

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE  
L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° :



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE  
FILIERE : AUTOMATIQUE  
OPTION : AUTOMATIQUE ET SYSTEMES

**Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de  
Master Académique en automatique et systèmes**

Par :

-LADJEL ANHAR

- KALEM KAMEL

**Intitulé**

**Commande en cascade d'un moteur DC basée sur  
des régulateurs PI, Floue type 1 et 2  
(Application de la méthode de l'optimum)**

Soutenu devant le jury composé de :

Abdelmadjid CHOUCOU

Riyadh ROUABHI

Abdelghafour HERIZI

Khatir KHETTAB

MAA

MCA

MCA

Pr

Président

Encadreur

Co-Encadreur

Examineur

**Année universitaire : 2023/ 2024**

## Remerciement

À l'issue de ce travail, nous voudrions exprimer notre  
profonde gratitude.

Nos premiers remerciements vont au Bon ﷻ le Tout-Puissant  
qui nous a accordé santé, volonté et patience tout au long de la  
réalisation de ce travail.

Nous sommes pleinement reconnaissants envers Monsieur  
**Riyadh ROUABHI** et **Abdelghafour HERIZI**, encadrant de ce  
mémoire, pour la qualité remarquable de son  
accompagnement. Sa patience, sa rigueur et sa disponibilité  
ont été des atouts inestimables pendant la préparation. Qu'il  
trouve ici l'expression de notre sincère gratitude.

Nous tenons également à remercier chaleureusement nos  
familles, en particulier nos parents, pour leur soutien  
indéfectible et la confiance placée en nos efforts. A nos frères  
et amis, nous adressons pareille nos remerciement et  
reconnaissance.

Enfin, nous exprimons notre vive gratitude aux membres  
respectés du jury qui ont consacré leur temps et leur énergie à  
la lecture attentive et à l'appréciation éclairée de ce travail.  
C'est un honneur d'avoir bénéficié de leur expertise.

## Dédicace

Je ne saurais jamais trouver les mots appropriés pour exprimer toute ma gratitude, mon amour et mon respect envers les êtres chers qui ont jalonné mon parcours.

À la mémoire éternelle de ma mère TALEB Djamila ma bien-aimée, partie trop tôt mais à jamais présente dans mon cœur. Ses encouragements, sa protection et ses prières bienveillantes ont été un grand apport et soutien pour moi. Que Dieu,

Le Tout Miséricordieux, l'accueille en Son vaste paradis. À mon cher père LADJEL Hemissi, référence inestimable qui m'a tant appris. Nulle parole ne saurait exprimer l'amour et le respect que je voue à ce grand homme. Mes sincères remerciements vont également à mes frères Aïssa, Saddam, Rachid et sa tendre épouse Hind, ainsi qu'à mes sœurs Rachida et son époux ALaa qui m'ont vraiment soutenu et encouragé tout au long de la réalisation de ce travail, Farida, Sihem et Souad, et à leurs familles respectives. Leur soutien indéfectible a éclairé mon chemin. À mon futur époux Imed pour son soutien et sa compréhension. À ma précieuse amie Sonia, avec qui j'ai vécu tant de beaux moments. Et à tous mes autres amies, surtout Aya.

À mon estimé professeur, M. Riyadh ROUABHI et M. Abdelghafour HERIZI, pour son encadrement et son soutien précieux tout au long de ce travail. Je tiens à remercier aussi tous mes camarades de la spécialité Automatique et systèmes. En particulier ma collègue kalem Kamel.

Que cette humble œuvre soit le témoignage de ma profonde reconnaissance envers vous tous.

**Anhar\_LADJEL**

# Dédicace

A travers ces quelques lignes, Je dédie ce modeste travail en signe de respect, reconnaissance et remerciement à :

**Mon très cher père**, je te remercie pour tous ce que t'as fait pour moi, ta confiance, et sur tout d'avoir veillé pour que rien ne me manque.

**Ma très chère mère**, je te remercie pour toutes les sacrifices que t'as fait pour moi, pour mon frère et ma sœur, pour toutes les prières que t'as prononcé pour nous, et pour tout ce que t'a fait, que dieu te garde à moi.

**Mon frère et ma sœur**, vous que je trouve toujours a mes coté, dans les moments les plus heureux et sur tout les plus durs.

