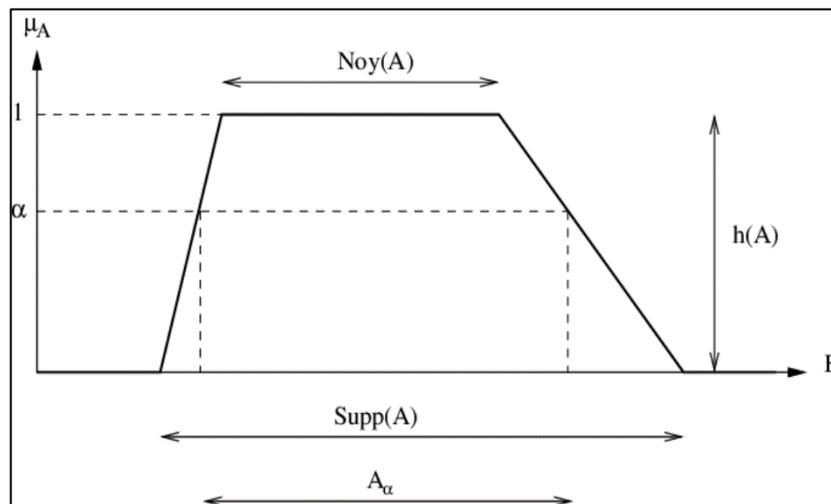


Figure III.5: Représentation de la hauteur, le noyau, le support

III.5.2 Bases de règle et méthodes d'inférence

C'est là le rôle de l'expert. En effet l'une des applications de la logique floue est la stabilisation du savoir de l'expert. En effet pour certaines machines particulièrement complexes, seul l'expert (le technicien qui s'en occupe) sait réellement la piloter. Lui seul sait, après des années d'expérience, comment régler la machine. Le plus souvent, l'établissement des règles relève du bon sens et dans ce cas c'est nous l'expert. Il est impossible de donner des directives précises concernant l'établissement des règles.

Cependant, ce n'est que si le comportement du système en boucle fermée n'est pas satisfaisant qu'il faut augmenter le nombre de règles et parfois le nombre de fonctions d'appartenance [10].

A-Règle d'inférence

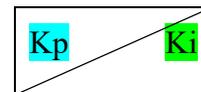
Nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons constaté, il y a Cinq ensembles flous, ce qui implique vingt-Cinq combinaisons possibles de ces entrées, d'où vingt-Cinq règles. Les règles sont du genre :

Règle1 : $E\omega = NG$ ET $dE\omega = NG$ alors $KP = G$ $KI = G$

Règle 2 : $E\omega = NG$ ET $dE\omega = NM$ alors $KP = G$ $KI = P$

Règle3 : $E\omega = NG$ ET $dE\omega = EZ$ alors $KP = G$ $KI = P$

B-Description des règles par matrice d'inférence



$dE\omega \backslash E\omega$	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	G G	P G	G G	P G	G G
NM	G P	G G	G G	G G	G P
EZ	G P	G P	G G	G P	G P
PM	G P	G G	G G	G G	G P
PG	G G	P G	G G	P G	G G

Tableau III.2: Table des règles.

III.5.3. Inférence Floue

Il consiste à utiliser un moteur d'inférence. Il s'agit d'un mécanisme de condensation des informations du système par un ensemble de règles définies pour la représentation du problème. Chaque règle présente une conclusion partielle et est agrégée dans d'autres règles pour fournir une conclusion (agrégation). Les règles forment un système d'inférence floue, et le reste de ce chapitre présente une explication des règles floues dans un cadre plus formel [8].

La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

➤ **Méthode d'inférence somme-produit :**

On réalise au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation de la somme (valeur moyenne), et l'opérateur ET par la formation du produit. Pour la conclusion, l'opérateur ALORS est réalisé par un produit. A titre d'illustration, on prend un exemple dans le cas de la méthode d'inférence max-min [LES]. Si l'erreur est « zéro » ET la variation de l'erreur est « zéro » ALORS la commande est « zéro » SINON Si l'erreur est « positif petit » ET la variation de l'erreur est « positif petit » ALORS la commande est « positif petit ».

➤ **Méthode d'inférence max-produit :**

L'opérateur ET est réalisé par la formation du produit, l'opérateur OU est réalisé par la formation du maximum, et ALORS (l'implication) est réalisée par la formation du produit.

➤ **Méthode d'inférence max-min :**

L'opérateur ET est réalisé par la formation du minimum, l'opérateur OU est réalisé par la formation du maximum, et ALORS (l'implication) est réalisée par la formation du minimum [11].

