

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عمار ثليجي بالأغواط
UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOuat



كلية التكنولوجيا
Faculté De Technologie
قسم الإلكترونيات
Département d'électrotechnique

Domaine : Sciences et Technologies ST
Filière : Automatique AUT
Spécialité : Automatique et systèmes AUT

مذكرة نهاية الدراسة لنيل شهادة ماستر
Mémoire de fin d'étude en pour l'obtention du Master

Présentés par : MAAMAR HABIRECHE et AHMED LAMRI

Thème

الموضوع

Commande sans capteur de vitesse d'un MCC d'un observateur EKF dotée d'un régulateur logique floue

Setenu le : 07/07/2022
Devant le jury composé de

BOUDRAA SALIHA
KOUZI KATIA
AMEUR AISSA

MCA Président
Pr. Examineur
Pr. Encadreur

Année Universitaire 2021/2022

ملخص

تعرض في هذه المذكرة التحكم في السرعة بدون لاقط سرعة المحرك التيار المستمر وقد تم اقتراحه باستخدام مقدر مرشح كلمان الممتد ووحدة التحكم المنطقية الغامضة. الهدف من هذه التقنية هو تقليل لواقط الميكانيكية العالية التكلفة وتحسين التحكم الخطي ، وذلك باستبدال وحدة التحكم المعدل الكلاسيكي بوحدة التحكم المنطقي الغامض وملاحظ كلمان في تقنية التحكم بدون جهاز لاقط لتقليل التكلفة والحجم تحسين التحكم في النظام.

تم استخدام مرشح كلمان لأداء التحكم في السرعة بدون لواقط من خلال تقدير سرعة محرك التيار المستمر باستخدام لواقط كهربائية للمحرك فقط ويتم استخدام وحدة التحكم المنطقية الضبابية لتقليل تأثير تغيرات مكونات الكهربائية والميكانيكية المحرك للتحكم الخطي عزم الجر باستعمال التحكم المعدل الكلاسيكي في الحلقة مراقبة السرعة بمراجع مختلفة. يتم تنفيذ النظام المقترح في بيئة MATLAB / Simulink ، وتم تطوير التحكم في السرعة غير المستشعر لمحرك التيار المستمر للتحقق من صحة التقنية المقترحة.

كلمات مفتاحية

التحكم في السرعة، اللاقط، مرشح كلمان الممتد، وحدة التحكم المنطقية الضبابية

Résumé

Ce mémoire présente un contrôle de la vitesse sans capteur de vitesse du moteur à courant continu MCC a été proposé à l'aide d'observateur filtre Kalman étendu (EKF) et un contrôleur logique flou de la vitesse (FLC). L'objectif de cette technique ces réduire les capteurs mécaniques à coût élevé et améliorer le contrôle et la surveillance, qui peuvent être remplacé le contrôleur PI par un contrôleur logique floue(FLC). Cette technique de contrôle sans capteur est utilisé pour diminuer le coût, la taille et augmenter la fiabilité du système.

Observateur Filtre de Kalman EKF a été utilisé pour effectuer le contrôle de vitesse sans capteur en estimant la vitesse du moteur CC en utilisant le courant d'induit seulement et FLC est utilisé pour réduire l'effet de la variation des paramètres du moteur et de la non-linéarité du couple de charge en boucle contrôle de la vitesse par un régulateur classique PI pour diverses références de vitesse.

Les performances du CLF basé sur EKF sont comparées à celles du contrôleur PI basé sur EKF.

Le système proposé est exécuté dans l'environnement MATLAB/Simulink, et le contrôle de vitesse sans capteur du MCC a été développé pour valider la technique proposée.

Mots-clés

Contrôle de la vitesse, capteur ,moteur CC, filtre Kalman étendu (EKF), contrôleur logique flou (CLF), contrôleur PI.

Abstract

This memoir presents a speed control without sensor of the DC motor was proposed using the extended Kalman filter estimator (EKF) and the fuzzy logic controller (CLF).

The aim of this technique is to reduce the high-cost measurement sensors and improve the control and monitoring, which can be replaced by the PI controller by the fuzzy logic controller (CLF) this sensor-less control technique to diminished the cost, size and increase the reliability of the system.

EKF has been used to perform speed control without sensor by estimating the speed of the DC motor using the armature current only and CLF is used to reduce the effect of the variation in engine parameters and no-load torque linearity in narrow loop speed control for various speed references.

The performance of the EKF-based CLF is compared to that of the EKF-based PI controller.

The time-domain specification and absolute error performance indices indicate that the EKF-based CLF is superior to the EKF-based PI under similar conditions.

The proposed system is run in the MATLAB/Simulink environment, and the sensor-free speed control of the prototype DC motor has been developed to validate the proposed technique.

Keys-words

Speed control, DC motor, fuzzy logic controller (CLF), extended Kalman filter observer (EKF), PI.

Remerciements

Qu'Allah accepte nos remerciements, car avec sa grâce que nous vivons ces moments heureux aujourd'hui, *Elhamdoulillah*.

J'adresse mes grands remerciements à l'encadreur monsieur **AMEUR AISSA** pour sa proposition du thème, sa disponibilité et pour ses orientations judicieuses afin d'accomplir ce travail dans des bonnes conditions.

Également, je remercie tout enseignant du primaire jusqu'à l'université, sans eux, je n'aurais pas eu cette belle opportunité dans ma vie.

Enfin, je remercie tous mes amis et j'exprime au fond gratitude à toutes personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicace

*Je dédie ce travail, en espérant d'abord la satisfaction de Dieu,
Ainsi qu'à mon père et ma mère, qui n'ont pas hésité à tout donner
pour arriver à ce stade
A mes frères Badr Eddine et Taha et safouane qui m'ont soutenu
tout au long de ma vie
Mes grands-parents, que Dieu leur fasse miséricorde,
Mes grands-mères, que Dieu leur donne longue vie
A toute ma famille
A mes amis
A Mon binôme Lamri Ahmed.*

Habireche Maamar

Dédicace

*Je dédie ce travail, en espérant d'abord la satisfaction de Dieu,
Ainsi qu'à mon père et ma mère, qui n'ont pas hésité à tout donner
pour arriver à ce stade*

A mes frères qui m'ont soutenu tout au long de ma vie

Mes grands-parents, que Dieu leur fasse miséricorde,

Mes grands-mères, que Dieu leur donne longue vie

A toute ma famille

A mes amis

A Mon binôme Habireche Maamar.

Ahmed Lamri

ABREVIATIONS ET SYMBOLES

ABREVIATIONS ET SYMBOLES

$U(t)$: Tension appliquée au moteur.

$i(t)$: Intensité traversant le moteur.

$C_e (T_e)$: Couple moteur couple électromagnétique.

T_U : couple utile.

f : Coefficient de frottement visqueux.

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.

α : rapport cyclique.

Φ : le flux magnétique

J : Moment d'inertie de l'axe du rotor.

B_s : champ magnétique.

P_a : puissance absorbée.

P_u : puissance utile.

P_{em} : puissance électromagnétique

R_a : résistance de l'induit.

L_a : Inductance de l'induit

T : période.

P : nombre de paires de pôles de la machine..

η : Rendement.

f : fréquence

w :nombre de conducteurs par section.

MCC : Moteur à courant continu

EKF : filtre Kalman étendu

f.e.m :Force électromotrice

PI : Correcteur proportionnel intégrale

LF :logique floue

RLF : Régulateur a logique floue

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

LISTE DES FIGURES

Figure. I.1. constitution de la machine à courant continu	4
Figure. I.2. Parties principales de la machine à courant continue	5
Figure. I.3. Bobine	5
Figure. I.4. Aimant	5
Figure. I.5. Induit	6
Figure. I.6. Dispositif collecteur / balais	6
Figure. I.7. Principe de fonctionnement du moteur à courant continu	7
Figure. I.8. Moteur à aimant permanent	8
Figure. I.9. Caractéristiques d'un moteur à excitation séparée	9
Figure. I.10. Le couple en fonction de courant d'alimentation	9
Figure. I.11. Caractéristique de vitesse d'un moteur série	10
Figure. I.12. Caractéristique de couple d'un moteur Série	11
Figure. I.13. Modèle équivalent de l'induit	12
Figure. I.14. Bilan de puissance	13
Figure. I.15 schéma de block d'un régulateur PI	15
Figure. I.16. schéma de block de MCC	16
Figure. I.17 schéma commande de position en cascade d'un Mcc	17
Figure. I.18. Résultats de simulation du Mcc de la position	17
Figure. I.19 Résultats la vitesse du Mcc de suivi d'une inversion de sens de rotation.	18
Figure. I.20 Résultats de simulation du Mcc de courant	18
Figure. II.1. Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique	24
Figure. II.2. différentes formes des fonctions d'appartenance	25
Figure. II.3. Structure d'un système flou	27
Figure. II.4. Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.	28
Figure. II.5. Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse	30
Figure. II.6. la structure globale (entrée, sortie, type d'opérateurs)	31
Figure. II.7. les fonctions d'appartenances de l'entrée e1	32
Figure. II.8. les fonctions d'appartenances de l'entrée e2	32
Figure. II.9. les fonctions d'appartenances de la sortie 'S'	33
Figure. II.10. écran de saisie des règles	33

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

Figure. II.11. Schéma d'un régulation de vitesse par logique floue	34
Figure. II.12. la différence de la vitesse entre la régulateur floue et régulateur PI avec Charge	34
Figure. II.13. la vitesse MCC par régulateur floue et régulateur PI sans charge	35
Figure. III.1. Schéma fonctionnel du filtre de Kalman	41
Figure. III.2. schéma de principe du filtre de Kalman étendu	44
Figure. III.3. schéma simulation commande de vitesse en cascade d un MCC avec Kalman filtre	46
Figure. III.4. estimation de courant par EKF in MCC à vide	47
Figure. III.5. estimation de vitesse par EKF in MCC à vide	47

LISTE DES TABLEAUX

Tableau .I.1. paramètres de MCC	14
Tableau. II.1. Matrice d'inférence des règles floues	27

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
Chapitre I : modélisation du Mcc en vue de sa commande munie d'un régulateur PI	
I.1.INTRODUCTION.....	4
I.2 Constitution de la machine à courant continu.....	4
I.2.1L'inducteur « stator».....	5
I.2.2 L'induit « le rotor ».....	5
I.2.3 Collecteur et les balais.....	6
I.3 Principe de REVERSIBILITE	6
I.3.1 La génératrice à courant continu.....	6
I. 3.2 Le moteur à courant continu.....	6
I. 4 Fonctionnement en mode génératrice.....	6
I. 5 Principe de fonctionnement du moteur à courant continu.....	7
I.6 Réaction magnétique de l'induit.....	7
I.7 Pôles auxiliaires de commutation.....	8
I.8 Les différents types de moteurs à courant continu.....	8
I.8.1 Moteurs à inducteur à aimant permanent.....	8
I.8.2 Moteurs à inducteur bobiné	8
I.8.2.a. Moteur à excitation séparée	9
I.8.2.b. Moteur à excitation série.....	10
I.8.2.c. Moteur à excitation shunt.....	11
I.8.2. d. Moteur à excitation composée.....	11
I.9 Equation du moteur à courant continu.....	11
I.9.1 Force électromotrice.....	11
I.9.2 Modèle équivalent de l'induit.....	12
I.9.3 Vitesse.....	12
I.9.4 Puissance et couple électromagnétiques.....	13
I.9.5 Couple utile, Puissance utile.....	13
I.9.6 Le rendement.....	13

I.10. Bilan de la puissance.....	13
I.11 Avantages et inconvénients de MCC.....	14
I.12 Utilisation de la machine à courant continu.....	15
I.13 Principe de régulation PI.....	15
I.13.1 Effet de correcteur de PI	15
I.14 La régulation PI	15
I.15 Modélisation mathématique d'un Mcc.....	16
I.15.1 Equation électrique.....	16
I.15.2 Equation de couple.....	16
I.15.3 Equation mécanique.....	16
I.15.4 Equation d'état.....	16
I.15.5 paramètre de la moteur utilisé.....	17
I.16 schema de MCC.....	17
I.17 Résultat de simulation d'un MCC	18
I.17.1Etude de Résultats.....	19
I.18 Conclusion.....	20
Chapitre II: Commande d'un Mcc par régulateur floue	
II.1Introduction.....	22
II.2 Historique de la logique floue.....	22
II.3Définitions	22
II.4 Domaine d'applications.....	22
II.5 Avantages et inconvénients de réglage par logique floue.....	23
II.6 Les différents types de la commande à base de la logique floue.....	23
II.7 ELEMENTS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	24
II.7.1 Variables linguistiques.....	24
II.7.2 Ensemble flou.....	24
II.7.3 Fonction d'appartenance.....	25
II.7.4 Opérateurs de la logique floue.	25
II.7.5 Règles floues.....	26
II.8 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE.....	27

II.8.1 Fuzzification	28
II.8.2 Base des règles.....	29
II.8.3 Mécanisme d'inférence.....	30
II.8.3.1 Méthode d'inférence somme-produit.....	30
II.8.3.2 Méthode d'inférence max-produit.....	30
II.8.3.3 Méthode d'inférence max-min	30
II.8.4 La Défuzzification.....	30
II.9 LA COMMANDE PAR REGULATEUR FLOUE DE MCC.....	31
II.9.1. Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse.....	31
II.9.2 Développement d'un régulateur flou.....	31
II.9.3 Conception du régulateur flou.....	32
II.10. Régulation de vitesse par régulateur flou	35
II.11 Résultats de simulation	36
II.11.1.1 Interprétation des Résultats.....	36
II.12 Conclusion.....	37
Chapitre III : Commande sans capteur de vitesse d'un Mcc d'un EKF dotée d'un FLC	38
III.1 Introduction.....	39
III.2 Outils de la commande sans capteur mécanique de la MCC.....	39
III.3 Historique du Filtre de Kalman.....	40
III.4 Domaines d'utilisation.....	40
III.5 Filtre de Kalman.....	40
III.5.1 Filtre de Kalman Etendu.....	41
III.6 Présentation du filtre de Kalman.....	41
III.7 Algorithme du FKE	42
III.8 Avantage et Inconvénient de FK.....	44
III.9 Les limites.....	45
III.10. Application du filtre de Kalman étendu à la MCC :	46
III.11 Simulation un MCC par filtre Kalman.....	46
III.12 Conclusion.....	48

SOMMAIRE

CONCLUSION GENERALE.....	50
Références bibliographiques... ..	52

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

La machine à courant continu MCC est utilisée aujourd'hui dans beaucoup d'applications industrielles concoure la place des machines à courant alternative.

La machine Mcc possède l'avantage d'être facilement commandable en tension. Dans la plupart des processus industriels, en particulier les moteurs électriques, il est indisponible de maîtriser certains paramètres physiques, il est donc très souvent nécessaire d'avoir recours à une commande fiable et performante. Plusieurs applications industrielles nécessitent l'utilisation des méthodes modernes de contrôle permettant d'avoir une réponse rapide et des performances dynamiques élevées.

Les travaux de recherche proposent des méthodes pour commander la machine Mcc par un régulateur classique PI. et en outre de nouvelles approches ont été récemment utilisées récemment fait l'attention dans le domaine de la commande des machines Mcc à savoir l'application de la logique floue connue comme l'une des méthodes de l'intelligence artificielle caractérisées par leur robustesse vis à vis aux perturbations paramétriques et non paramétriques.