A mon **Encadreur le docteur Riyadh ROUABHI** et mon **Co-Encadreur Abdelghafour HERIZI** qui a tout fait pour cette rie site

Et **ma copine LADJEL ANHAR**, et a toutes personnes que j'ai rencontré durant le chemin de ma vie.

**KALEM KAMEL**

<b>Sommaire .....</b>	<b>I</b>
<b>Liste des figures.....</b>	<b>II</b>
<b>Liste des symboles.....</b>	<b>III</b>
<b>Résumé.....</b>	<b>IV</b>
<b>Introduction générale.....</b>	<b>01</b>

**CHAPITRE I : L'ETAT DE L'ART ET LA MODELISATION DU MOTEUR A  
COURANT CONTINU**

<b>I.1 Introduction .....</b>	<b>04</b>
<b>I.2 L'état de l'art de moteur à courant continu .....</b>	<b>04</b>
I.2.1 Historique .....	04
I.2.2 Structure de moteur à courant continu .....	05
I.2.2.1 L'induit .....	06
I.2.2.2 L'inducteur .....	06
I.2.2.3 Le collecteur et les balais .....	07
I.2.3 Principe de fonctionnement de moteur à courant continu .....	08
I.2.4 Les différents types de moteur à courant continu .....	09
I.2.4.1 Moteur à excitation série .....	09
I.2.4.2 Moteur à excitation shunt .....	10
I.2.4.3 Moteur à excitation composée (compound) .....	11
I.2.4.3 Moteur à excitation séparée .....	11
I.2.5 Les avantages et les inconvénients de moteur à courant continu .....	17
I.2.5 Les applications de moteur à courant continu .....	17
<b>I.3 Modélisation de moteur à courant continu .....</b>	<b>18</b>
I.3.1 Schéma de principe et leur électrique équivalent de moteur DC .....	18
I.3.2 Equations mathématiques de moteur DC (temporel).....	19
I.3.2.1 Equations électriques .....	19
I.3.2.2 Equations mécaniques .....	19
I.3.3 Equations mathématiques de moteur DC (Laplace).....	19
I.3.3.1 Equations électriques .....	19
I.3.3.2 Equations mécaniques .....	19
I.3.4 Représentation d'état du model de notre machine .....	20
I.3.5 Résultats de simulation numérique (à vide) .....	21
I.3.6 Résultats de simulation numérique (en charge).....	23

I.3.7	Interprétation des résultats .....	24
<b>I.4</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>24</b>
 <b>CHAPITRE II : L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES PROPOSEES</b>		
<b>II.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>27</b>
<b>II.2</b>	<b>Commande en cascade basée sur des régulateurs PI .....</b>	<b>27</b>
II.2.1	Le principe de la structure de commande en cascade .....	27
II.2.1.1	Avantages de la structure de commande en cascade .....	28
II.2.1.2	Inconvénients de la structure de commande en cascade .....	28
II.2.2	La méthode de l'optimum symétrique .....	28
II.2.2.1	Les avantages de cette méthode .....	29
II.2.3	Type de régulateurs utilisés (P- I- PI) .....	29
II.2.3.1	Correcteur P, action proportionnelle .....	29
II.2.3.2	Correcteur I, action intégrale .....	30
II.2.3.3	Correcteur proportionnel-intégrateur (PI) .....	31
II.2.3.4	Effets du correcteur 'Proportionnelle-Intégral' .....	32
<b>II.3</b>	<b>Commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 1 .....</b>	<b>32</b>
II.3.1	Notions fondamentales de la logique floue type1.....	32
II.3.1.1	Les ensembles flous .....	32
II.3.1.2	Les fonctions d'appartenances.....	32
II.3.1.3	Les caractéristiques d'un sous ensemble floue .....	34
II.3.1.4	Les variables linguistiques.....	35
II.3.1.5	Les opérateurs de la logique floue .....	36
II.3.1.6	Implication floue .....	37
II.3.2	La structure d'un contrôleur floue type 1 .....	37
II.3.2.1	Fuzzification .....	38
II.3.2.2	Base des règles.....	38
II.3.2.3	Inférence des règles floues.....	39
II.3.2.4	Défuzzification.....	39
<b>II.4</b>	<b>Commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 2 .....</b>	<b>40</b>
II.4.1	Notions fondamentales de la logique floue type 2.....	40
II.4.1.1	Représentation d'un ensemble floue type 2.....	40
II.4.1.2	Définitions .....	41
II.4.2	La structure d'un contrôleur floue type 2 .....	43