Voir la figure suivante :

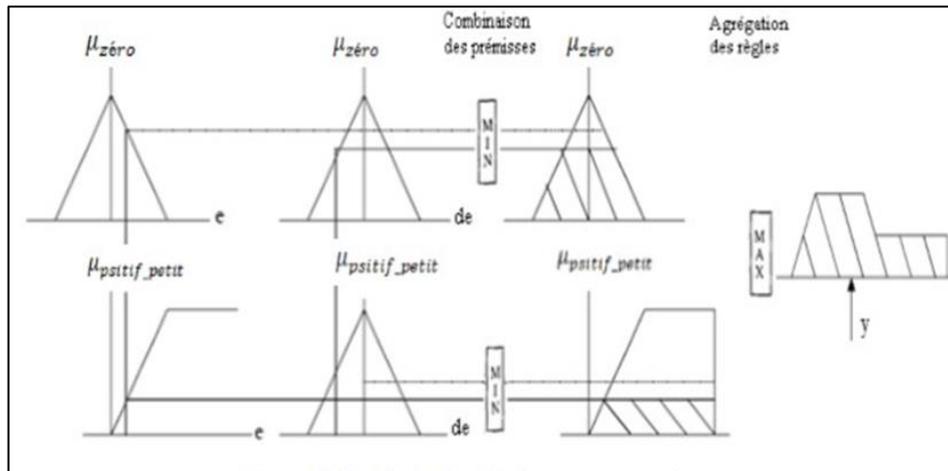


Figure III.6: Méthode d'inférence max-min

III.5.4. Defuzzification

Consiste à transformer l'ensemble flou de sortie résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande déterministe et précise à appliquer au processus. Dans la Littérature, il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération telles que :

- Defuzzification par calcul du centre de gravité (barycentre).
- Defuzzification par calcul du maximum.

La méthode de Defuzzification par le centre de gravité, est la méthode la plus utilisée en commande floue du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative de

L'ensemble flou issu de l'agrégation des règles [12].

❖ Méthode par centre de gravité :

Cette méthode est la plus coûteuse en temps de calcul mais la plus utilisée, elle consiste à prendre comme valeur de sortie l'abscisse du centre de gravité de la surface de la fonction d'appartenance résultante (Figure III.7).

$$X_r = \frac{u \int X_r \mu(X_r) d(X_r)}{u \int \mu(X_r) d(X_r)}$$

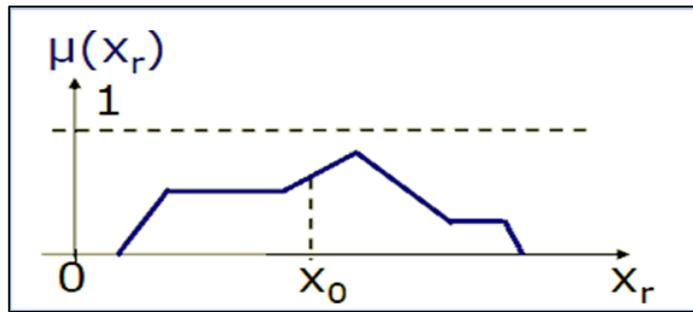


Figure III.7: Méthode de centre de gravité

U : domaine d'intégration

- Si les sous-ensembles flous sont des singletons, la formule précédente devient :

$$X_r = \frac{\sum_{i=1}^{n_i} X_r \mu(X_r)}{\sum_{i=1}^{n_i} \mu(X_r)}$$

n_i : Nombre de sous ensemble flous

- Cette méthode peut être simplifiée en prenant chaque sous ensemble séparément et en calculant sa propre moyenne de tous les barycentres (Figure III.8).

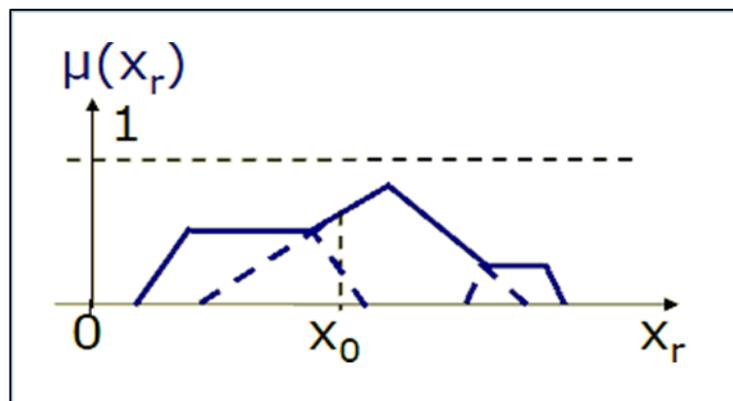


Figure III.8: Méthode par centre de gravité simplifié.