L'obtention des hautes performances avec une machine Mcc demande des commandes complexes nécessitant notamment une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir par des capteurs électriques directs (courants, tensions, couple résistant) dont ces éléments sont coûteux, fragiles et déstabilisant les systèmes d'entraînement électriques. Leur remplacement par des observateurs devient recommandable. Ou par des observateurs déterministes et non déterministes.

L'utilisation de ces observateurs peut être envisagée pour répondre à trois catégories d'objectifs, à savoir, la surveillance, la détection de défaillances et la commande.

Dans notre cas, nous utilisons le filtre de Kalman pour corriger la trajectoire du modèle en combinant les observations avec l'information fournie par le modèle de façon à minimiser l'erreur entre l'état vrai et l'état filtré et aussi estimer les variables inconnues d'un système (courant, vitesse). Le présent mémoire sera organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre représentera la construction interne d'une machine à courant continu la modélisation mathématique de la machine CC. La réponse de la machine en boucle fermée sera étudiée à la fin de ce chapitre par l'utilisation d'un régulateur classique PI

Au deuxième chapitre : on donnera des définitions sur la logique floue reposant sur des fondements mathématiques solides, notamment sur la théorie mathématique des ensembles flous fondus sur le raisonnement humain pour caractériser le régulateur flou de la vitesse.

INTRODUCTION GENERALE

Ce chapitre se terminera par une étude comparative entre la deux régulateurs PI classique et FLC. Des résultats de simulation montreraient les performances du régulateur flou de vitesse par rapport au régulateur PI.

Le troisième et dernier chapitre présentera la commande d'une machine Mcc sans capteur de vitesse basée sur à un observateur de filtre de Kalman. Des résultats de simulation seront présentés pour illustrer les performances statiques et dynamiques obtenues. En conclu cette mémoire par des perspectives s et quelques suggestions.

CHAPITRE I :

**Modélisation du MCC en vue de sa
commande munie d'un régulateur PI**

I.1 Introduction

Les moteurs à courant continu sont des machines qui transforment l'énergie électrique qu'ils reçoivent en énergie mécanique. La construction des moteurs est identique à celle des génératrices, de sorte qu'une machine à courant continu peut servir indifféremment comme moteur ou comme génératrice.

L'usage des moteurs à courant continu est plutôt restreint, car la distribution se fait à courant alternatif. Cependant, pour certaines applications il est parfois avantageux d'utiliser des moteurs à courant continu alimentés par des convertisseurs qui transforment le courant alternatif en courant continu. La supériorité de ces moteurs réside dans le fait qu'ils se prêtent facilement à un contrôle souple, continu et presque instantané de leur vitesse [1] [3].

Ce chapitre présentera des généralités sur la machine à courant continu en particulier son fonctionnement en moteur électrique

I.2 Constitution de la machine à courant continu

La machine à courant continu est réversible. La même machine peut fonctionner en moteur ou en génératrice, c'est-à-dire que la constitution d'une génératrice est identique à celle du moteur. La machine à courant continu comporte trois éléments essentiels (fig. I.1 et I.2) :

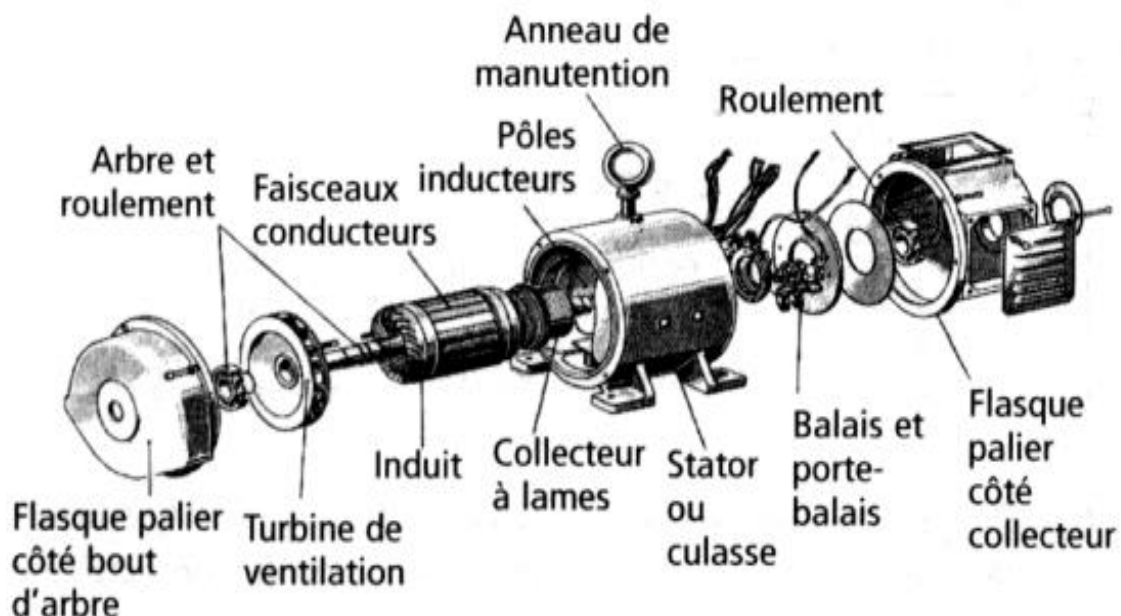


Fig. I.1 constitution de la machine à courant continu

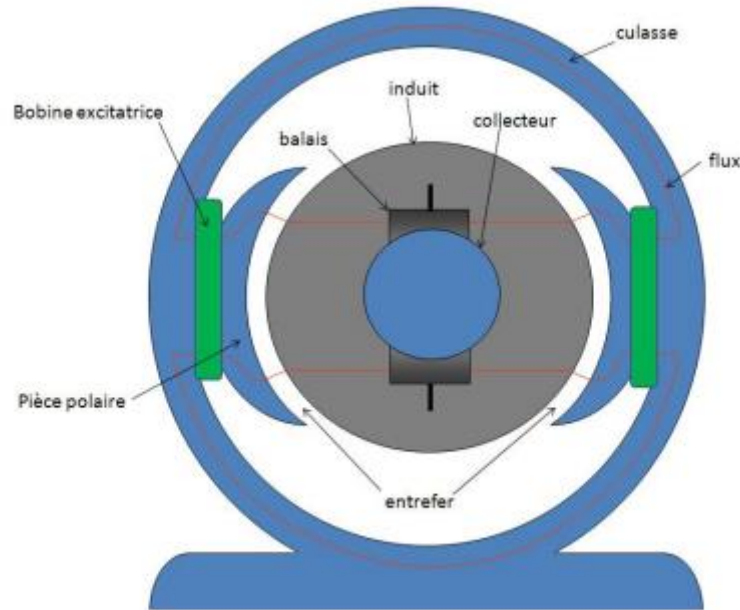


Fig. I.2 Parties principales de la machine à courant continu

I.2.1 L'inducteur « stator »

Il s'agit de la partie fixe de la machine, constituée par un aimant ou un électroaimant appelé également inducteur qui crée un champ magnétique, il est formé d'aimant (Fig. I.3) pour les petits moteurs et des bobines (Fig. I.4) parcourues par un courant continu. Les aimants ou bobines permettent la création d'un flux magnétique.



Fig. I.4 Aimant



Fig. I.3 Bobine

I.2.2 L'induit « le rotor »

Partie mobile, appelée également induit, constituée par un cylindre d'acier doux à la périphérie duquel sont disposés des conducteurs reliés aux lames du collecteur sur lesquelles

frottent deux charbons, ou balais, qui assurent la liaison avec les bornes du moteur.



Fig. I.5 Induit

I.2.3 Collecteur et les balais

Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre où sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit [02].

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



Fig. I.6 Dis positive collecteur / balais [2]

I.3 Principe de REVERSIBILITE

La machine à courant continu, comme toutes les autres machines électriques, peut fonctionner en moteur ou en générateur.

I.3.1 La génératrice à courant continu :

Elle transforme une énergie mécanique en énergie électrique sous forme de courant continu.

I.3.2 Le moteur à courant continu :

Il transforme une énergie électrique de forme continue en une énergie mécanique. La machine à courant continu possède la propriété de réversibilité. Elle peut en effet fonctionner Indifféremment en génératrice ou en moteur

I.4 Fonctionnement en mode génératrice

L'inducteur est alimenté par une tension continue et produit un champ magnétique constant. L'induit est entraîné en rotation par un moteur. Il est le siège de variation de flux au

travers de spires qui le constituent. Ils en résultent la création d'une f.é.m. alternative qui est redressée et transmise au circuit extérieur par l'ensemble collecteur-balais

I. 5 Principe de fonctionnement du moteur à courant continu

Lorsque le bobinage d'un inducteur du moteur est alimenté par un courant, sur le même principe qu'un aimant permanent, il crée un champ magnétique (flux d'excitation) de direction nord-sud. Une spire capable de tourner sur l'axe de rotation est placée dans le champ magnétique. De plus, les deux conducteurs formant la spire sont chacun raccordé électriquement à un demi collecteur et alimenté en courant continu via deux balais. D'après la loi de Laplace (équation I. 1 et figure I.7), tout conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique est soumis à une force. Les conducteurs de l'induit placés de part et d'autre de l'axe des balais (ligne neutre) sont soumis à des forces F égales mais de Sens opposé en créant un couple moteur, l'induit se met donc à tourner [3][4].

$$F = (dl \wedge Bd) \quad (I.1)$$

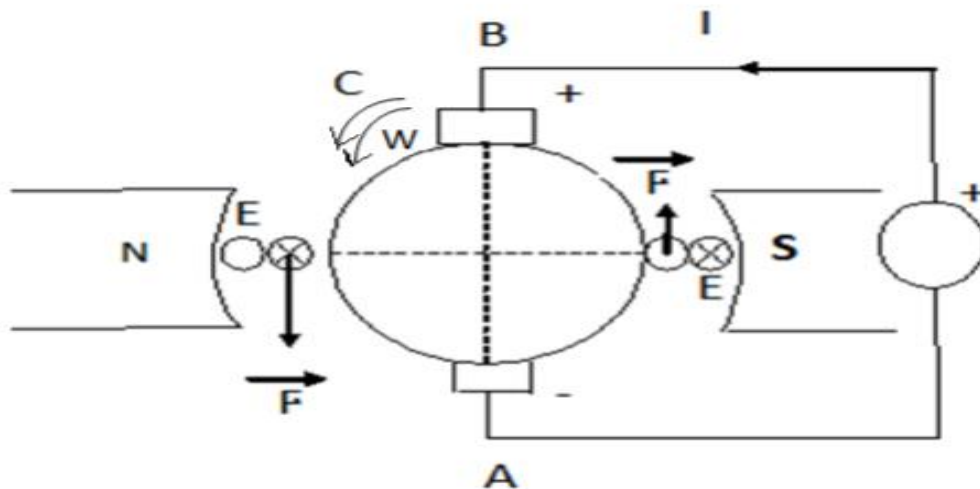


Fig. I.7 Principe de fonctionnement du moteur à courant continu

I.6 Réaction magnétique de l'induit

Lorsque l'induit d'un moteur à courant continu est alimenté, le courant I_a qui y circule crée un flux magnétique dans l'entrefer de la machine, les lignes de champ constituant ce flux traversent les pièces polaires de l'inducteur perpendiculairement à leurs axes. On dit que cette réaction d'induit est transversale. Ce flux d'induit, en saturant une partie des pièces polaires,

diminue un peu le flux inducteur, en plus, cette réaction d'induit en créant le flux dans les zones où se trouvent les cotes des sections en commutation, rend plus difficile celle-ci. Pour éviter ces inconvénients, on munit les moteurs à courant continu d'enroulement supplémentaire pour compenser la réaction magnétique d'induit. Cette enroulement est appelé enroulement de compensation, il est logé dans des encoches pratiquées dans les pièces polaires des pôles principaux. Leur bobinage est parcouru le même courant que l'induit est créé une f.é.m. égale et opposée à celle créée par l'induit [1][3].

I.7 Pôles auxiliaires de commutation

Ils sont placés dans l'axe inter polaire des pôles principaux, les enroulements des pôles auxiliaires sont parcourus par le courant de l'induit. Le rôle des pôles auxiliaires est d'améliorer la commutation, c'est-à-dire accélérer le processus de renversement des courants dans les sections de bobines, en plus, ils compensent encore la réaction magnétique de l'induit [3].

I.8 Les différents types de moteurs à courant continu [5]

On distingue deux types de moteurs à courant continu [5].

I.8.1 Moteurs à inducteur à aimant permanent

Il n'y a pas de circuit inducteur, le flux inducteur est produit par un aimant permanent. Tous les moteurs à courant continu de faible puissance et les micromoteurs sont des moteurs à aimant permanent. Ils représentent maintenant la majorité des moteurs à courant continu. Ils sont très simples d'utilisation [5].

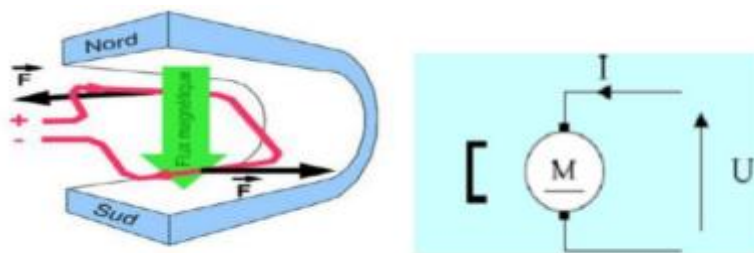


Fig. I.8 Moteur à aimant permanent [5].

I.8.2 Moteurs à inducteur bobiné

Il existe 4 types différents de moteurs électriques qui sont classés en fonction du type d'excitation qui est employé, qui sont [5].

- Moteur à excitation séparée
- le moteur à excitation shunt
- le moteur à excitation série
- le moteur à excitation composée

a. Moteur à excitation séparée

Dans un moteur à excitation séparée ou indépendante, le circuit d'excitation est séparé du circuit d'induit. Si l'inducteur est un aimant permanent, le flux (Φ) est constant. Si l'inducteur est un électroaimant alimenté par une source de tension continue réglable, le flux (Φ) ne dépend que du courant dans l'inducteur appelé courant d'excitation (I_e). Le courant crée un champ et une quantité de champ à travers une spire donne un flux. Si la tension (V_e) est constante, le courant d'excitation (I_e) est constant et le flux (Φ) est constant [5].

Dans ces conditions, la force contre électromotrice (E) ne dépend que de la fréquence (n) de rotation.

Donc la fréquence de rotation (n) est proportionnelle à la tension (V) d'alimentation du moteur.

Compte tenu de la conservation de la puissance d'une machine (en négligeant les pertes), la puissance électrique absorbée est [5]

$$P_a = V.I \quad (I.2)$$

et la puissance mécanique fournie est

$$P_u = C_u.\Omega = C_u.2\pi.n \quad (I.3)$$

Si (V) est proportionnelle à (n) cela signifie que (C_u) est proportionnel à (I). Donc le couple utile (C_u) est proportionnel à l'intensité du courant d'alimentation du moteur.