II.4.2.1 Fuzzification .....	44
II.4.2.2 Base des règles.....	44
II.4.2.3 Mécanisme d'inférence.....	45
II.4.2.4 Réduction de type .....	45
II.4.2.5 Défuzzification.....	45
<b>II.5 Conclusion .....</b>	<b>46</b>

### CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPEES

<b>III.1 Introduction .....</b>	<b>48</b>
<b>III.2 Application de la commande en cascade basée sur des régulateurs PI .....</b>	<b>48</b>
III.2.1 Calcule les gains de la fonction de transfert du convertisseur utilisé .....	48
III.2.2 Calcule les gains des capteurs de courant et de la vitesse utilisés .....	48
III.2.1.1 Calcul les gains de la fonction de transfert du capteur de courant .....	49
III.2.1.2 Calcul les gains de la fonction de transfert du capteur de la vitesse ...	49
III.2.3 Calcule les gains des régulateurs de courants et de la tension utilisé .....	50
III.2.3.1 Calcul les gains de la fonction de transfert de régulateur de courant ..	50
III.2.3.2 Calcul les gains de la fonction de transfert de régulateur de vitesse ..	51
III.2.4 Schéma fonctionnel de la régulation en cascade basée sur des régulateurs PI.	52
III.2.5 Résultats de simulation numérique .....	52
III.2.6 Interprétation des résultats .....	53
<b>III.3 Application de la commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 1 .</b>	<b>54</b>
III.3.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 1 utilisé.....	54
III.3.1.1 Les fonctions d'appartenances.....	55
III.3.1.2 La table des règles de décision .....	55
III.3.2 Résultats de simulation numérique .....	56
III.3.3 Interprétation des résultats .....	57
<b>III.4 Application de la commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 2 .</b>	<b>57</b>
III.4.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 2 utilisé.....	58
III.4.1.1 Les fonctions d'appartenances.....	58
III.4.1.2 La table des règles de décision .....	59
III.4.2 Résultats de simulation numérique .....	59
III.4.3 Interprétation des résultats .....	61
<b>III.5 Conclusion .....</b>	<b>61</b>

**CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES LES  
COMMANDES DEVELOPPEES.**

<b>IV.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>65</b>
<b>IV.2</b>	<b>Comparaison qualitative .....</b>	<b>65</b>
IV.2.1	Comparaison qualitative .....	65
IV.2.1.1	Résultats de simulation .....	65
IV.2.1.1	Interprétation des résultats .....	66
<b>IV.3</b>	<b>Comparaison quantitative .....</b>	<b>67</b>
IV.3.1	Comparaisons quantitatives basées sur l'erreur et le temps.....	67
IV.3.1.1	Résultats de simulation .....	67
IV.3.1.1	Interprétation des résultats .....	68
<b>IV.4</b>	<b>Comparaison robustesse .....</b>	<b>68</b>
IV.4.1	Développement du schéma de simulation pour appliquer le test robustesse ...	66
IV.4.1	Résultats de simulation qualitativement .....	67
IV.4.2	Interprétation des résultats .....	67
IV.4.3	Résultats de simulation quantitativement .....	68
IV.4.4	Interprétation des résultats .....	68
<b>IV.5</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>68</b>
	<b>Conclusion générale.....</b>	<b>72</b>
	<b>Bibliographie .....</b>	<b>74</b>
	<b>Annexe .....</b>	<b>77</b>