❖ Méthode du maximum

Cette méthode consiste à choisir, comme valeur de sortie, l'abscisse correspondant au maximum de la fonction d'appartenance. Elle est simple, rapide et facile à mettre en œuvre, mais peut introduire des ambiguïtés dans certains cas (voir Figure III.9) [13].

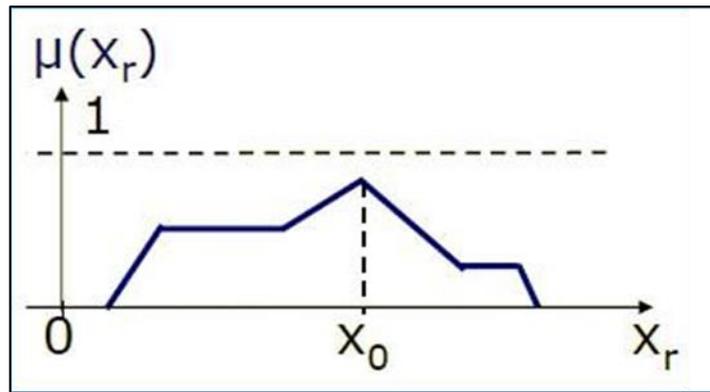


Figure III.9: Méthode de maximum

III.6. Conception d'un RLF

Le processus de conception d'un régulateur flou (FLC) est illustré dans la figure III.10. Dans un premier temps, il est impératif d'analyser le système à réguler, c'est-à-dire le procédé, en fournissant une description détaillée. Il convient de souligner que cette analyse n'a pas pour objectif l'établissement d'un modèle mathématique. Dans le cadre de cette étude, il est nécessaire d'identifier les grandeurs mesurables et d'examiner le comportement dynamique du procédé en fonction de la variation de la grandeur de commande.

La description peut faire appel à des variables linguistiques, intégrant ainsi des connaissances théoriques en automatisme et/ou des retours d'expérience issus de l'exploitation. Ces éléments permettent alors de constituer les bases de données ainsi que les règles nécessaires à l'élaboration de la stratégie de régulation.

Dans la section suivante, nous aborderons la conception du FLC, incluant les processus de fuzzification, d'inférence et de défuzzification. Il est généralement nécessaire d'ajuster les fonctions d'appartenance et les règles floues de manière itérative, au fil de plusieurs essais, afin d'obtenir un comportement satisfaisant du système [3].

- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible) [7].

III.8. Régulation de la vitesse par PI-flou

Dans cette étude on présente la régulation floue PI de vitesse de la MCC, où les entrées de ce régulateur sont l'erreur et le dérivé de l'erreur. Concernant les sorties de régulateur flou sont les entrées de PI qui sont le gain proportionnel K_p et le gain intégrale K_i .