Pour un moteur à excitation séparée, le flux (Φ) est constant donc la fréquence de rotation (n) est proportionnelle à la tension d'alimentation (V)

$$n = \frac{E}{K\Phi} = \frac{V - RI}{K\Phi} = K.V \quad (I.4)$$

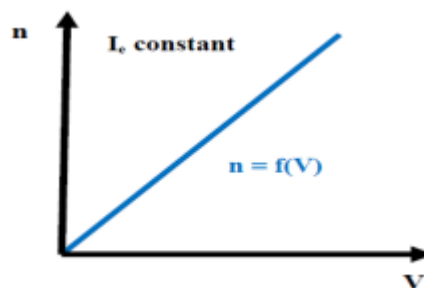


Fig. I.9 : Caractéristiques d'un moteur à excitation séparée [5].

Et le couple (C_u) est proportionnel à l'intensité du courant d'alimentation (I)

$$C = \frac{EI}{\Omega} = K\Phi.I = K'.I \quad (I.5)$$

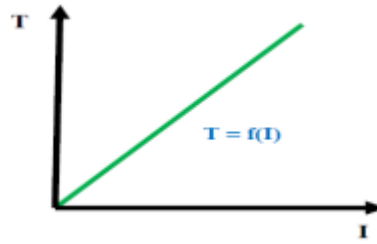


Fig. I.10: Le couple en fonction de courant d'alimentation [5].

b. Moteur à excitation série [5]

Dans un moteur à excitation série ou moteur série, le circuit d'excitation est en série avec le circuit d'induit. Le flux n'est plus constant mais proportionnelle à (I).

Dans ces conditions, la force contre électromotrice (E) dépend de la fréquence (n) de rotation et de l'intensité du courant (I).

Donc la fréquence de rotation (n) est proportionnelle à la tension (V) et au courant (I) d'alimentation du moteur.

Compte tenu de la conservation de la puissance d'une machine (en négligeant les pertes), la puissance électrique absorbée est :

$$P_a = V \cdot I \quad (I.6)$$

et la puissance mécanique fournie est :

$$P_u = C_u \cdot \Omega = C_u \cdot 2\pi \cdot n \quad (I.7)$$

Si (n) est proportionnelle à (V) et à (I) cela signifie que (C_u) est proportionnel au carré de l'intensité (I^2)

Donc le couple (C_u) est proportionnel au carré de l'intensité du courant d'alimentation du moteur.

Pour un moteur à excitation série, le flux (Φ) n'est pas constant mais proportionnel à (I) donc la tension d'alimentation (V) est proportionnelle à la fréquence de rotation n et à l'intensité (I) [01]

$$E = K \cdot n \cdot N \cdot \Phi = K \cdot \Omega \cdot I \quad (I.8)$$

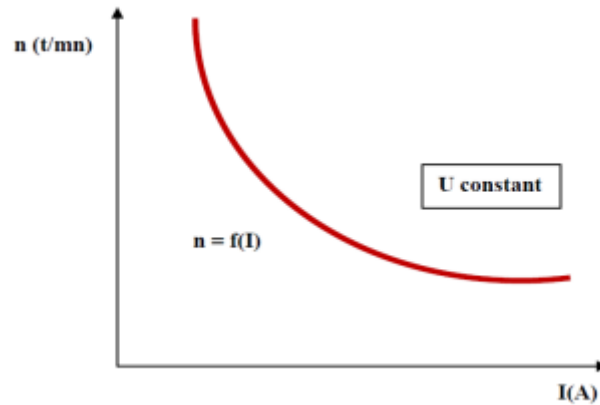


Fig. I.11 : Caractéristique de vitesse d'un moteur série [5]

Et le couple (T) est proportionnel au carré de l'intensité du courant d'alimentation (I).

$$T = \frac{E \cdot I}{\Omega} = K \cdot I^2 \quad (I.9)$$

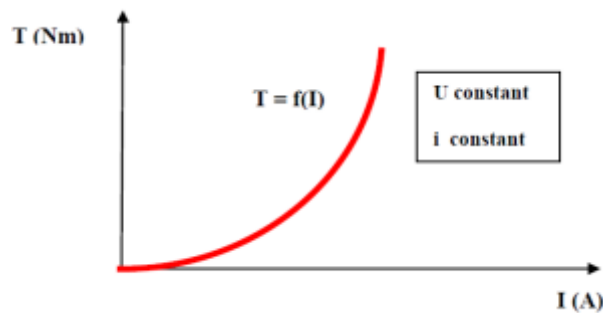


Fig. I.12 : Caractéristique de couple d'un moteur Série [5].

c. Moteur à excitation shunt [5]

La même source d'alimentation alimente l'induit et l'inducteur. L'inducteur est mis en parallèle avec l'induit.

Les propriétés du moteur à excitation dérivation sont les mêmes que celle du moteur à excitation indépendante.

d. Moteur à excitation composée [5]

Modes de branchement :

Courte dérivation : L'enroulement est shunté directement avec l'induit.

Long dérivation: L'enroulement est shunté en parallèle avec l'induit.

I.9 Equation du moteur à courant continu

I.9 .1 Force électromotrice

Nous savons qu'une bobine en mouvement dans un champ magnétique voit apparaître à ses

bornes une force électromotrice (f.é.m.) donnée par la loi de Faraday

$$dE = B (\vec{dt} \wedge \vec{v}) \quad (I.10)$$

Sur ce principe, la machine à courant continu est le siège d'une f.é.m. donnée par:

$$E = \frac{P}{2\pi \cdot a} \cdot N \cdot \Phi \cdot \Omega \quad (I.11)$$

Finalement on peut écrire ;

$$E = K \cdot \Phi \cdot \Omega \quad (I.12)$$

Avec $K = \frac{P}{2\pi \cdot a} \cdot N$

I.9.2 Modèle équivalent de l'induit

Si on néglige la chute de tensions aux contacts balais-collecteur et on considère que la réaction magnétique d'induit et totalement compensée, le schéma électrique équivalent de l'induit est représenté par la (fig.I.12)

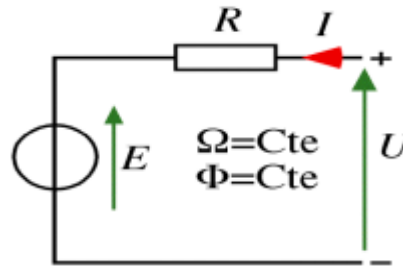


Fig.I.13 : Modèle équivalent de l'induit

D'après la loi d'Ohms :

$$U = E + R \cdot I \quad (I.13)$$

I.9.3 Vitesse

A partir de l'expression de la force électromotrice développée aux bornes de l'induit et l'équation électrique (I.14), on peut déduire l'expression de la vitesse qui sera donnée par :

$$\Omega = \frac{U - R \cdot I}{K \cdot \Phi} \quad (I.14)$$

Avec : K est une constante de construction du moteur est égal à

$$K = \frac{P}{a \cdot w}$$

P : nombre de paire de pôles.

a : nombre de voies d'enroulement.

w : nombre de conducteurs par section.

I.9.4 Puissance et couple électromagnétiques

Si l'induit présente une f.é.m. E et s'il est parcouru par le courant I, il reçoit une puissance électromagnétique

$$P_{em} = E.I \quad (I.15)$$

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

$$P_{em} = C_e . \Omega = E.I \quad (I.16)$$

D'où l'expression du couple électromagnétique

$$C_{em} = K . \Phi . I \quad (I.17)$$

I.9.5 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 C_p appelé couple de pertes.

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

$$C_U = C_{em} - C_p \quad (I.18)$$

La puissance utile développée par le moteur est donnée par:

$$P_U = C_U . \Omega \quad (I.19)$$

I.9.6 Le rendement

Le rendement du moteur est donné par :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (I.20)$$

I.10. Bilan de la puissance

Les pertes dans la machine à courant continu sont subdivisées en différentes catégories qui sont :

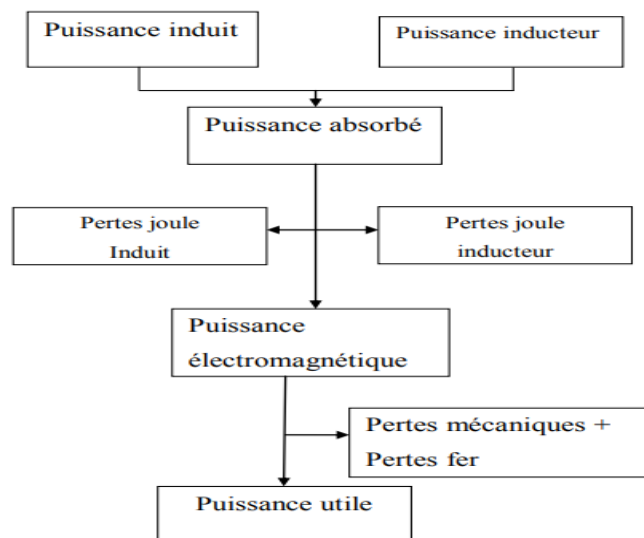


Fig. I.14 Bilan de puissance

I.11 Avantages et inconvénients de MCC [6]

Les moteurs à courant continu sont utilisés dans de nombreuses applications industrielles, bien que leur construction soit plus complexe que celle des moteurs à courant alternatif.

I.11.1 Avantages

- Alimentation aisée dans les systèmes transportant leur réserve d'énergie (autonome) : pile ou batterie.
- Une large gamme de variation de vitesse au-dessus de la vitesse de régime
- Un fonctionnement avec des couples constant ou variables..
- Une accélération, un freinage et une inversion de sens de rotation très rapide, ce qui est avantageux dans le cas des appareils de levage et des machines-outils
- Une vitesse de rotation qui peut être réglée par l'intermédiaire d'un système rétroaction.
- Une facilité de récupération d'énergie (fonctionnement dans les 4 quadrants).

I.11.2 Inconvénients

- Une alimentation statorique et rotorique par courant continu (pont redresseur).
- Un mauvais facteur de puissance à basse vitesse.
- Nécessite beaucoup de maintenance, notamment pour le remplacement des balais et collecteur.
- Ne peut pas être utilisé dans des environnements explosifs, le frottement des balais sur le collecteur engendre des étincelle

I.12 Utilisation de la machine à courant continu

Le moteur série est intéressant quand la charge impose d'avoir un gros couple, au démarrage et à faible vitesse de rotation. Le moteur sépare est particulièrement adapté aux entraînements de machines nécessitant des vitesses réglables (action sur la tension) et présentant un couple important en basse vitesse (machines-outils).

- Démarreur (automobile ...).
- Moteur de traction (locomotive, métro ...).
- Appareils de lavage.
- Ventilateurs, pompes centrifuges, compresseurs, pompes à piston.

I.13 Principe de régulation PI

Pour effectuer un certain travail avec des performances données, le système doit être asservi. Premier rôle de régulateur d'un système de régulation est d'obliger la ou les grandeurs asservies (sortie de système) à conserver des valeurs aussi proches que possible de celles que l'on considère comme idéales. Ces valeurs idéales ou, théoriques, sont à leur tour des fonctions des grandeurs d'entrées du système « référence et de perturbations ».

Généralement les systèmes de commande sont à boucle fermée qui consiste en une commande à rétro-action puisque c'est le moyen le plus commode de réaliser les relations désirées entre l'entrée et la sortie des systèmes, ce qui permet une compensation interne des imprécisions et les dérivées des caractéristiques du système.

I.13.1 Effet de correcteur de PI

- Diminution du temps de montée.
- Elimination de l'erreur statique.
- Augmentation du temps de stabilisation.
- Augmentation du dépassement.

I.14 La régulation PI

La commande proportionnel-intégral (PI) est insérée dans la chaîne directe de l'asservissement, en série avec le processus, comme indiqué dans la (Figure. I.15). Ce régulateur élabore à partir du signal d'erreur $\mathcal{E}(t)$ une commande $U(t)$ en fonction de deux actions proportionnelle, intégrale présenté par la figure I.15.

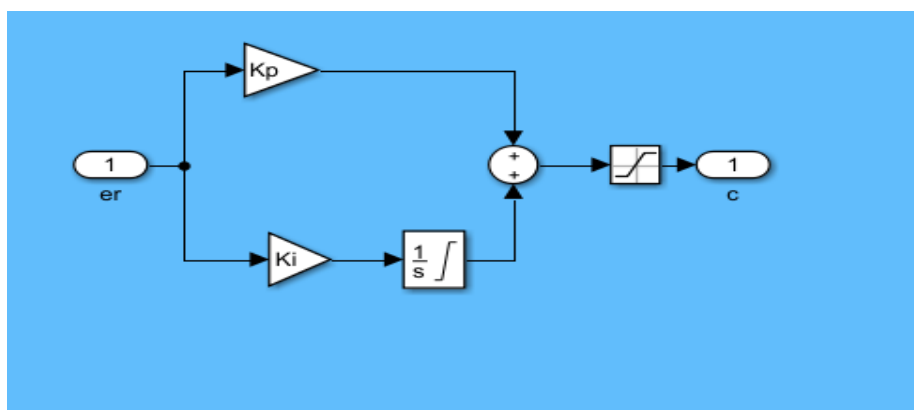


Fig. I.15 schéma de block d'un régulateur PI

I.15 Modélisation mathématique d'un Mcc

I.15.1 Equation électrique

$$U_a(t) = R_a I_a + L \frac{di_a}{dt} + E_c \quad (I.21)$$

$$U_e(t) = R_e I_e + L \frac{di_e}{dt} \quad (I.22)$$

I.15.2 Equation de couple

$$C_e = k. \phi. I \quad (I.23)$$

I.15.3 Equation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -f.w + ce - cr \quad (I.24)$$

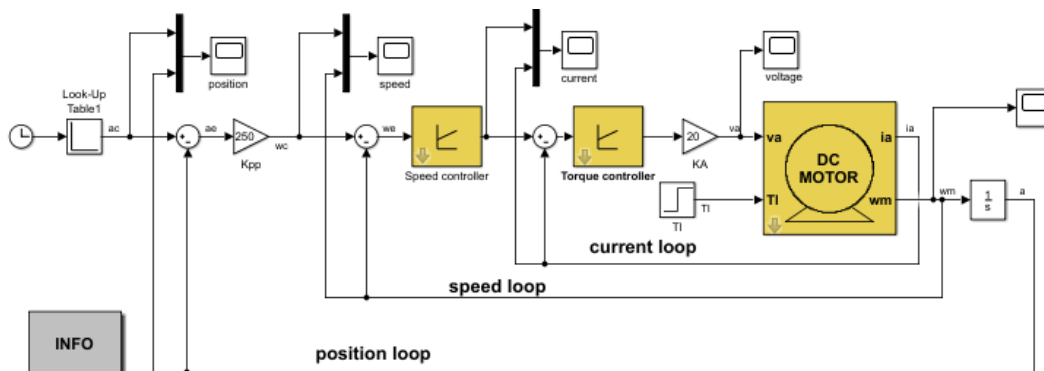
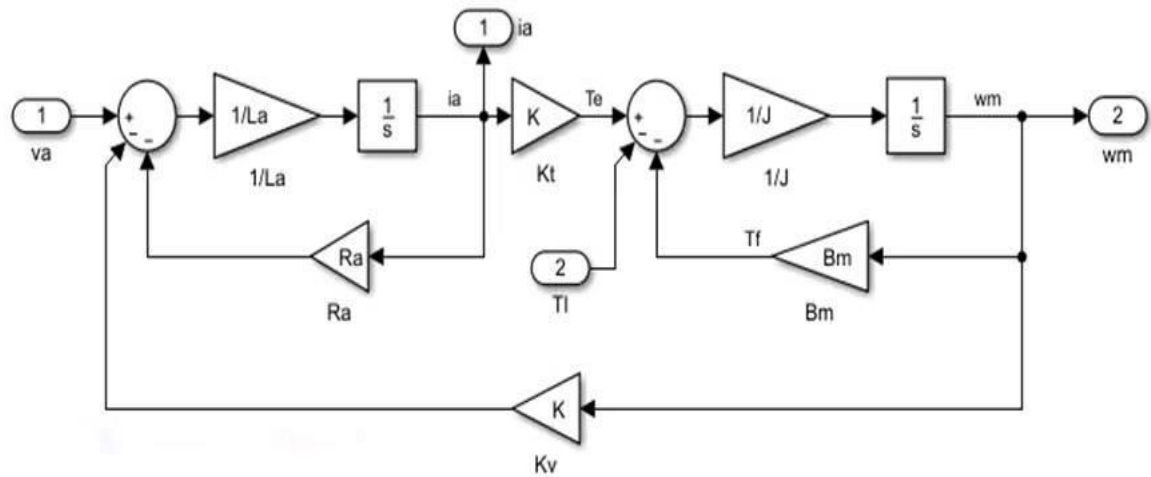
I.15.4 Equation d'état