## CHAPITRE I : L'ETAT DE L'ART ET LA MODELISATION DU MOTEUR A COURANT CONTINU

<b>Figure I.1</b> : Moteur à courant continu .....	<b>04</b>
<b>Figure I.2</b> : Le schématisme élémentaire d'un moteur à courant continu .....	<b>05</b>
<b>Figure I.3</b> : L'inducteur d'un MCC.....	<b>06</b>
<b>Figure I.4</b> : L'induit d'un MCC .....	<b>06</b>
<b>Figure I.5</b> : Construction du MCC .....	<b>08</b>
<b>Figure I.6</b> : Principe de fonctionnement d'un MCC .....	<b>08</b>
<b>Figure I.7</b> : Différents modes d'excitations .....	<b>09</b>
<b>Figure I.8</b> : Schéma du MCC à excitation à série .....	<b>09</b>
<b>Figure I.9</b> : Schéma équivalent du MCC à excitation série .....	<b>09</b>
<b>Figure I.10</b> : Schéma de MCC à excitation shunt .....	<b>10</b>
<b>Figure I.11</b> : Schéma de MCC à excitation compound.....	<b>11</b>
<b>Figure I.12</b> : Schéma équivalent du moteur à excitation séparée. ....	<b>12</b>
<b>Figure I.13</b> : Caractéristique électromécanique de couple.....	<b>13</b>
<b>Figure I.14</b> : Caractéristique mécanique d'un MCC.....	<b>14</b>
<b>Figure I.15</b> : Variation de la vitesse de rotation à vide en fonction de La tension d'induit. ...	<b>15</b>
<b>Figure I.16</b> : Variation de la vitesse de rotation en charge. ....	<b>16</b>
<b>Figure I.17</b> : Bilan de puissance d'un moteur .....	<b>16</b>
<b>Figure I.18</b> : Schéma de principe d'un moteur à courant continu.....	<b>18</b>
<b>Figure I.19</b> : Schéma électrique équivalent.....	<b>18</b>
<b>Figure I.20</b> : Schéma bloc du moteur à courant continue .....	<b>20</b>
<b>Figure I.21</b> : Schéma bloc de modèle d'un moteur à courant continue .....	<b>21</b>
<b>Figure I.22</b> : La vitesse pour les deux régimes transitoire et permanent .....	<b>21</b>
<b>Figure I.23</b> : Le courant d'induit pour les deux régimes transitoire et permanent.....	<b>22</b>
<b>Figure I-24</b> : Couple électromagnétique ( $C_e$ ) pour les deux régimes transitoire et permanent .....	<b>22</b>

<b>Figure I.25 :</b> La vitesse pour les deux régimes transitoire et permanent avec un couple résistant = 0. 12N.m .....	<b>23</b>
<b>Figure I.26 :</b> Le courant pour les deux régimes transitoire et permanent avec un couple résistant = 0.12N.m .....	<b>23</b>
<b>Figure I.27 :</b> Le couple électromagnétique ( $C_e$ ) pour les deux régimes transitoire et permanent avec un couple résistant = 0.12N.m .....	<b>24</b>
<b>Tableau I-1:</b> Domaine d'application du MCC à excitation série .....	<b>10</b>
<b>Tableau I-2:</b> Domaine d'application du MCC à excitation shunt.....	<b>11</b>
<b>Tableau I-3 :</b> Domaine d'application du MCC à excitation compound.....	<b>11</b>
<b>Tableau I-4 :</b> Domaine d'application du MCC à excitation séparée.....	<b>16</b>

## CHAPITRE II : L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES PROPOSEES

<b>Figure II.1 :</b> Schéma fonctionnel de la régulation en cascade .....	<b>28</b>
<b>Figure II.2 :</b> Schéma bloc et électrique d'un régulateur P.....	<b>29</b>
<b>Figure II.3 :</b> Schéma bloc et électrique d'un régulateur I.....	<b>30</b>
<b>Figure II.4 :</b> Schéma bloc et électrique d'un régulateur PI.....	<b>31</b>
<b>Figure II.5 :</b> Formes des types de fonctions d'appartenance .....	<b>33</b>
<b>Figure II.6 :</b> Représentation d'un Noyau, Support et $\alpha$ – coupe d'un ensemble floue. ....	<b>35</b>
<b>Figure II.7 :</b> Opérateurs ET et Où .....	<b>37</b>
<b>Figure II.8 :</b> Schéma synoptique général d'un système basé sur le régulateur flou type 01...	<b>38</b>
<b>Figure II.9 :</b> Représentation tridimensionnelle d'un ensemble floue type 2 Gaussien.....	<b>41</b>
<b>Figure II.10 :</b> Représentation schématique d'un ensemble floue type-2 gaussien. (a)Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.....	<b>42</b>
<b>Figure II.11 :</b> Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle (a)Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.....	<b>43</b>
<b>Figure II.12 :</b> Structure générale d'un contrôleur floutype2 .....	<b>44</b>
<b>Tableau II.1 :</b> méthodes d'inférence .....	<b>39</b>

### CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPEES

<b>Figure III.1</b> : Schéma de la commande en cascade basé sur des régulateurs PI.....	<b>53</b>
<b>Figure III.2</b> : Vitesse mécanique produite pour la commande en cascade (PI) .....	<b>54</b>
<b>Figure III.3</b> : Courant d'induit pour la commande en cascade (PI) .....	<b>54</b>
<b>Figure III.4</b> : Couple électromagnétique pour la commande en cascade (PI) .....	<b>55</b>
<b>Figure III.5</b> : Schéma de la commande en cascade basé sur des régulateurs floue type 1 .....	<b>55</b>
<b>Figure III.6</b> : Structure de base d'un contrôleur flou type 1 .....	<b>55</b>
<b>Figure III.7</b> : Les fonctions d'appartenance pour (e), ( $\Delta e$ ) et ( $\Delta u$ ) .....	<b>58</b>
<b>Figure III.8</b> : Vitesse mécanique produite pour la commande en cascade (flou type 1) .....	<b>58</b>
<b>Figure III.9</b> : Courant d'induit pour la commande en cascade (flou type 1) .....	<b>59</b>
<b>Figure III.10</b> : Couple électromagnétique pour la commande en cascade (flou type 1) .....	<b>59</b>
<b>Figure III.11</b> : Schéma de la commande en cascade basé sur des régulateurs floue type 2 ...	<b>59</b>
<b>Figure III.12</b> : Structure de base d'un contrôleur floue type 2 .....	<b>60</b>
<b>Figure III.9</b> : Les fonctions d'appartenance pour (e), ( $\Delta e$ ) et ( $\Delta u$ ).....	<b>60</b>
<b>Figure III.8</b> : Vitesse mécanique produite pour la commande en cascade (flou type 2) .....	<b>61</b>
<b>Figure III.9</b> : Courant d'induit pour la commande en cascade (flou type 2) .....	<b>61</b>
<b>Figure III.10</b> : Couple électromagnétique pour la commande en cascade (flou type 2) .....	<b>62</b>
<b>Tableau III.1</b> : Table des règles de décision pour le contrôleur flou type1 .....	<b>57</b>
<b>Tableau III.2</b> : Table des règles de décision pour le contrôleur flou type2.....	<b>61</b>

### CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES LES COMMANDES DEVELOPPEES.

<b>Figure IV.1</b> : Vitesse mécanique produite pour les trois commandes avec un zoom (variation externe).....	<b>65</b>
--	-----------