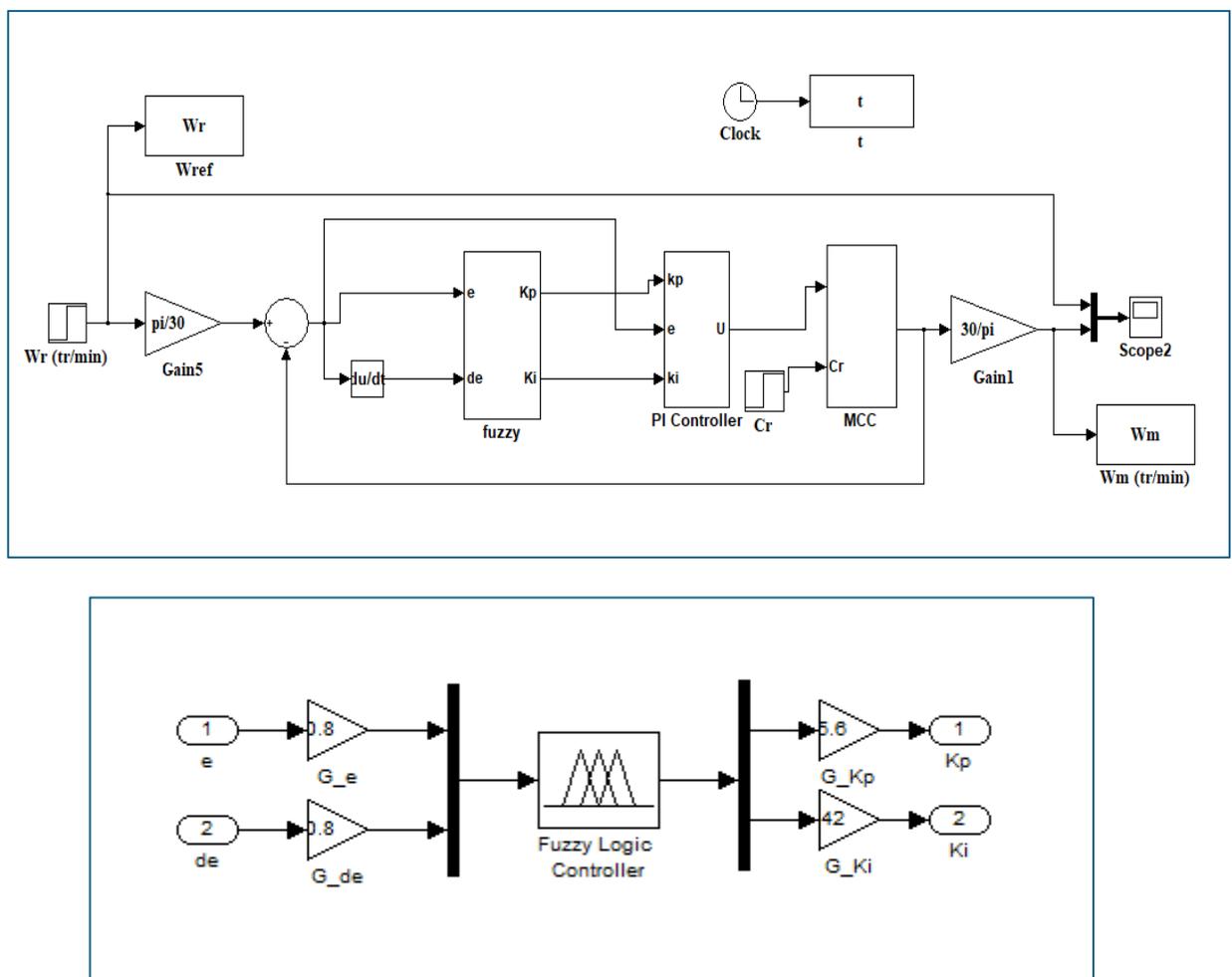


Figure III.11: Schéma bloc de régulateur de vitesse de MCC par PI-flou.

III.8.1. Fuzzification

E : erreur DE : dérivé d'erreur Kp et Ki : les gains de régulateur proportionnel intégrale

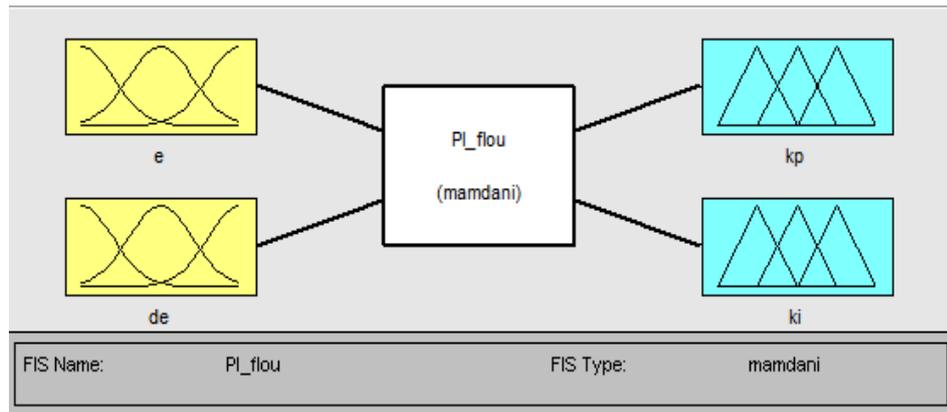


Figure III.12: Définition de la structure globale (entrée, sortie)

Grâce à cette interface, les variables d’entrée et de sortie sont définies de manière à contraindre le comportement du bloc flou, comme illustré à la figure III.12, afin de spécifier les fonctions.

III.8.2. Présentation des fonctions d’appartenance

➤ Les sous-ensembles d’entrée présentée par la figure III. 13et la figure III .14 :

NG : négative grand, NM : négative moyenne, EZ : environ zéro, PM : positive moyenne, PG : positive grand.