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{La} & \frac{kc}{la} \\ -\frac{F}{J} & \frac{kt}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_c \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{c} & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c & \Omega \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

I.15.5 Paramètres du moteur utilisé

Paramètre	Valeur
La : Inductance	5.2e-3(H)
Ra : Résistance	2(ohm)
J : moment d'inertie	1.5e-4(kg.m²)
fr:coefficient des frottements	0.1(N.m/A)
K : coefficient de couple de frottement	1e-3

tab. I.1 paramètres de MCC



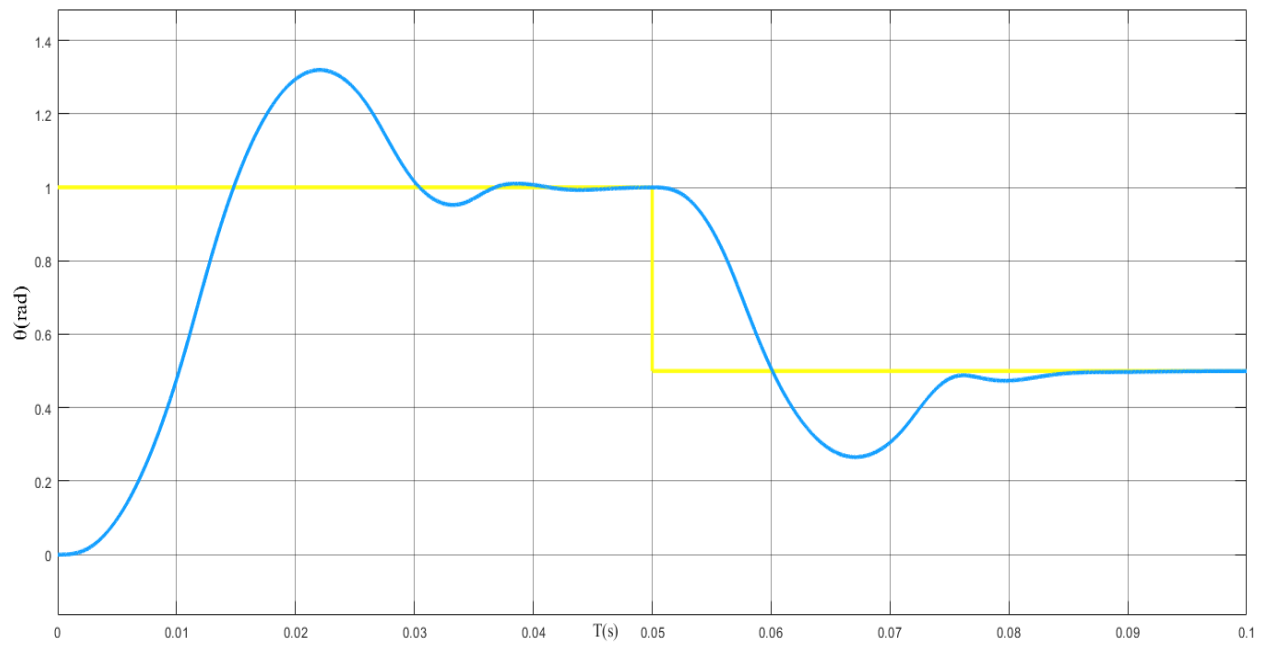


Fig.I.18 La position du Mcc et sa référence.

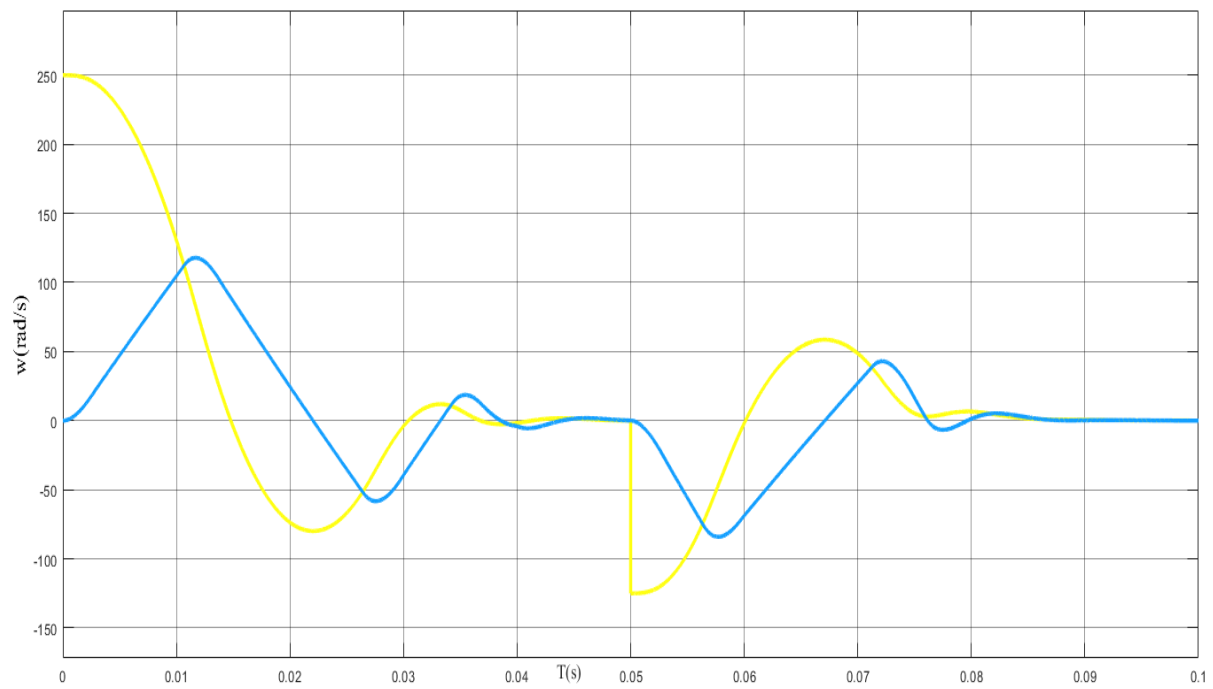


Fig.I.19 La vitesse du Mcc et sa référence

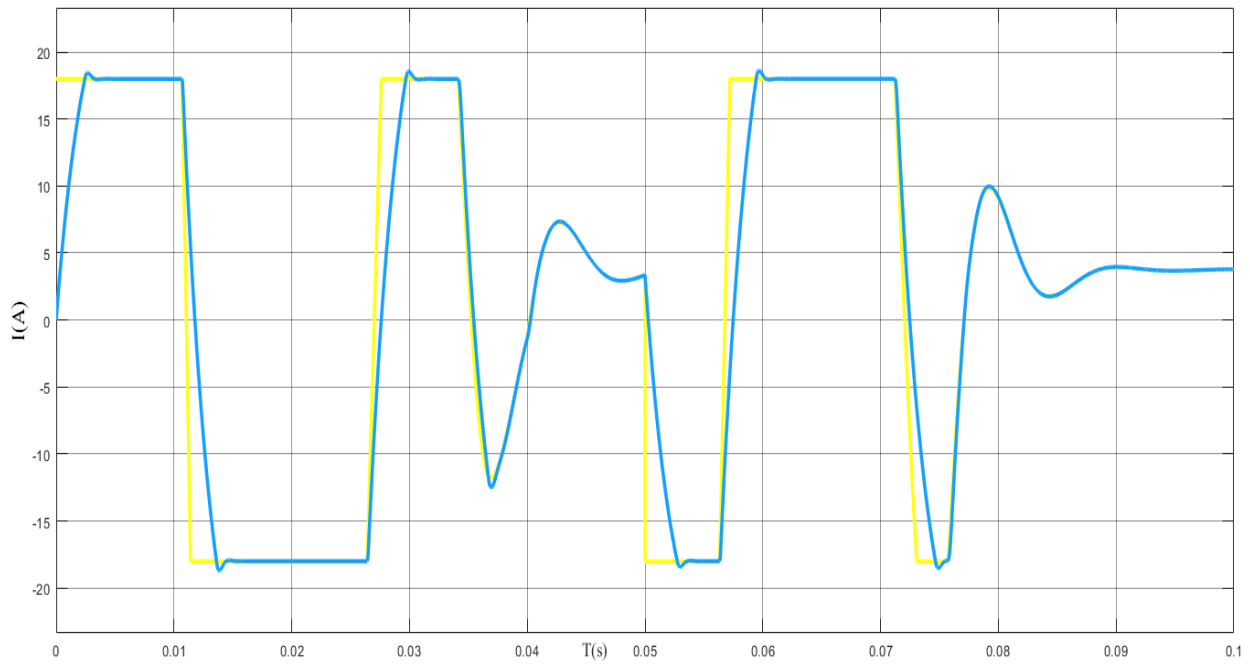


Fig. I.20 Le courant du Mcc et sa référence.

I.17.1 Etude de résultat

Ce travail a présenté le contrôleur de position et de vitesse et de courant basé sur PI en cascade a été développé et ses caractéristiques, telles que le dépassement, le temps de stabilisation et l'erreur statique, ont été évaluées à la fois par l'expérimentation et la simulation. Un système de contrôle composé d'un contrôleur PI a été mis en place pour obtenir un contrôle de la position et ce contrôle commandera la vitesse et le contrôle de vitesse commandera le contrôle de courant.

I.18 Conclusion

Le moteur à courant continu est encore utilisé dans de nombreux domaines d'applications tels que la traction, la propulsion des sous-marins, et les machines outils...etc.

Cela est du essentiellement à certaines caractéristiques très importante par rapport aux autres type de moteurs (à courant continue).

Dans ce chapitre nous avons présenté des généralités sur ce type de moteur à savoir sa conception et les différentes équations qui régissent le fonctionnement de la machine à courant continu.

L'objectif principal de ce chapitre illustre comment contrôlé le courant et la vitesse et la position du Mcc peut a l'aide du système de commande cascade.

A fin d'obtenir une bonne résultats nous comprendront une évaluation des performance du système a l'aide de régulateur FLC pour rendre le courant et la vitesse a la valeur désirée , ce qui fera l'objet de chapitre suivant.

CHAPITRE II

Commande d'un Mcc Par un régulateur floue

II.1 Introduction

Dans le cadre de recherche pour le développement de nouvelles technologies basées sur l'intelligence artificielle, la logique floue a reçu un immense intérêt par les chercheurs et les industriels depuis le début de la deuxième moitié du dernier siècle. Avant cette tournure dans la définition de la logique, tous les algorithmes et les procédés se basaient sur la logique classique [7]. La logique classique n'admet aucun état entre le vrai et faux, ou aucune valeur entre le 0 et 1, contrairement à la logique floue qui a l'avantage de traiter même les valeurs entre 0 et 1 en se basant sur le raisonnement humain [8].

La logique floue est donc un outil pour la manipulation et la représentation des connaissances imparfaitement décrites, ses objets sont modélisés par des ensembles flous support de base des notions vagues.

Enfin, elle présente aussi l'intérêt d'être plus facile à implémenter qu'une logique probabiliste.

L'objectif de ce chapitre est d'abord de présenter brièvement un aperçu général des ensembles flous et la logique floue, et des applications pour contrôler la vitesse d'un moteur à courant continu en remplacement du régulateur de vitesse PI classique par régulateur flou. [9]

II.2 Historique de la logique floue

Les travaux de Lotfi A. Zadeh (Professeur de l'Université de Californie de Berkeley) ont été les premiers qui présentaient la logique floue comme une méthode de classification pertinente en ayant établi les principes de bases [10]. Initialement, la logique floue a été désignée comme un algorithme de classification qui a été utilisé pour l'analyse de données, surtout dans des domaines comme le commerce et la médecine [11]. Cependant, son principe de raisonnement inspiré du raisonnement humain a attiré Mamdani qui a été le 9 premier qui a introduit la notion de la logique floue dans le domaine de contrôle en 1974 [12].

II.3 Définitions

Logique floue : « logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires «vrai » ou « faux » avec une certaine probabilité »

II.4 Domaine D'applications

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [13]

- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs,...etc)

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images)
- Systèmes automobiles embarqués (BVA, ABS, suspension, climatisation,...etc.)
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur,...)
- Systèmes de conditionnement d'ambiance
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet.

II.5 Avantages et inconvénients de réglage par logique floue

II.5.1 Avantages

Les avantages principaux des régulateurs flous sont les suivants :[14]

- L'incorporation directe des informations floues et linguistiques, provenant d'un expert humain, dans le système flou.
- Il n'y a pas nécessaire de faire un modèle mathématique du système à régler.
- Le système flou est un approximante universel, c'est-à-dire, il est suffisamment générale pour générer n'importe quelle action.
- La logique floue est facile à comprendre par ceux qui ne sont pas des spécialistes, car elle imite la stratégie du raisonnement humain.
- On peut maîtriser les systèmes non linéaires et difficiles à modéliser.

II.5.2Inconvénients

- Manque de directives précises pour la conception d'un régulateur,
- Précision de réglage en général peu élevé.

II.6 Les différents types de la commande à base de la logique floue

En se basant sur les différentes règles de commande floue et de leurs méthodes de génération,

Les approches de commande en utilisant la logique floue peuvent être classées dans les catégories suivantes : [15]

- La commande floue de type Mamdani
- La commande floue du type PI ou PID
- La commande neuro-floue
- La commande par mode glissant flou

- La commande floue adaptative
- La commande floue de type T-S

II.7 ELEMENTS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans cette section, on présente brièvement, et d'une façon non exhaustive les éléments de base principaux de la théorie de la logique floue.