**Figure IV.2** : Courant d'induit pour les trois commandes avec un zoom (variation externe) **66**

**Figure IV.3** : Schéma bloc de modèle décomposé d'un MCC. .... **68**

**Figure IV.4** : Vitesse mécanique produite pour les trois commandes avec un zoom (variation interne). .... **69**

**Figure IV. 5** : Courant d'induit pour les trois commandes avec un zoom (variation interne)..  
..... **69**

**Tableau IV.1** : Étude comparative des commandes développées pour la MCC..... **67**

**Tableau IV.2** : Comparaison robustesse des commandes développées pour la MCC..... **70**

**MCC** : Moteur courant continue

**U**: Tension d'induit

**I** : Courant d'induit

**L<sub>a</sub>**: Inductance d'induit.

**R<sub>a</sub>**: La résistance équivalente de l'induit

**R**: Résistance d'excitation.

**C<sub>r</sub>**: Couple résistant

**C<sub>f</sub>**: Couple de frottement

**F** : Coefficient de frottement

**C<sub>e</sub> , C<sub>m</sub>**: Couple électromagnétique.

**E** : force contre électromotrice du moteur

**φ**: Flux.

**K** : Constant de couple.

**J** : Moment d'inertie

**Ω** : vitesse de rotation en (rad/s).

**G<sub>H</sub>**: Gain d'hacheur

**T<sub>H</sub>**: Constant de temps d'hacheur

**K<sub>cc</sub>** : Gain de capteur du courant

**τ<sub>cc</sub>** : Constante de temps du capteur du courant.

**K<sub>cv</sub>** : Gains de capteur de la vitesse

**α**: Le coefficient d'avance de phase

**Réf** : référence

**Mes** : mesuré

**S.C PI** : structure de commande PI

**S.C LF1** : structure de commande flous 1

**FL1** : fuzzy logique 2

**S.C LF2** : structure de commande flous 2

**FL2** : fuzzy logique 1

**Résumé :** Le travail réalisé dans ce mémoire concerne l'étude et la commande d'un moteur à courant continu. Dans la première partie on a présenté l'état de l'art et la modalisation de ce moteur utilisé. En suite nous avons présenté l'aspect théorique des commandes proposées. Dans la troisième partie, on appliquée ces structures de commande proposées pour contrôler notre moteur. Enfin, on s'est intéressé à l'étude comparative entre ces commandes développées. Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances à travers l'application de ces commandes sur contrôler notre machine DC.

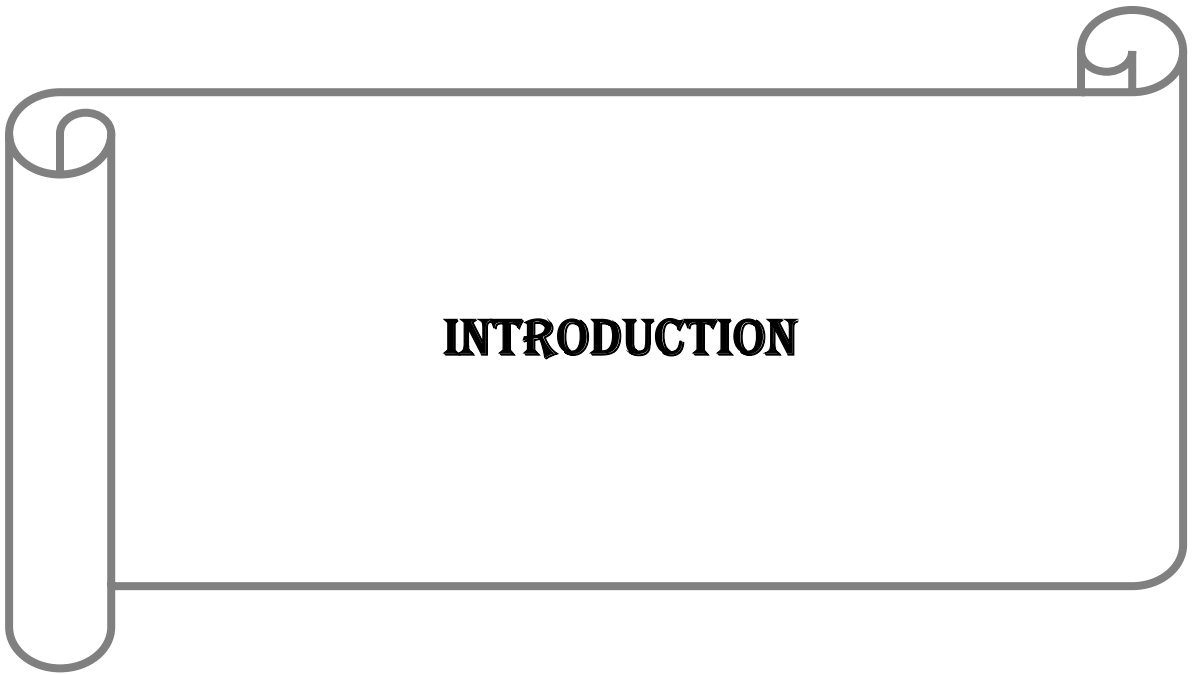
**Mots clés :** Moteur à courant continu, cascade, modélisation, commande, logique floue, étude comparative.

**Abstract:** The work carried out in this thesis concerns the study and control of a DC motor. In the first part we presented the state of the art and the modalisation of the motor used. Then we presented the theoretical aspect of the proposed controls. In the third part, we apply these proposed control structures to control our motor. Finally, we have carried out a comparative study between the controls structures developed. The simulation results obtained were used to evaluate the performance of these controllers in controlling our DC motor.