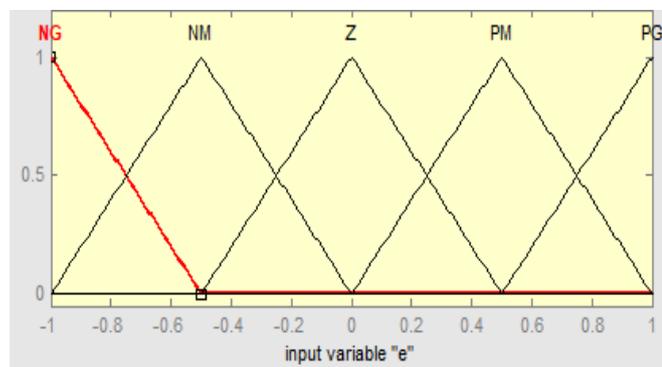


Figure III.13: Première entrée (erreur)

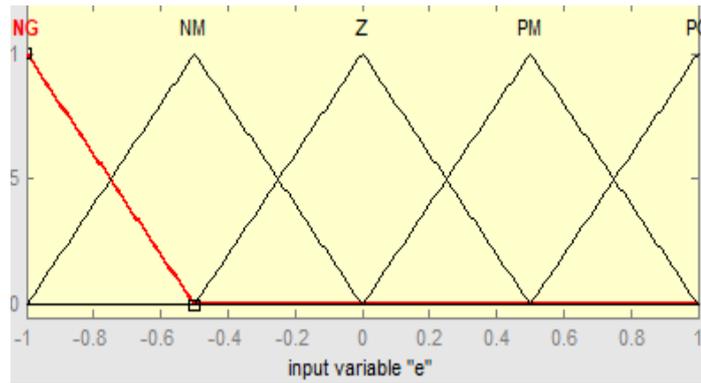


Figure III.14: deuxième entrée (dérivé d'erreur)

- Les sous-ensembles de sortie présentés par la figure III.15 et figure III.16.

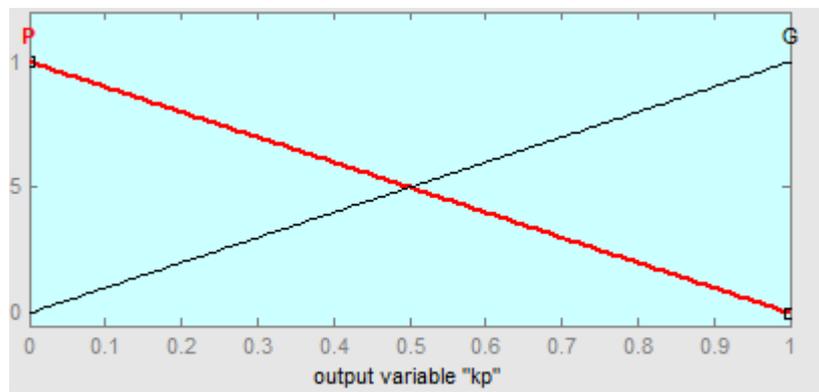


Figure III.15: Premier sortie (K_p)

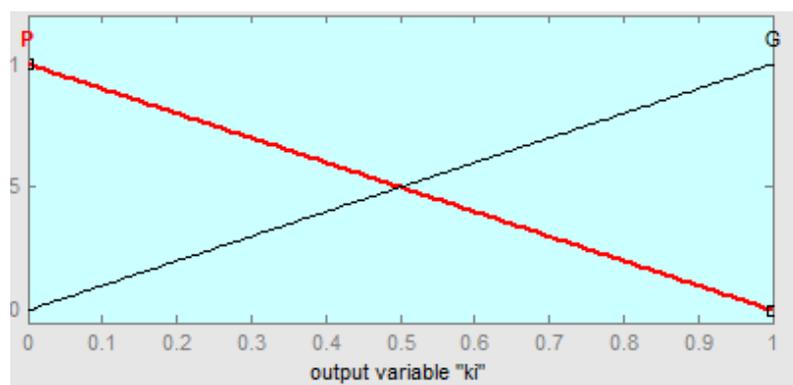


Figure III.16: deuxième sortie (K_i)

III.8.3. Les règles floues

1. If (e is NG) and (de is NG) then (kp is G)(ki is G) (1)
 2. If (e is NG) and (de is NM) then (kp is G)(ki is P) (1)
 3. If (e is NG) and (de is Z) then (kp is G)(ki is P) (1)
 4. If (e is NG) and (de is PM) then (kp is G)(ki is P) (1)
 5. If (e is NG) and (de is PG) then (kp is G)(ki is G) (1)
 6. If (e is NM) and (de is NG) then (kp is P)(ki is G) (1)
 7. If (e is NM) and (de is NM) then (kp is G)(ki is G) (1)
 8. If (e is NM) and (de is Z) then (kp is G)(ki is P) (1)
 9. If (e is NM) and (de is PM) then (kp is G)(ki is G) (1)
 10. If (e is NM) and (de is PG) then (kp is P)(ki is G) (1)
 11. If (e is Z) and (de is NG) then (kp is G)(ki is G) (1)
 12. If (e is Z) and (de is NM) then (kp is G)(ki is G) (1)
 13. If (e is Z) and (de is Z) then (kp is G)(ki is G) (1)
14. If (e is Z) and (de is PM) then (kp is G)(ki is G) (1)
 15. If (e is Z) and (de is PG) then (kp is G)(ki is G) (1)
 16. If (e is PM) and (de is NG) then (kp is P)(ki is G) (1)
 17. If (e is PM) and (de is NM) then (kp is G)(ki is G) (1)
 18. If (e is PM) and (de is Z) then (kp is G)(ki is P) (1)
 19. If (e is PM) and (de is PM) then (kp is G)(ki is G) (1)
 20. If (e is PM) and (de is PG) then (kp is P)(ki is G) (1)
 21. If (e is PG) and (de is NG) then (kp is G)(ki is G) (1)
 22. If (e is PG) and (de is NM) then (kp is G)(ki is P) (1)
 23. If (e is PG) and (de is Z) then (kp is G)(ki is P) (1)
 24. If (e is PG) and (de is PM) then (kp is G)(ki is P) (1)
 25. If (e is PG) and (de is PG) then (kp is G)(ki is G) (1)