II.7.1 Variables linguistiques

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit ...etc." Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue. On peut représenter une variable linguistique par un triplé (V, U, Tv) , tels que : V est une variable numérique (Vitesse, Taille, Température) définie sur un univers de référence U et Tv est un ensemble de catégories floues de U , qui sont utilisées pour caractériser V à l'aide de fonctions d'appartenance. Considérons la vitesse de rotation d'une machine électrique comme une variable linguistique définie sur un univers de discours $U = [0, 100]$ rd/s, et son ensemble de catégories floues $T = (\text{Lente}, \text{Rapide}, \text{Moyenne})$. Ces trois ensembles flous de T peuvent être représentés par des fonctions d'appartenance comme le montre la figure suivante : [16]

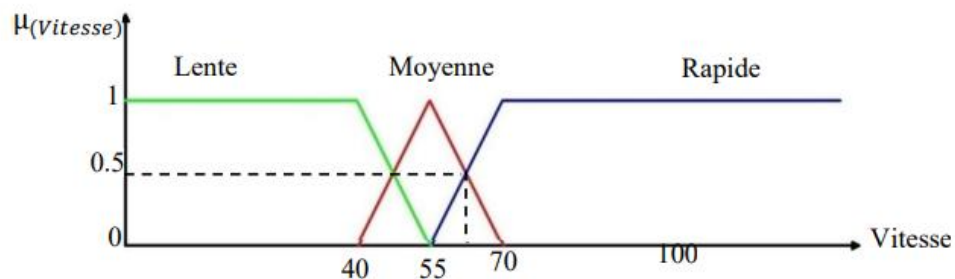


Fig.II.1 : Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique.

II.7.2 Ensemble flou

Dans la théorie classique des ensembles, c'est la fonction caractéristique qui définit l'ensemble. Cette fonction ne prend que les deux valeurs discrètes 0 (l'élément n'appartient pas ...) ou 1 (...appartient à l'ensemble). Un ensemble flou est défini par une fonction

d'appartenance qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. C'est l'élément de base de la logique floue. Il a été introduit en première fois par Zadeh en 1965. Le concept de ce dernier a pour but d'éviter le passage brusque d'une classe à une autre et de permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe ; c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement une autre. [17]

II.7.3 Fonction d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu ()$. L'argument se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes à savoir: [18]

Monotones (croissantes ou décroissantes) ;

Triangulaires (figure (II.2.a))

Trapézoïdales (figure (II.2.b))

En forme de cloche (Gaussiennes), comme le montre la figure (II.2.c).

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

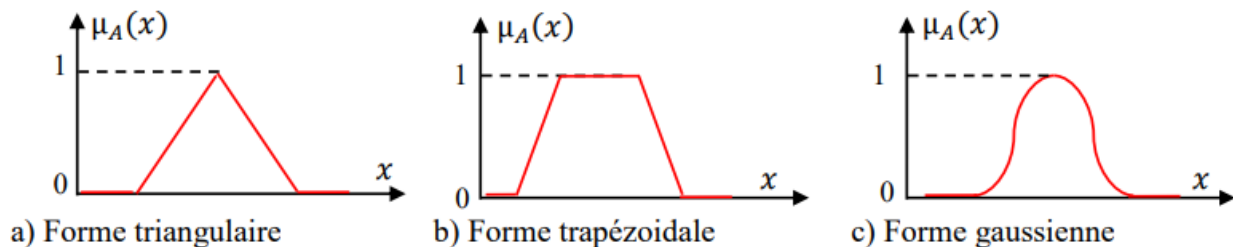


Fig. II.2 : différentes formes des fonctions d'appartenance

II.7.4 Opérateurs de la logique floue

Comme dans le cas des ensembles « classiques », les opérations logiques d'union (OU), d'intersection (ET) et de complémentarité (NON) peuvent être appliquées aux ensembles flous. [19]

A et B : ensembles flous

$\mu_A \text{ Et } \mu_B$: fonction d'appartenance

- **Opérateur logique ET**

$$\forall (x, y) \in X * Y : \mu_{A \cap B} = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{II.1})$$

- **Opérateur logique OU**

$$\forall (x, y) \in X * Y : \mu_{A \cup B} = \max(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{II.2})$$

- **Opérateur logique NON**

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{II.3})$$

II.7.5 Règles floues

La règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication entre deux propositions floues. Par exemple, considérons deux variables linguistiques ($V1, U, Tv1$), ($V2, U, Tv2$) et les deux propositions suivantes " $V1$ est A ", " $V2$ est B ", où A et B sont deux ensembles flous de $V1$ et $V2$. On peut définir la règle floue par l'expression " $V1$ est A alors $V2$ est B ". La proposition " $V1$ est A " est la condition de l'implication :

La proposition " $V2$ est B " est la conclusion de l'implication.

Généralement, plusieurs règles floues sont nécessaires pour prendre une décision face à une situation donnée. On s'intéresse au cas de plusieurs règles floues dans le domaine de la commande et la régulation. Les règles floues peuvent être décrites de plusieurs façons :

Linguistiquement

Dans ce cas, on exprime les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant : "Si l'accélération est faible et la vitesse est faible Alors faire appel à un grand couple".

Symboliquement

Il s'agit, dans ce cas, d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des symboles tels que $PG, PP, \dots$ etc. désignant (positif grand, positif petit...etc.).

Par matrice d'inférence

Dans ce cas, on rassemble toutes les règles qui sont désignées symboliquement dans un tableau appelé "Matrice d'inférence". Les entrées du tableau représentent les degrés d'appartenance des variables linguistiques des entrées aux différents ensembles flous. Et l'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de sortie défini par la règle.

II.8 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE

La commande par la logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique. Généralement le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes [20].

La quantification floue des entrées, appelée aussi la Fuzzification. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques. L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé l'Inférence floue

La défuzzification qui est l'opération inverse de la fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques.

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux, fig. (II.3).

Le régulateur flou comporte essentiellement quatre parties :

- bloc de fuzzification utilisé pour convertir l'erreur et sa variation en valeurs floues
- Des règles du régulateur flou
- bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique
- bloc intégrateur.

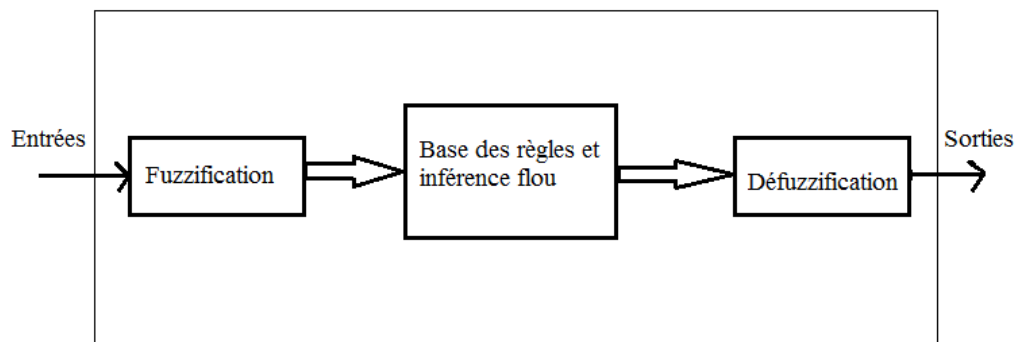


Fig. II.3 : Structure d'un système flou

II.8.1 Fuzzification

Dans cette partie, on va effectuer une transformation des variables d'entrée, définies par des fonctions d'appartenance, en des variables linguistiques qui peuvent être traitées par des opérations floues. La Fuzzification par singleton est largement utilisée dans les applications de commande floue, car facile à implémenter, et est défini par :

- **Moteur d'inférence** : Le moteur d'inférence est le véritable cerveau du contrôleur "flou". Il donne la relation qui existe entre les variables d'entrées et les variables de sortie (exprimées comme variables linguistiques).
- **Méthode d'inférence MAX-MIN** : cette méthode réalise l'opérateur OU par la formation du maximum et l'opérateur ET par la formation du minimum.
- **Méthode d'inférence MAX-PROD** : diffère de la méthode précédente dans le fait que « ALORS » est obtenu par la formation de produit.

Nous avons commencé notre étude avec des ensemble flous des variables d'entrée et de sortie défini par des fonction d'appartenance de 3, 5 puis 7 ensemble. Après la comparaison des résultats, nous avons constaté que le régulateur à sept ensembles donne de meilleurs résultats.

Les sept ensembles flous qui caractérisent les variables entrée/sortie du régulateur flou sont les suivants :

- | | |
|------------------------------|-------------------------------|
| - NG : Négative grand | - PP : Positive petite |
| - NM : Négative moyen | - PM : Positive moyen |
| - NP : Négative petit | - PG : Positive grand |
| - EZ : Environ zéro. | |

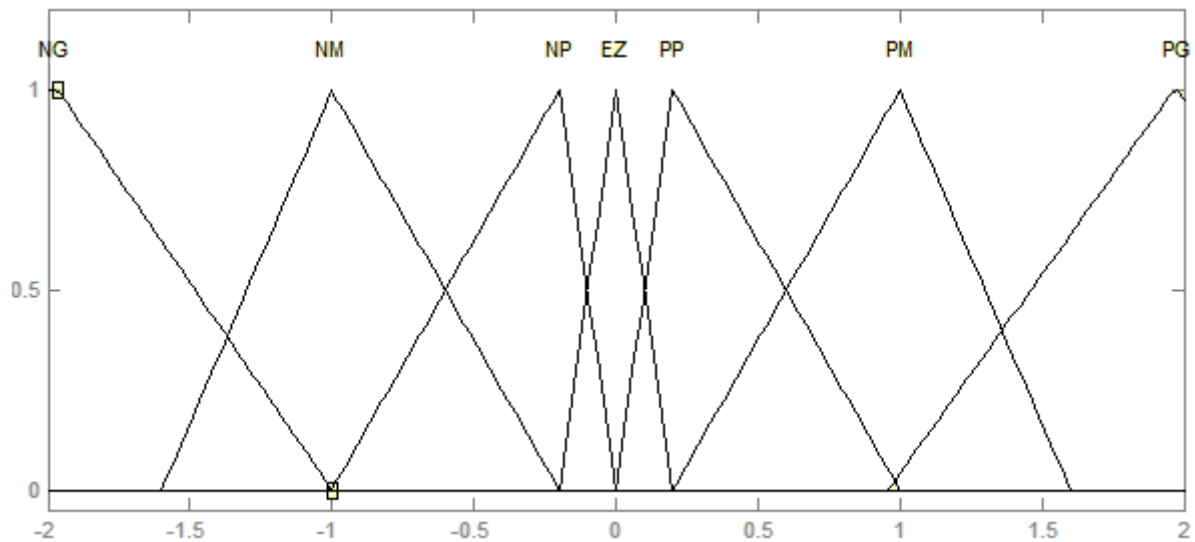


Fig.II.4 : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

II.8.2 Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [21]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	EZ	PG
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PG
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tab.II.1 : Matrice d'inférence des règles floues

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système.

II.8.3 Mécanisme d'inférence

Considéré comme le « cerveau » du contrôleur, il permet de lier les degrés d'appartenance des fonctions d'appartenance d'entrée aux fonctions d'appartenance de sortie. Le degré d'appartenance de la fonction de sortie peut être calculé par différentes méthodes :

- La méthode d'inférence min-max.
- La méthode d'inférence max-prod.
- La méthode d'inférence somme-prod

II.8.3.1 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 [22]. 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 ».

II.8.3.2 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.

II.8.3.3 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. [23]

II.8.4 La Défuzzification

La défuzzification a pour rôle de fournir une action physique de contrôle à partir d'une action de contrôle flou, il existe plusieurs stratégie de défuzzification les plus utilisées sont :

- La technique du maximum.
- La technique de la moyenne pondérée.
- La technique du centre de gravité.
- La technique des hauteurs pondérées.

II.9 LA COMMANDE PAR REGULATEUR FLOUE DE MCC

Dans cette section, nous présentons le régulateur flou pour le réglage de la vitesse d'une Mcc à savoir Le régulateur de type Mamdani.

II.9.1. Loi de commande pour d'un contrôleur PI-flou de vitesse

Cette loi est fonction de l'erreur de vitesse de rotation (e) et de sa dérivée (de) tel que $C_{em}^* = f(e, de)$, par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande (dC_{nem}) nécessaire ; permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{em}^*(t) = C_{em}^*(t-1) + K_{du} dC_{nem} \quad (II.4)$$

Avec : C_{em}^* : Couple électromagnétique de référence.

L'erreur et la dérivée d'erreur sont adapté comme suit :

$$e = K_e \quad (II.5)$$

$$de = K d_e de_n \quad (II.6)$$

II.9.2 Développement d'un régulateur floue

Après avoir énoncé des concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande par linéarisation entrée sortie de la machine a courant continue.

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe.

la grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est le couple électromécanique.

Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani.

Ce schémas est présenté par la fig. (II.5) il est composé

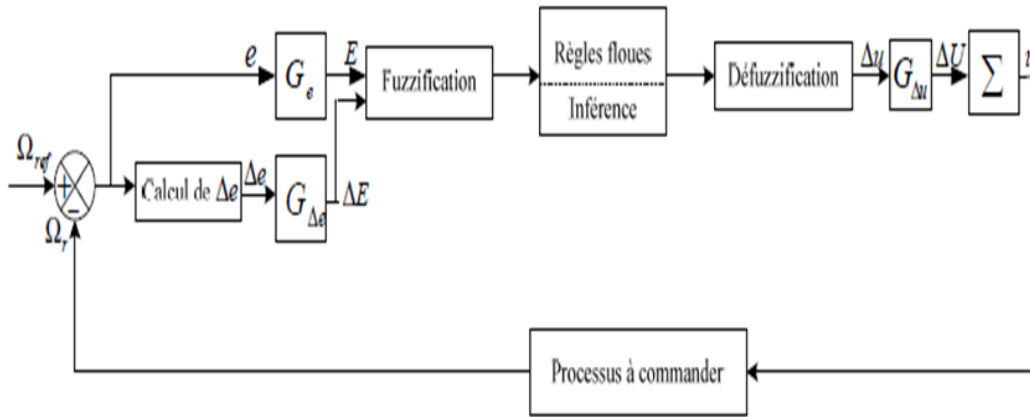


Figure II.5 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse Δe au cours de temps
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande
- Un bloc de fuzzification
- Des règles floues
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique
- Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Delta\omega = \omega_{ref} - \omega_r \quad (II.7)$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k) \quad (II.8)$$

II.9.3 Conception du régulateur floue

Le toolbox fuzzy logique de MATLAB possède un éditeur qui permet de créer des systèmes d'inférences floues : des FIS (pour fuzzy inference system). Cette boîte à outils permet de générer des fichiers « fis », qui correspondent à des systèmes d'inférences floues et dont font partie les RLF. Cette boîte à outils possède 3 éditeurs (de fis, de règles et de fonctions d'appartenance) qui permettent de saisir l'ensemble des données du FIS ainsi que 2 interfaces graphiques qui permettent de visualiser les inférences directement sur la base de règles, ainsi que des surfaces de contrôle. Les fonctions d'appartenances sont du type

triangulaire et trapézoïdal sur les limites. L'intervalle d'intérêt des variables d'entrées est subdivisé en trois classes pour l'erreur «e» et la dérivée « de/dt » et la variable de sortie « S ».