**Keywords:** DC motor, cascade, modelling, control, fuzzy logic, comparative study.

**المخلص:** يتعلق العمل المنجز في هذه الأطروحة بدراسة محرك تيار مستمر والتحكم فيه. في الجزء الأول عرضنا الحالة الفنية ونمذجة المحرك المستخدم. ثم عرضنا الجانب النظري لعناصر التحكم المقترحة. في الجزء الثالث، قمنا بتطبيق هياكل التحكم المقترحة هذه للتحكم في المحرك. وأخيراً، قمنا بإجراء دراسة مقارنة بين هياكل التحكم المطورة. واستخدمنا نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها لتقييم أداء وحدات التحكم هذه في التحكم في محرك التيار المستمر الخاص بنا.

**الكلمات الرئيسية:** محرك تيار مستمر، تعاقبي، نمذجة، تحكم، منطق ضبابي، دراسة مقارنة.



**INTRODUCTION**

L'évolution des technologies conduit à l'utilisation des moteurs à courant continu à vitesse variable et précises se généralise de plus en plus, depuis le petit appareil électrodomestique jusqu'aux grosses machines industrielle en passant par les machines outils de précision, robots et bien d'autres applications. Cette importance pousse les experts du domaine à entreprendre des recherches approfondies afin d'améliorer l'efficacité de ces moteurs en optimisant le transfert d'énergie. Cela nécessite la mise en place de techniques de commande adéquates capables de compenser les perturbations internes et externes affectant nos machines. Ces efforts de recherche sont motivés par la nécessité d'assurer un fonctionnement optimal et fiable de ces moteurs dans les environnements industriels les plus exigeants [She 24] [Red 19] [Yun 22] [Dur 17].

L'asservissement du moteur à courant continu est d'importance pour assurer des performances désirées en fonctionnement. De plus, on ne trouve pas toujours un moteur qui tourne à la vitesse désirée ou constante en la présence de charges variables ou des variations paramétriques ça devient un véritable problème et pour remédier à ce problème en l'applique des techniques de commandes robustes de façon à imposer à la vitesse, la position ou le couple désirés tout en assurant des fonctions supplémentaires importantes concernant la sécurité tel que la limitation du courant maximal et pour ce la nécessite l'utilisation d'un convertisseur de puissance réversible en courant et en tension permettant l'application de ces commandes ainsi l'accélération et le freinage dans les deux sens de rotation [Maa 21] [Pra 18] [Jos 22] [Bor 22] .

Parmi les diverses structures des techniques de commande utilisées pour contrôler notre moteur à courant continu, la commande en cascade. L'idée fondamentale de cette méthode est de contrôler la vitesse à sa valeur de référence avec la limitation de courant circulant dans l'induit à inférieur de la valeur nominal, ce qui à un effet favorable sur le problème d'échauffement du notre moteur DC. Cette méthode permet de garantir le contrôle et la protection [Kar 11].

D'un autre côté, la commande en cascade basée sur la logique floue, qu'elle soit de type 1 ou de type 2, représente une technique de contrôle qui exploite des règles pour gérer de manière efficace les incertitudes et les non-linéarités. Cette approche repose sur l'utilisation de variables linguistiques et de règles floues afin d'approximer les processus de prise de décision similaires à ceux des êtres humains. Elle permet ainsi d'obtenir un contrôle adaptatif et robuste, en s'adaptant aux variations et aux conditions changeantes du système. Grâce à cette méthode, il devient possible de réaliser un contrôle précis et fiable, même dans des environnements complexes et imprévisibles [Nel 23] [Bus 23].

Dans ce mémoire, nous développons la structure de notre technique de commande par les régulateurs floue type 1 et 2, cette structure est composée par deux boucles de régulation (une boucle interne pour régler le courant circulant dans l'induit inférieur la valeur nominale, ce qui à un effet favorable sur le problème d'échauffement du notre moteur, et une autre externe pour régler la vitesse à sa valeur de référence pour contrôler la puissance mécanique produit. Notre objectif est de maintenir un contrôle précis et continu de la puissance mécanique produite par notre moteur avec une protection contre l'échauffement, ainsi que d'assurer la robustesse et la stabilité du système.

Dans le premier chapitre, nous allons présenté l'état de l'art et la modélisation de notre moteur pour les deux cas normal et robustesse. En suit dans le deuxième chapitre sera consacré à l'aspect théorique des commandes proposées dans ce travail de mémoire (commande en cascade basée sur des régulateurs PI, commande en cascade basée sur des régulateurs flou type1, et commande en cascade basée sur des régulateurs flou type2), Dans le troisième chapitre, nous présenterons l'application de ces commandes déjà étude théoriquement précédente dans le deuxième chapitre et en fin on présentera les résultats de simulations. Et dans le quatrième chapitre sera consacré à l'étude comparative entre les trois commandes appliquées sur notre moteur afin de mettre en évidence l'efficacité et la robustesse de chacune d'elles. Enfin, une conclusion générale des travaux réaliser et présentée, résumant les principaux résultats obtenus et présentant les perspectives envisagées.