Figure III.17: les règles floue

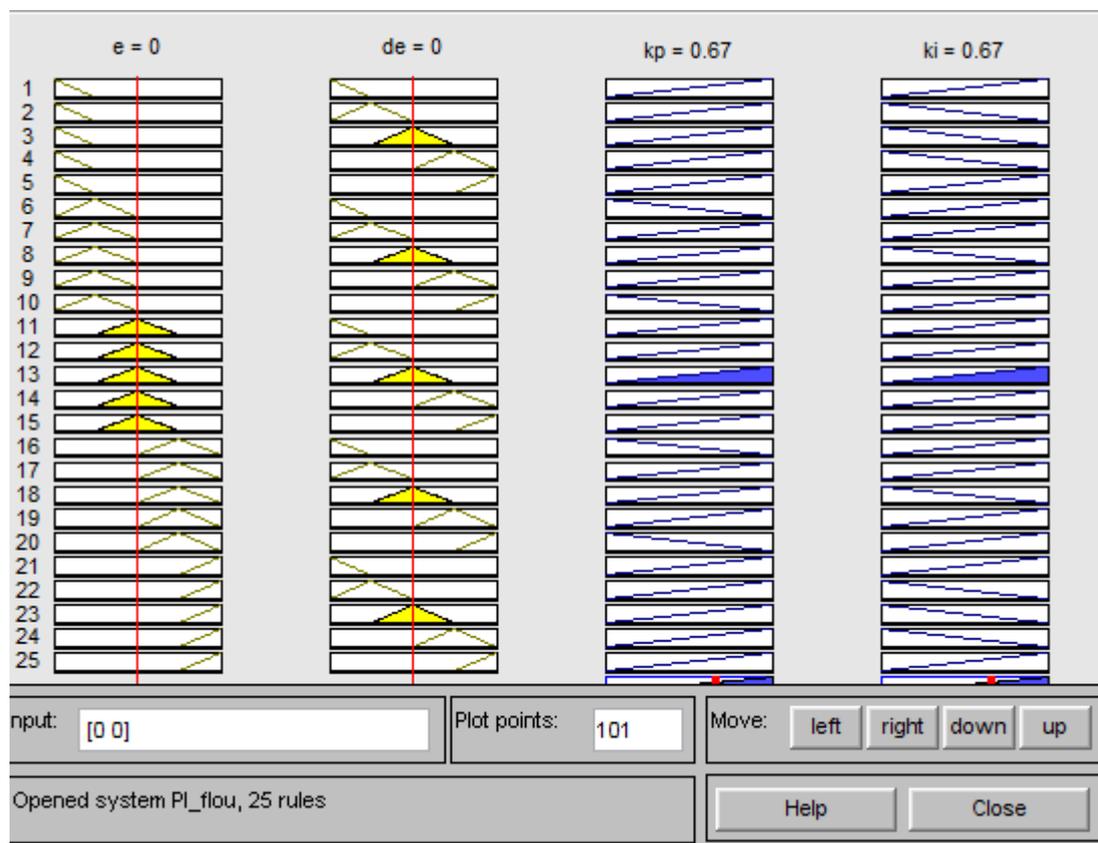


Figure III.18: Les fonctions résultantes de Kp et Ki

III.9. Résultats et interprétations

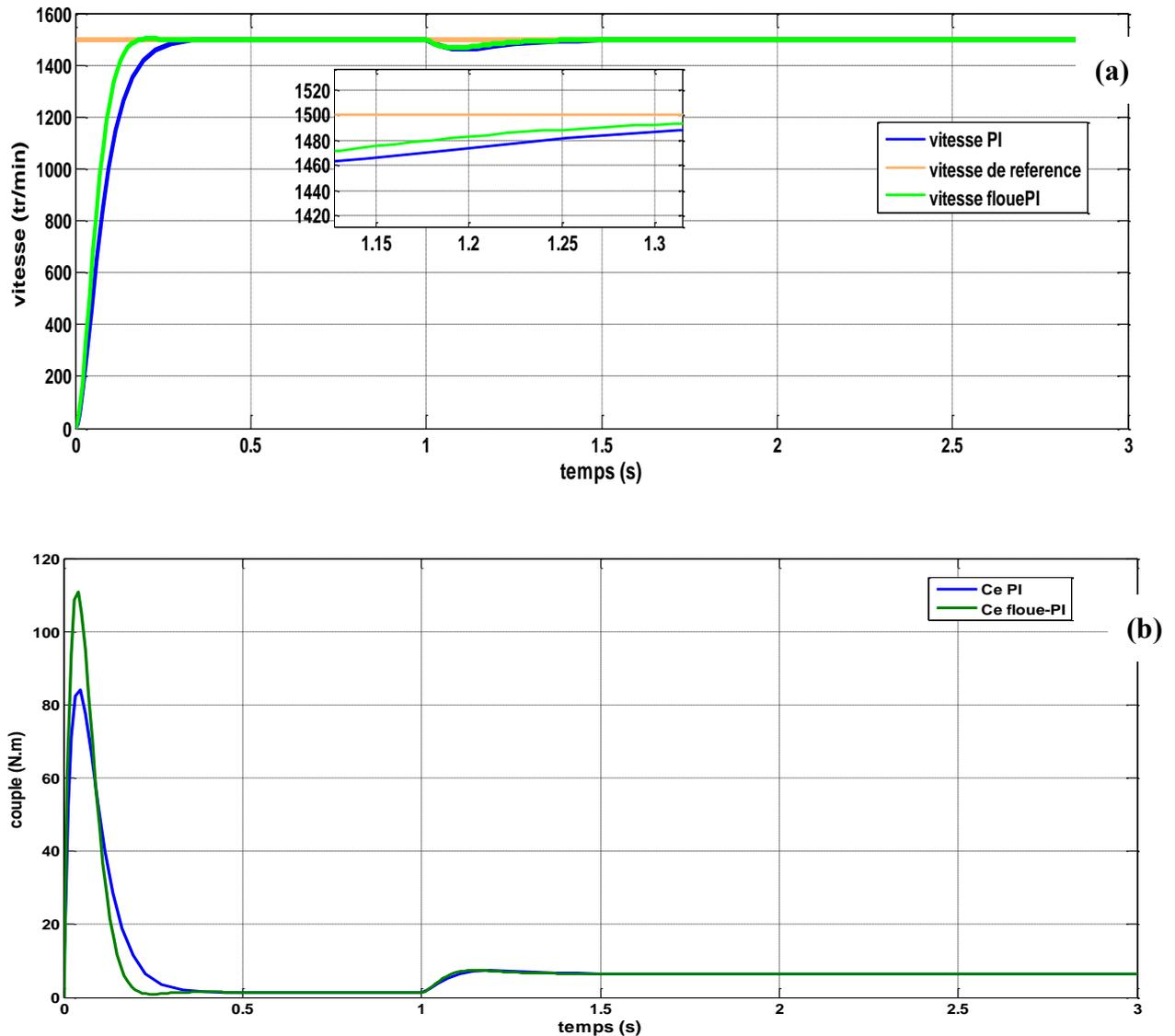


Figure III.19: Régulation de la vitesse par régulateur PI classique.

(a) La vitesse, (b) Le couple.

➤ **Interprétation**

La comparaison entre le régulateur PI-classique et le régulateur PI-flou met en évidence les avantages apportés par l'intégration de la logique floue. Comme l'illustre la Figure III.19, le signal de vitesse régulé par le contrôleur flou atteint la consigne plus rapidement, avec un temps de réponse réduit et une stabilisation plus rapide par rapport au régulateur PI classique, qui présente un temps de montée plus lent et une stabilisation plus progressive. La Figure III.20

montre que, bien que le couple électromagnétique régulé par le PI flou présente un léger dépassement au moment de la perturbation (application de $C_r=5$ N.m à $t=1$ s), il reste globalement plus réactif. De plus, l'analyse des courbes d'erreur montre que l'erreur générée par le régulateur flou s'annule plus rapidement que celle du PI classique.

Les valeurs numériques des performances ont été regroupées dans le tableau suivant.