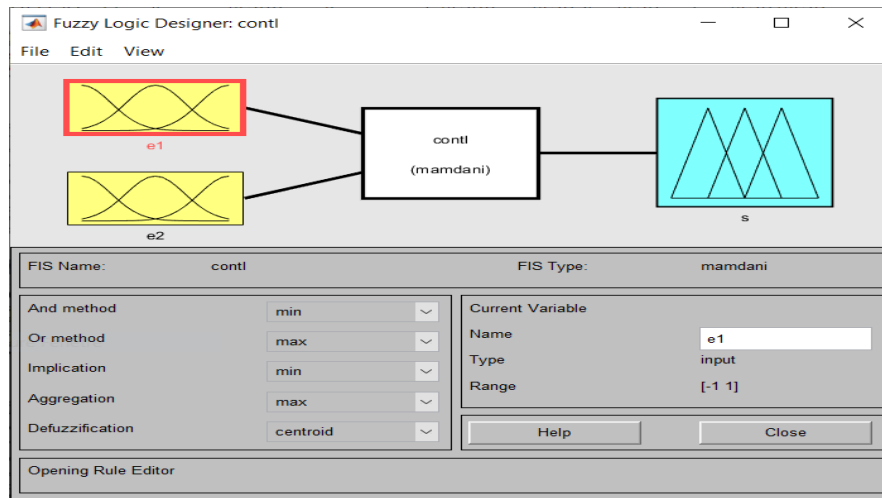


Fig. II.6 la structure globale (entrée, sortie, type d'opérateurs)

Grâce à cette interface, on définit les plages d'entrées et de sorties de façon à contraindre le comportement du bloc Fuzzy, illustré par la figure (II-10):

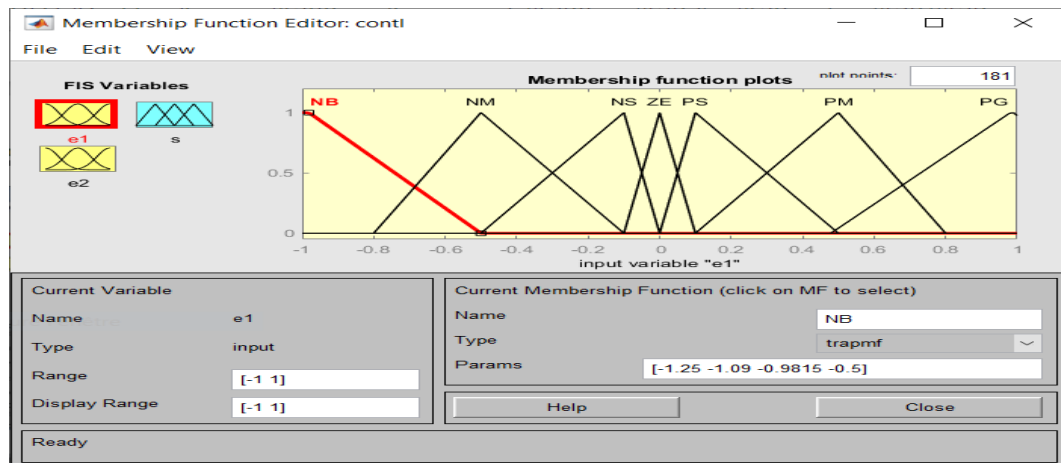


Fig.II.7 :les fonctions d'appartenances de l'entrée e1

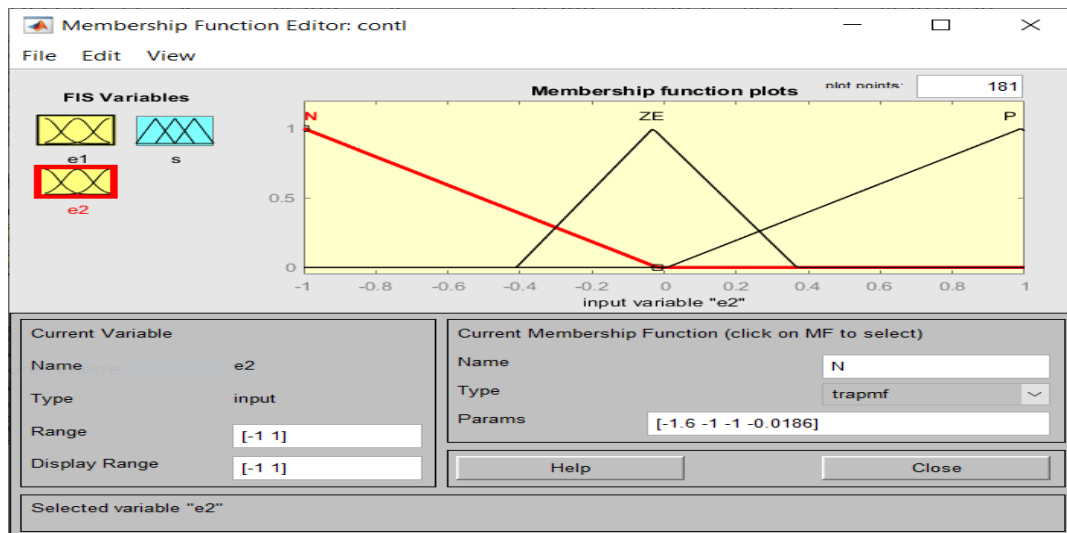


Fig.II.8 : les fonctions d'appartenances de l'entrée e2

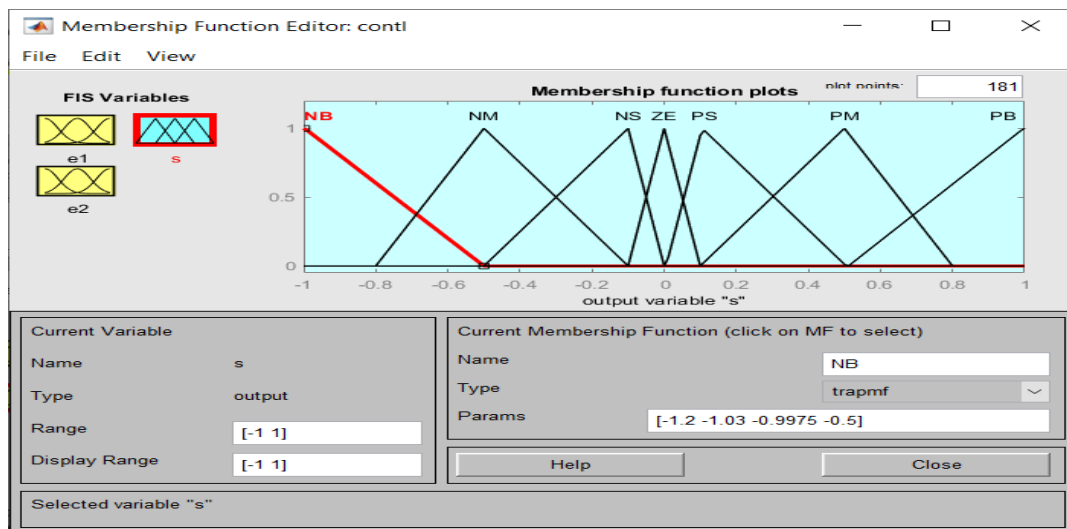


Fig.II.9 : les fonctions d'appartenances de la sortie 'S'

Il est également possible de configurer les lois du bloc flou, le principe celui d'actions conditionnelles « if » représenté sur la figure (II-13).

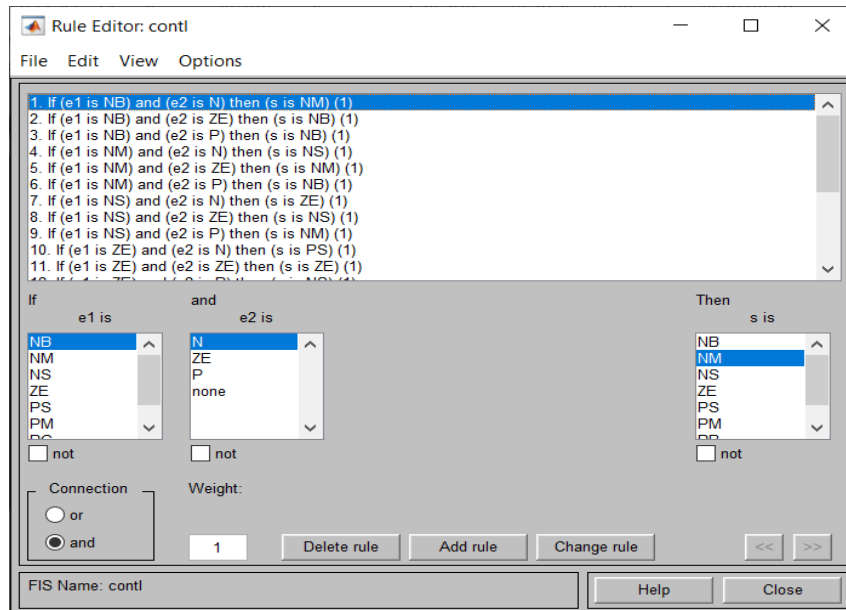


Fig. II.10 : écran de saisie des règles

La sortie est ensuite déterminée suivant les poids respectifs des différentes lois d'entrées. En effet les lois se chevauchent, et donc une valeur de sortie est fonction de plusieurs lois d'entrées sur une même grandeur.

II.10. Régulation de vitesse par régulateur floue

Pour illustrer les performances de réglage par la logique floue, nous avons simulé le schéma bloc de la commande en vitesse d'un moteur à courant continu qui est représenté par la figure (II-12).

Les valeurs des gains du régulateur sont choisies après plusieurs tests d'ajustement

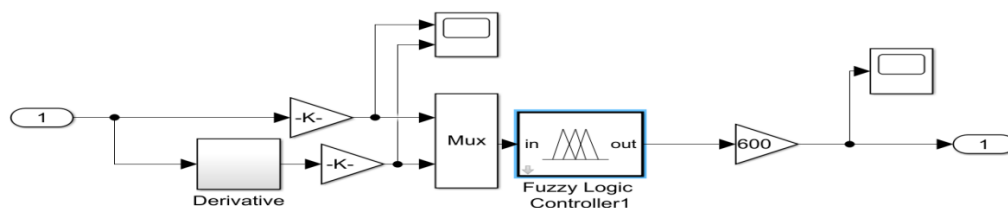


Fig. II.11 Schéma d'une régulation de vitesse par logique floue

II.11 Résultats de simulation

Une fois le régulateur est chargé dans le bloc fuzzy du Simulink, on simule le système et on obtient la réponse suivante Figure (II-12).

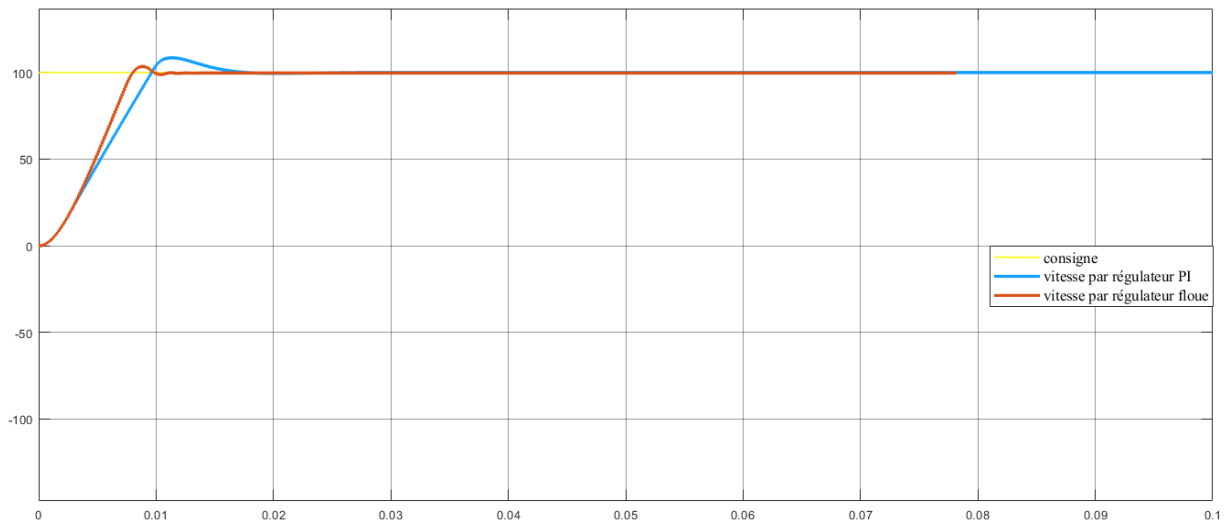


Fig. II.12 la différence de la vitesse entre le régulateur flou et régulateur PI avec charge

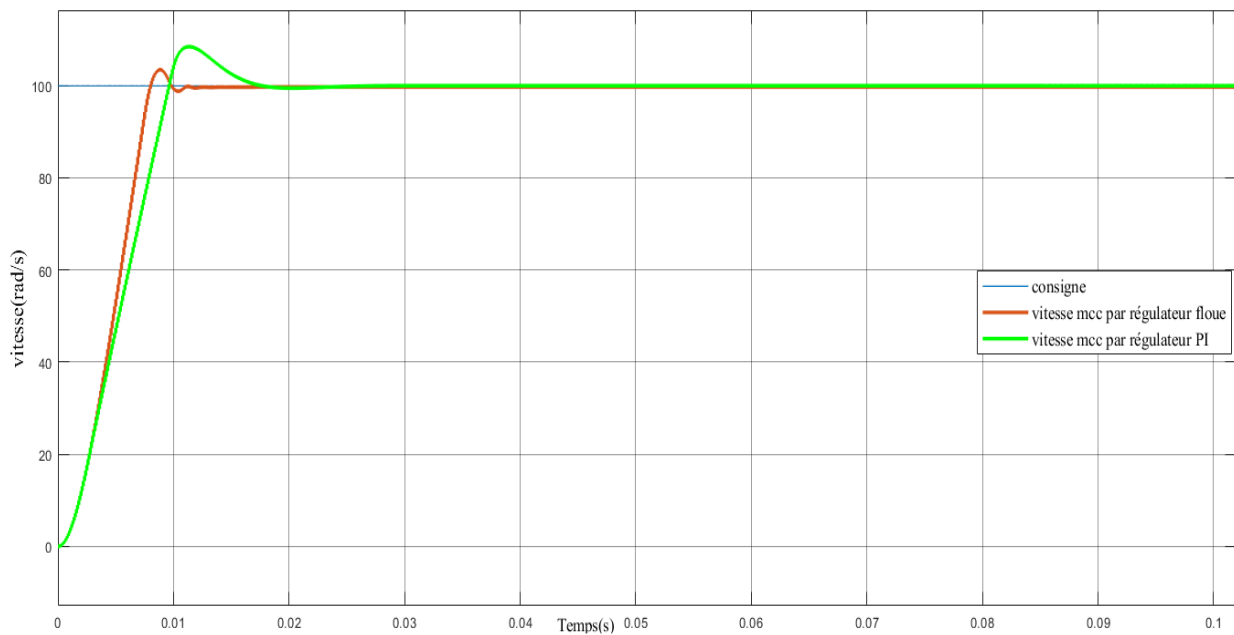


Fig. II.13 : la vitesse Mcc par régulateur floue et régulateur PI à vide

II.11.1 Interprétation des résultats

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que :

- La réponse indicielle de la commande pi et LF présente un dépassement.
- Le régulateur PI donne des réponses moins satisfaisantes en termes de rapidité,

Dépassement augmenté par contre le temps de réponse du contrôleur floue plus rapide et minimiser dépassement.

- Le dépassement élevé si le gain augmenté.

II.12 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la technique de commande par régulateur classique PI et intelligent logique Floue pour la commande d'un moteur à courant continu, les aspects de la commande, ainsi que la conception des deux régulateurs été introduits tout en justifiant le choix de ce type de commande qui réside dans leur capacité de traiter l'imprécis et leur simplicité de conception.

Le but visé dans ce chapitre été de présenter d'une part le principe de cette nouvelle méthode de réglage (logique Flous) et d'autre part une comparaison entre la méthode classique PI et cette dernière, ceci pour mieux éclaircir la différence et de mettre en évidence les avantages du réglage, vu les résultats obtenus soit en précision, temps de montée, temps de réponse et la stabilité du système. Nous constatons que le choix convenable des fonctions d'appartenance permet d'obtenir des hautes performances avec le régulateur Floue, par-apport au régulateur PI.

**Commande sans capteur de
vitesse d'un MCC d'un EKF
dotée d'un FLC**

III.1 Introduction

Que ce soit pour la commande la connaissance de la position du rotor est importante afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine. Mais pour des raisons économiques, de sûreté de fonctionnement et de robustesse, de multiples études se sont orientées vers l'estimation de la position du rotor à partir des grandeurs accessibles au lieu d'une mesure directe à l'aide d'un capteur mécanique de position. De ce fait, une solution généralement adoptée est l'usage des méthodes d'estimations. Ces méthodes sont perçues comme des capteurs appelés "capteurs logiciels" qui remplacent les capteurs mécaniques. Elles présentent une solution prometteuse.

Dans les recherches actuelles sur la commande de la vitesse de la MCC, plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but :

- le type de la loi de commande de vitesse
- le mode de fonctionnement (avec ou sans capteur)
- la plage de vitesse de fonctionnement

III.2 Outils de la commande sans capteur mécanique de la MCC [24] :

La commande sans capteur mécanique consiste à remplacer le capteur de position et de vitesse de la MCC par une méthode d'estimation à partir des mesures accessibles (courants et/ou tensions). Les capteurs physiques ont un coût (achat, installation, maintenance) élevé, et peuvent présenter des problèmes de fiabilité.

Le remplacement de ces capteurs par des capteurs dit logiciels peut se révéler avantageux d'un point de vue industriel, que ce soit pour répondre au problème de coût (cas de certaines applications grand public : ventilateurs, machines à laver, ...), ou à celui de fiabilité et de commande tolérante aux défauts (cas de l'aéronautique). Ainsi, la commande sans capteur des MCC est un problème industriel posé depuis les années 90.

Le filtre de Kalman étendu est une solution de plus en plus adoptée en pratique et dans de nombreux travaux académiques. En effet, cet observateur est simple de réglage et apporte une robustesse envers les bruits de mesures et les perturbations. Toutefois, le filtre de Kalman étendu, a plusieurs inconvénients tels que l'augmentation du coût de calcul et l'instabilité numérique du filtre si aucune précaution n'est prise lors du développement de l'estimateur.

III.3 Historique du Filtre de Kalman

Rudolf Kalman, né en 1930, poursuit des études scientifiques dans les domaines d'électronique et de l'automatique et soutint une thèse en 1957 sur le comportement des solutions des équations récurrentes du second degré. A partir de 1955, il travailla dans différentes entreprises en tant qu'automaticien. En 1958, alors qu'il travaillait au Resarch Institue for Advanced Studies à Blatmore, il eut l'idée originale d'employer le formalisme des équations d'état au filtre de Wiener, ce qui lui permit déconstruire l'estimateur que nous connaissons aujourd'hui [25].

En 1960, alors que Kalman visitait la NASA, un des responsables, F.Schmidt comprit la possibilité d'appliquer les résultats de Kalman pour le projet "Apollo" pour l'estimation et la commande de la trajectoire [26]. Schmidt travailla sur le sujet et on peut dire que ce fut la première réelle implantation du filtre.

III.4 Domaines d'utilisation

Le filtre de Kalman est un outil de traitement utilisé dans une large gamme de domaines technologiques tels que le traitement du signal, l'automatique le radar et les systèmes de communication.

Il est également de plus en plus utilisé en dehors du domaine du traitement du signal, par exemple en météorologie et en océanographie, en finance et en navigation.

Le filtre de Kalman peut également être utilisé dans les situations où nous voulons lisser filtrer ou prédire les états d'un système dynamique et linéaire, suivant la quantité d'informations disponibles [27]

III.5 Filtre de Kalman

Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système uniquement à partir des données accessibles, c'est-à-dire les entrées et les sorties mesurées. Son rôle consiste à reconstruire la grandeur inaccessible du système. L'observateur fait deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction.

L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés que l'on multiplie par un gain K . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur, donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

Le filtre de Kalman est un algorithme qui est mis en parallèle avec le système en utilisant son modèle sous forme d'équations d'état. Il permet de reconstruire ou d'estimer toutes les variables d'état, si le système est observable. En automatique, il est fréquent

d'appliquer les techniques de régulation et d'asservissement, à des systèmes, qu'ils soient linéaires ou non linéaires. De ce fait, on peut distinguer deux types : Le filtre de Kalman (FK) standard pour les systèmes linéaires et une extension de ce filtre, appelé filtre de Kalman étendu (FKE) pour le cas des systèmes non linéaires, comme dans notre cas d'étude d'application.

III.5.1.Filtre de Kalman Etendu

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, ils supposent que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de mesure

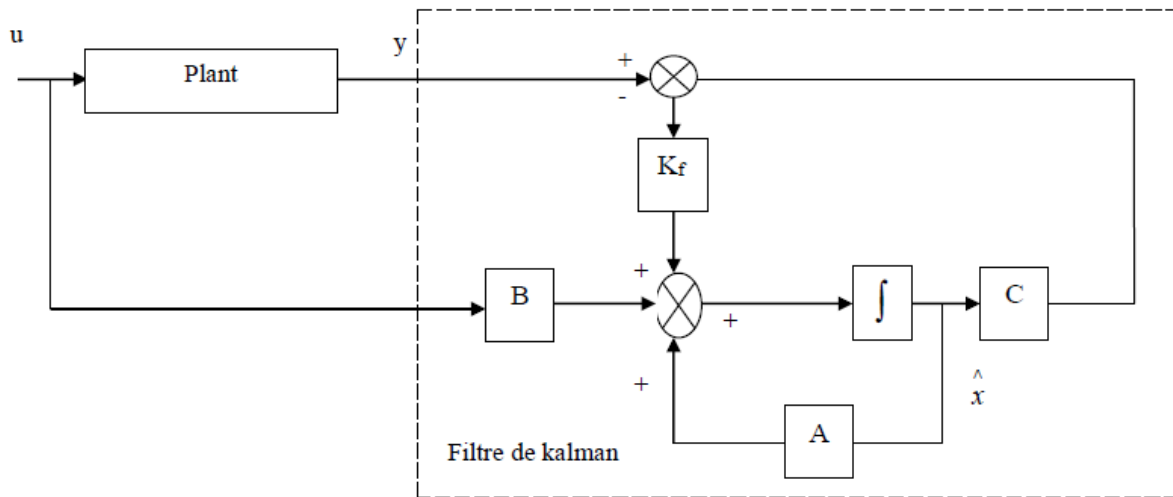


Fig. III.1 : Schéma fonctionnel du filtre de Kalman

III.6 Présentation du filtre de Kalman

A. Formulation linéaire

Les équations de base du filtre de Kalman sont alors les suivantes :

$$\begin{cases} x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + w_k w_k \rightarrow N(0, Q_k) \\ y_k = H_k x_k + v_k v_k \rightarrow N(0, R_k) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

x_k : Vecteur d'état à l'instant k qui inclut les quantités à estimer, de taille $n \times 1$;

A_k : Matrice de transition. Elle décrit l'évolution du vecteur d'état de l'instant $k - 1$ à l'instant k , de taille $n \times n$;

B_k : Matrice de commande à l'instant k , dépend de la modélisation du système ;

H_k : Matrice d'observation (mesure). Elle est en fait le lien entre les paramètres du système et

les mesures de taille $m \times n$;

uk : Vecteur représentant les commandes appliquées au système à l'instant k

wk : Bruit de modélisation lié à l'incertitude que l'on a sur le modèle de processus

Qk : Matrice de variances-covariances du bruit de processus à l'instant k .

Yk : Vecteur de mesure à l'instant k , de taille $m \times 1$

rk : Bruit de mesure, de taille $m \times 1$.

Rk : Matrice de variances-covariances du bruit de mesure à l'instant k .

B. Formulation matricielle [28]

Les équations de base du filtre de Kalman sont traduites sous forme des matrices réduites :

L'équation d'état :

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{1,1} & \cdot & \cdot & A_{1,n} \\ A_{2,1} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ A_{n,1} & \cdot & \cdot & A_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_n \end{bmatrix}$$

Vecteur état

Matrice de transition

Vecteur des bruits du système

L'équation de mesure :

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{1,1} & \cdot & \cdot & H_{1,n} \\ H_{2,1} & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ H_{n,1} & \cdot & \cdot & H_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix}$$

Vecteur de mesure

Matrice de mesure

Vecteur des bruits de mesure

III.7 Algorithme du FKE

Le filtre Kalman étendu FKE se décompose en deux étapes exécutées à chaque période, d'échantillonnage, après avoir pris soin d'initialiser le vecteur d'état étendu $x(k+1)$. On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et en déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu.

La procédure d'estimation se décompose en deux étapes :

- **Etape de prédiction**

Les états et les paramètres sont tout d'abord prédits d'après l'équation d'état du système

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$w(k)$: vecteur de bruit d'état.

$v(k)$: vecteur de bruit de mesure.

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$. On cherche alors à déterminer sa variance. Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$P(k+1/k) = F(k) p(k) F(k)^T + Q \quad (\text{III.2})$$

$$F(k) = \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x^T(k)} | x(k) = \hat{x}(k/k) \quad (\text{III.3})$$

- **Etape de correction**

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée Y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{Y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes.

1. Calcul du gain de Kalman :

$$K(k+1) = P(k+1/k) \cdot (H(k) \cdot P(k+1/k) \cdot H(k)^T + R)^{-1} \quad (\text{III.4})$$

$$H(k) = \frac{\partial h(x(k))}{\partial x(k)} | x(k) = \hat{x}(k) \quad (\text{III.5})$$

2. Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \quad (\text{III.6})$$

3. Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)(Y(k+1) - H\hat{x}(k+1/k)) \quad (\text{III.7})$$

La figure(III.2) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu.

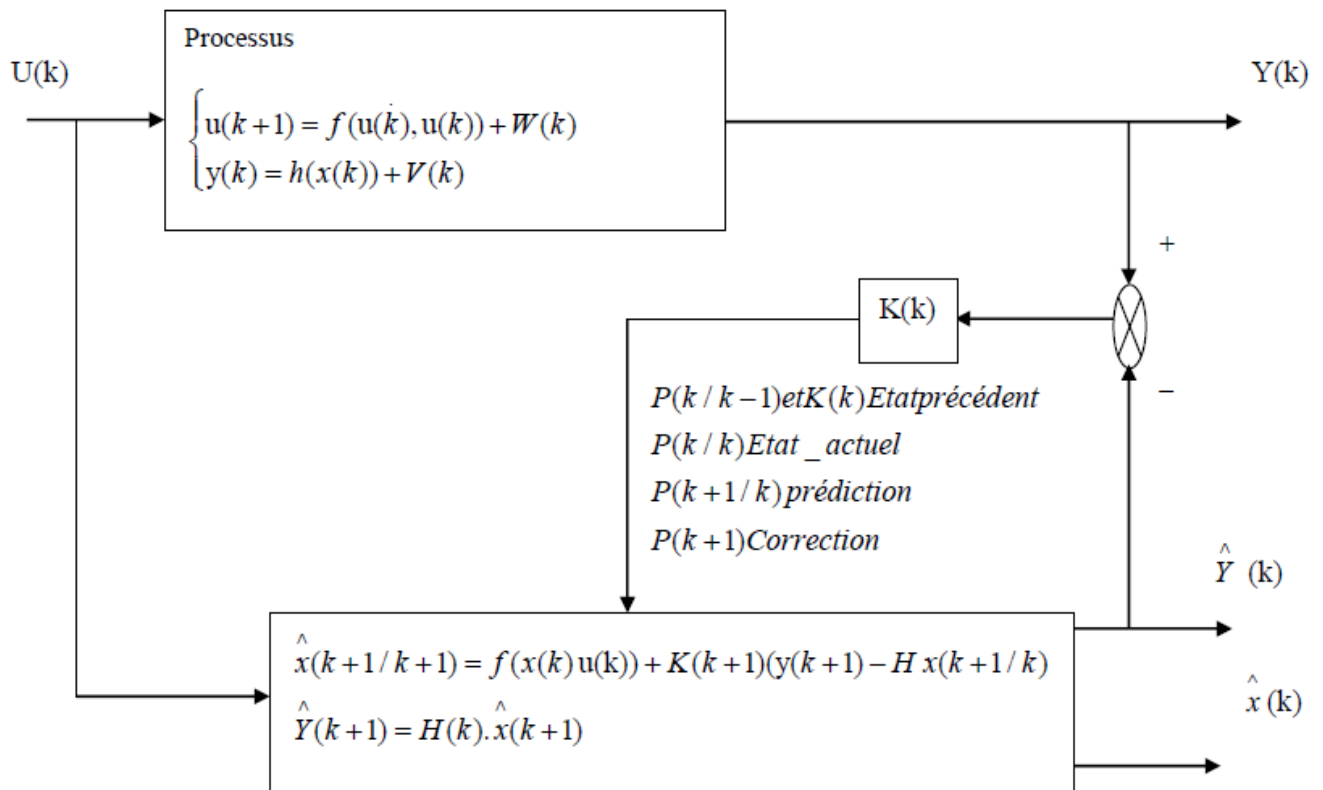


Fig. III.2 schéma de principe du filtre de Kalman étendu

III.8 Avantage et Inconvénient de FK

A. Avantage

- La procuration de l'erreur de prédiction qui présente en soit un indicateur de précision.
- Son algorithme travaille dans le domaine temporel avec une nature récursive et dispose d'un estimateur optimal dans le sens des moindres carrés.
- Un autre aspect de son optimalité est l'incorporation de toute l'information disponible sur le Système, les mesures et les erreurs, dans un opérateur adaptatif qui est recalé à chaque fois qu'un en nouvelle mesure devient disponible.

Le gros avantage de la méthode est de fournir à chaque itération une estimation des matrices de covariance d'erreur de mesure et d'analyse. Il faut toutefois initialiser correctement ces matrices à l'instant (t_0), et avoir une estimation des matrices de covariance d'erreur modèle et d'erreur d'observation.

B. Inconvénient

- Le FK a été développé seulement pour les modèles linéaires gaussiens.
- L'hypothèse des bruits gaussiens n'est pas essentielle pour le fonctionnement du filtre de Kalman dernier approche la densité de l'état sachant l'observation (densité conditionnelle) par une densité gaussienne, déterminée par sa moyenne et sa matrice de covariance. La non linéarité du modèle peut entraîner la multi-modalité de la loi conditionnelle de l'état, et ainsi rend le filtre de Kalman inadapté.
- Lorsque le système est fortement non linéaire le filtre de Kalman étendu peut diverger (Divergeant : quand l'estimation qu'il nous fournit est entachée d'erreurs qui deviennent de plus en plus importantes. Le filtre devient alors instable et donc insatisfaisant)

III.9 Les limites

Le filtrage de Kalman est une méthode d'estimation et de prédiction puissante prenant en compte la modélisation du système. Néanmoins, ce filtre n'est pas forcément l'outil à appliquer dans tous les cas [29].

En effet, le système doit être modélisé assez précisément afin d'obtenir un filtre efficace.