	Tm (10%-90%) (s)	Tr (5%) (s)	D (%)	Ess	Temps de rejet de C_r (s)
BO	0.291	0.41	0	0.30	0.40
PI-classique	0.144	0.20	0	0	0.5
PI-flou	0.103	0.14	0	0	0.4

Tableau III.3: Tableau des performances

Ces éléments confirment que le régulateur PI-flou offre une meilleure dynamique et une adaptation plus efficace face aux perturbations.

III.10. Conclusion

Dans ce chapitre a permis de mettre en évidence les performances du régulateur PI-flou appliqué à la commande de vitesse d'un moteur à courant continu. À travers les résultats de simulation, nous avons constaté une amélioration significative en termes de rapidité, de précision et de stabilité du système, notamment en présence de perturbations. Ces résultats confirment l'intérêt du contrôle flou dans les systèmes en général notamment dans les systèmes non linéaires.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons étudié la problématique de la régulation de la vitesse d'une machine à courant continu, en mettant en œuvre deux approches de commande : la régulation classique par un correcteur PI, et la régulation intelligente basée sur la logique floue intégrée au régulateur PI (régulateur PI-flou).

Dans un premier temps, nous avons présenté les caractéristiques principales de la machine à courant continu, son principe de fonctionnement ainsi que ses modèles mathématiques. Ensuite, nous avons implémenté une régulation de type PI afin de mettre en évidence ses performances en termes de stabilité, de temps de réponse et de précision. Cette commande, bien qu'efficace dans certaines conditions, a montré des limites en présence de perturbations ou de variations de la charge.

Pour améliorer ces performances, nous avons exploré la commande flou-PI, qui permet de s'adapter aux non-linéarités et aux incertitudes du système. Grâce à l'utilisation de règles floues et de fonctions d'appartenance bien définies, ce régulateur a montré une meilleure robustesse et une réponse dynamique plus rapide.

Les résultats de simulation obtenus sous MATLAB/SIMULINK ont permis de comparer de manière claire les deux régulateurs. Il en ressort que le régulateur flou-PI offre des performances supérieures en termes de rapidité de convergence, de réduction du dépassement et de stabilité face aux perturbations.

En conclusion, l'intégration de la logique floue au sein d'un régulateur PI classique constitue une solution efficace pour améliorer la qualité de régulation des systèmes électromécaniques. Cette approche ouvre également la voie à d'autres techniques de commande intelligente (réseaux de neurones, systèmes adaptatifs, etc.), qui peuvent être explorées dans le cadre de futurs travaux.

Références Bibliographiques

- [1] BENDJEDDIA M. Abdesslam, BEDJERA abdelbasset, « Étude et simulation d'un variateur de vitesse commande un moteur à courant continu », mémoire de master, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2022.
- [2] BOULAKROUNE Souad, « Commande à vitesse variable d'un moteur courant continue alimenté par hacheur Bidirectionnel en courant », mémoire de master, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA, 2018.
- [3] BENZAADA Hanane, Aissaoui Kamel, « Régulation flou de vitesse de la machine a courant continue », mémoire de master, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain Temouchent,2019
- [4] LAKEL Hamza, « La régulation de vitesse d'un moteur à courant continu (MCC) », mémoire de master, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR – ANNABA, 2016
- [5] REZGUI Maroua, ZELGHI Aya, « Commande adaptative d'un moteur à courant continu », mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra,2022
- [6] GHANIA BOUKERCH, « étude et synthèse d'un contrôleur PI et application », mémoire de master, Université BADJI MOKHTAR-ANNABA, mémoire de master 2017.
- [7] DEBOUZE Aymen, KELAIAIA Achref, « Commande floue des machines électriques » mémoire de master, Université 8 Mai 1945 – Guelma, 2019.
- [8] J. Godjevac, « Idées nettes sur la logique floue », Presse polytechnique et universitaire romande Lausanne, 1999.
- [9] BENZENATI Sihem, RABIAI Meriem, « commande flou d'un moteur à courant Continue à excitation séparé », mémoire de master Université Abderrahmane Mira, Bejaïa, 2012.
- [10] Gonzalo Cabodevila, « Commande et Identification Floue », École Nationale Supérieure de Mécanique et des Microtechniques France 2007.
- [11] BONARDI Alain, TRUCK Isis, « Une introduction à la logique floue, pour une approche prospective pour la visualisation du son ». Séminaire IARM, Université Paris8 2006.
- [12] CAZIER Olivier, « Instabilités dynamiques des systèmes flottants en présence de variabilités paramétriques », Application au phénomène de crissement, Thèse de doctorat, l'université de Valenciennes, 2012
- [13] LAOUFI Mourad, BABA Nawel, DJAMAI Hayet, « Planification de la trajectoire D'un robot mobile par la logique floue », Mémoire de fin d'étude, l'université de Bechar Promotion, 2010