Le problème provient du fait que certains systèmes sont difficilement modélisables et encore moins linéaires. Dans le cas où la modélisation est trop approximative, le filtre n'est pas assez performante l'erreur des estimations ne convergera pas assez rapidement provoquant alors un temps de calcul trop important.

Pour pallier au problème des systèmes non linéaires un filtre de Kalman étendu a été développé et permet de prendre en compte une modélisation non linéaire. Néanmoins, cette technique a quelques défauts.

- En premier lieu, la covariance de l'erreur ne converge pas obligatoirement. En effet, si le passage d'une estimation à une autre tend à sortir de la zone de linéarité, alors le modèle linéarité n'est plus valable et il est possible que le filtre diverge.
- Le second défaut est son coût calculatoire plus important. En effet, de nouvelles matrices

Coûteuses rentrent en jeu, ce qui peut être une limite à son utilisation.

Une autre limite importante d'une telle méthode est que le filtre de Kalman permet de Prendre en compte uniquement un modèle de bruit gaussien. Cette restriction limite donc

l'utilisation du filtre de Kalman.

Le filtre de Kalman est donc une méthode d'estimation intéressante, mais qui n'est utilisable que lorsque l'on peut décrire assez précisément notre système. S'il est impossible de trouver une modélisation correcte du système, il est préférable de se tourner vers d'autres méthodes.

III.10. Application du filtre de Kalman étendu à la MCC

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{La} & \frac{kc}{kt} \\ -\frac{F}{J} & \frac{kt}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_c \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{c} & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c & \Omega \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{La} & \frac{kc}{kt} \\ -\frac{F}{J} & \frac{kt}{J} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{c} & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

$Q=23.001$: bruit d'état

$R = 33.003$: bruit du mesure

III.11 Simulation un MCC par filtre Kalman

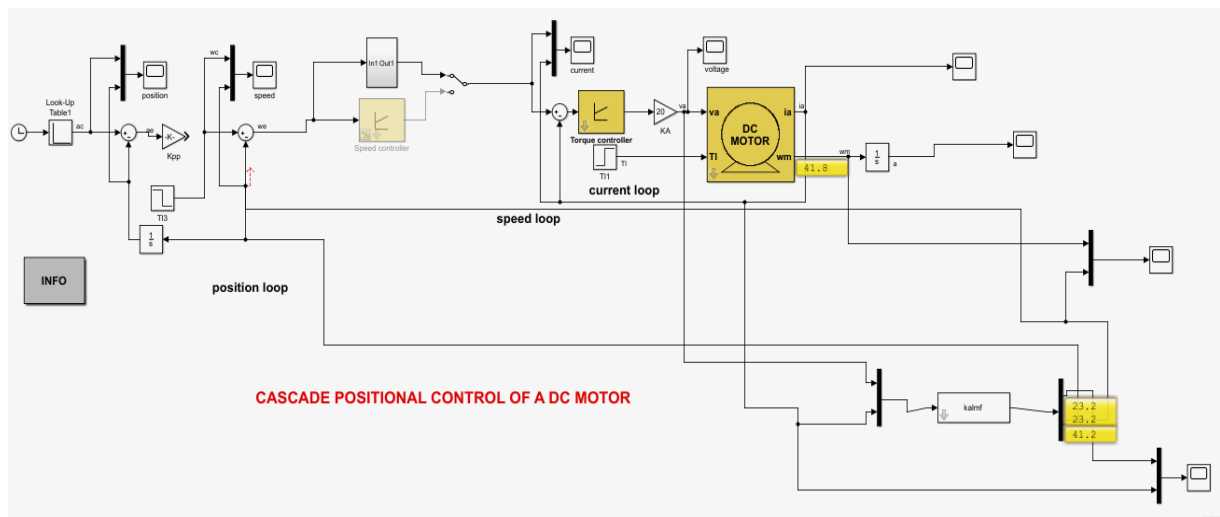


Fig.III.3 schéma simulation Commande sans capteur de vitesse d'un MCC d'un EKF dotée d'un FLC

a. Résultat de simulation

Dans ce qui suit sont présentés les résultats de simulation d'estimation des états de la Mcc par utilisation du filtre de Kalman étendu adaptatif (par ajustement des éléments des matrices Q et R), c'est-à-dire ils sont calculés à partir des bruits d'état et de mesure dont les variances sont données.

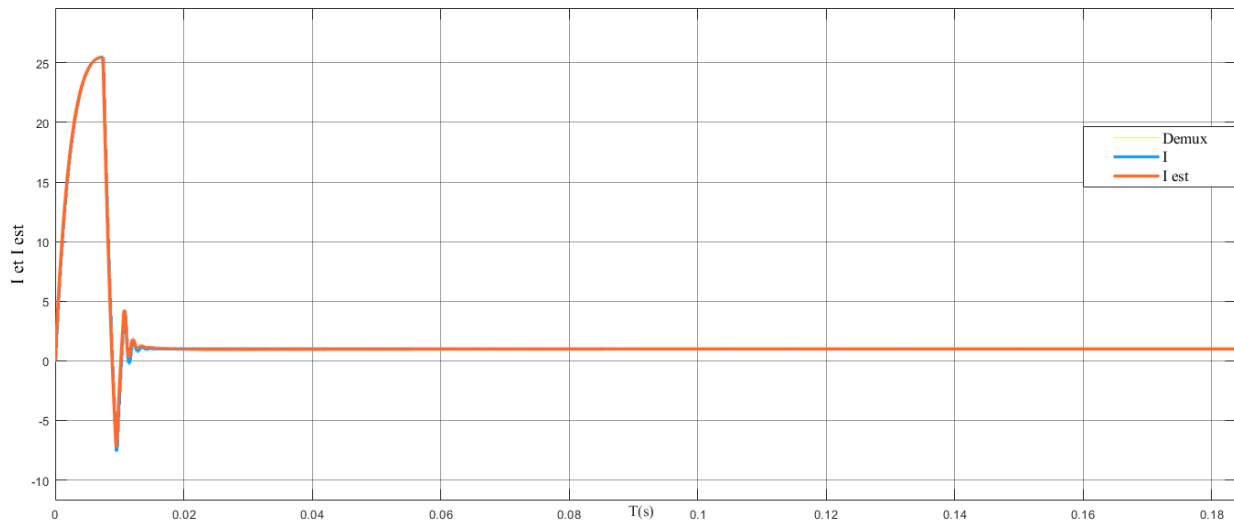


Fig.III.4 estimation le courant du Mcc d'un EKF avec FLC

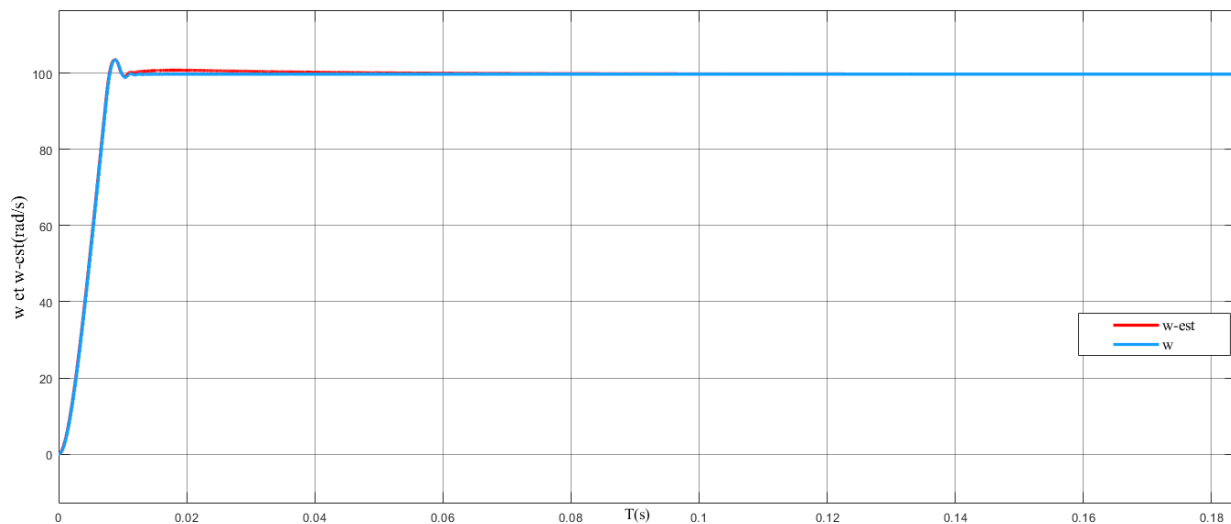


Fig.III.5 estimation la vitesse du Mcc d'un EKF avec FLC

b. Etude de Résultats

Contrôle de vitesse en boucle fermée sans capteur du moteur CC est présenté en utilisant un EKF avec FLC.

La boucle fermée performances de contrôle de la vitesse et le courant de l'EKF avec FLC à vide est représenté sur la figure(III.5) et (III.4).

Le courant d'induit du moteur CC du EKF avec FLC a montré petit erreur d'estimation. Les erreurs de vitesse sont définies comme suit :

La distance entre la vitesse de référence et la vitesse réelle correspondante obtenue par le contrôleur FLC.

il est possible d'analyser que la EKF estimé la vitesse du moteur très rapidement sans utiliser aucune capteur de vitesse.

la EKF avec contrôleur FLC a une meilleure capacité de suivi de la vitesse de référence.

III.12 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons réalisé que Le filtre de Kalman est un algorithme d'équations récurrentes optimales qui sont faciles à utiliser en calcul automatique et dont les deux équations de base regroupent toute l'information disponible.

La partie déterministe de la dynamique du système est exprimée par la matrice de transition et celle de la mesure est exprimée par la matrice de mesure, tandis que la partie aléatoire est exprimée par les propriétés statistiques (valeurs moyennes, matrices de covariance) des bruits d'état et de mesures.

Enfin, l'application du filtre de Kalman à un problème particulier exige le passage par les étapes Suivantes :

- Choix de la variable d'état du système étudié et détermination du modèle mathématique

Conformément aux équations

- Estimation des conditions initiales.
- Calcul conformément aux équations récurrentes du filtre.
- Vérification des hypothèses d'application par l'examen des résidus et critique des résultats.

CONCLUSION

GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'ensemble de travail exposé dans ce mémoire donne comme but la commande de la vitesse d'un moteur à courant continu par régulateur PI et régulateur flou.

Après avoir donné quelque rappel théorique de base de la commande classique PI et la commande floue, il est important de noter que ce type de régulation est limité par un certain nombre de contraintes.

Dans ce cas Il faut penser de concevoir des nouveaux contrôleurs avancés.

La commande floue est plus actif à travers le monde grâce à sa simplicité. les résultats de simulation qui nous obtient ont illustré l'efficacité de la commande par logique floue à travers les caractéristiques de la réponse. ce type de régulateur, possède un meilleur temps de montée, une réponse rapide. les différents résultats obtenus de simulation montrent la robustesse du contrôleur floue.

A partir des résultats de la simulation, nous avons trouvé qu'il est possible d'obtenir de très bonnes performances. les régulateurs flous en général, n'imposent pas la connaissance détaillée du modèle du système à commander, ils se contentent souvent de son comportement entrée/sortie.

En dernier et durant ce travail nous avons vu un observateur (filtre de Kalman étendu) pour estimer la vitesse et le courant du moteur courant continu.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [01] T. Wildi, G. Sybille, "Electrotechnique", de boeck, 4ème Edition, 2005.
- [02] Physique Appliquée, terminale électrotechnique - collection R. Mérat et R. Moreau - édition Nathan technique 1994
- [03] G. Segulier, F. Notelet, "Electrotechnique Industrielle", Technique et Documentation, 2ème Edition, 1994.
- [04] M. Kostenko et L. Piotrovski, << Machines à courant continu et transformateurs>>, Edition Mir Moscou, 1979. Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU, septembre 2015.
- [05] Craste.A et Khatchadourian.P ; <<le moteur à courant continu>>,2017.
- [06] Bennoura.A et Djabri.K<<Etude et simulation d'un variateur de vitesse d'une Machine à courant continu>> Mémoire de master Centre Universitaire Belhadj Bouchaïb d'Ain Temouchent, 2018.
- [07] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Université Henri Poincaré-Nancy 1, 1999.
- [8] C. Dualibe, M. Verleysen, and G. Jespers, Design of Analog Fuzzy Logic Controllers in CMOS Technologies: Springer, 2003.
- [9] C. MINH "commande numérique de machines asynchrones par logique floue " Université Laval
- [10] E.P. Dadios, "Fuzzy Logic - Controls, Concepts, Theories and Applications," 2012.
- [11] O. Castillo, J. Kacprzyk, P. Melin, W. Pedrycz, O.M. Ross, and R.S. Cruz, Theoretical advances and applications of fuzzy logic and soft computing vol. 42: Springer, 2007.
- [12] M. Smyej, "Conception d'un correcteur par logique floue pour un convertisseur cc/cc," Mémoire de maîtrise (M.Sc.A.), ed. Université du Québec à Trois-Rivières, 2000.
- [13] A. Aissa «Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Mode Glissants» Thèse de Magister, Université de Batna 2005.
- [14] <http://thesis.univ-biskra.dz/1151/5/3emechapitre.pdf>
- [15] <http://thesis.univ-biskra.dz/1152/5/Chapitre%2002.pdf>
- [16] Y. Elbia, "Commande Floue optimisée D'une Machine Asynchrone à double Alimentation et à Flux Orienté ", Mémoire de Magistère, Université de Batna, Algérie 2009.
- [17] R. Belhade et B. Boutaya, "commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine

Références bibliographiques

Asynchrone Sans capteur ", Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale polytechnique, Algérie, 2008.

[18] S. Chekroun, "Commande Neuro-Floue sans capteur de vitesse d'une Machine Asynchrone Triphasée ", Mémoire de Magistère, Ecole Nationale Supérieure d'Enseignement Technologique d'Oran, Algérie, 2009.

[19] B. Toual, "Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable", Thèse de Magistère en Electrotechnique, Université de Batna, 2010.

[20] H. Bühler, "Réglage par Logique Floue", Collection électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.

[21] S. M. gadoue, "artificial intelligence applied to speed sensorless induction motor drives" doctorat thesis from Newcastle university united kingdom 2009.

[22] GUENOUNOU Ouahib, «Méthodologie De Conception De Contrôleurs Intelligents Par L'approche Génétique-application à un Bioprocédé», THESE De Doctorat De l'université de TOULOUSE, 2009.

[23] Gonzalo Cabodevila, «Commande et identification Floue», Ecole Nationale Supérieure de Microtechnique, 1993.

[24] A. Zgorski, "Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron", Thésée doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2013.

[25] Jutent C.. Filtrage linéaire optimal. Cours de cinquième année du département 3i Options Image et Signaux et Automatique. Université Joseph Fourier-Polytech' Grenoble. France 2010

[26] Hilairet M.. Application des outils du traitement du signal à la commande des Machines tournantes. Thèse de Doctorat. Université de Nantes. France 2001

[27] Transaction of the ASME- Journal of Basic Engineering, 82 (series D): 35-45.

[28] S. Harkat, Application du Filtre de Kalman sur la variabilité pluviométrique dans le bassin versant de Chélif » Algerie, Université de Chlef, 2016, 188pp

[29] Dennis Wack erly, William Mendenhall et Richard L. Schaeffer, Mathematical Statistics with applications, Brooks Cole, 2008, 7e éd., 922 p