# **CHAPITRE I**

## **L'ÉTAT DE L'ART ET LA MODÉLISATION DE LA MACHINE À COURANT CONTINU**

## I.1- Introduction

Les moteurs à courant continu sont des dispositifs électromécaniques convertissant l'énergie électrique absorbée en énergie mécanique, pourvu qu'ils puissent fournir une puissance mécanique suffisante pour initier et maintenir le mouvement d'une charge. Ces moteurs opèrent alors en tant que moteurs électriques. Lorsqu'ils sont soumis à une charge en mouvement, ils peuvent également fonctionner comme des générateurs en convertissant l'énergie mécanique exercée sur eux en énergie électrique. Cette dualité fonctionnelle des moteurs à courant continu en tant que moteurs et générateurs est bien établie dans la littérature scientifique et technologique, avec des références étayant leur mode de fonctionnement réversible [Chap 13].

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'état de l'art du moteur à courant continu (l'historique, la structure, le principe de fonctionnement, les différents types, les avantages et les inconvénients de notre moteur et en fin les applications de notre moteur, en suit traite la modélisation en vue de la simulation d'un ce moteur à courant continu à excitation séparée.

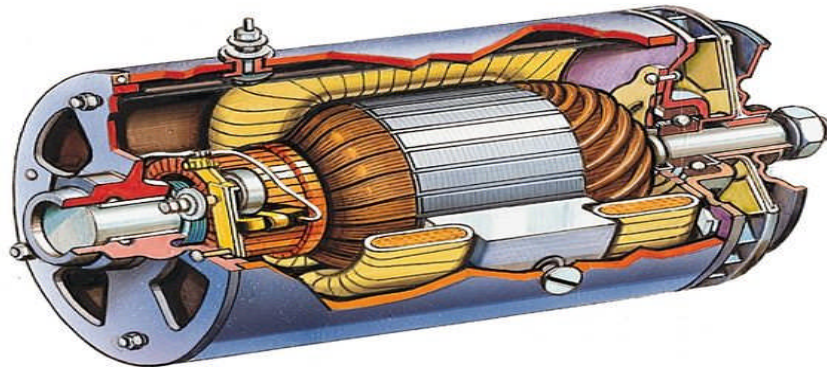


Figure 1.1 : Moteur à courant continu [Chap 13].

## I.2 - L'état de l'art de moteur à courant continu

### I.2.1- Historique

- Les machines à courant continu ont été inventées pour la première fois en 1832 par le scientifique britannique William Sturgeon [Ned 23], [Dah 00]. Il a créé le tout premier moteur à courant continu à collecteur, capable de faire tourner des machines [DAH 00].
- En 1837, l'inventeur américain Thomas Davenport a breveté le premier moteur à courant continu fonctionnel [Ned 23], [Dah 00] et [Lam 23] cependant, les premiers moteurs DC

étaient encombrants, peu efficaces et coûteux, limités à des applications spécialisées...

[Lam 23]

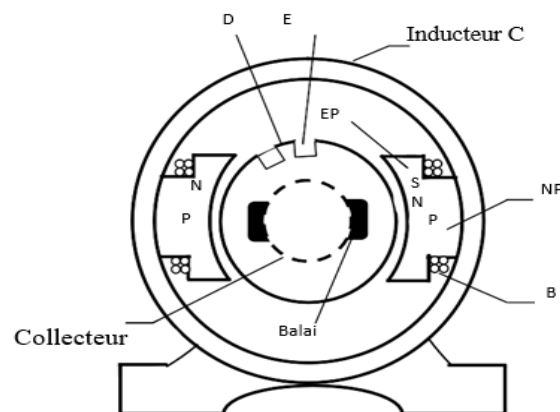
- Au fil du temps, avec de meilleurs matériaux et des techniques de fabrication plus précises, ces moteurs sont devenus plus petits, plus efficaces et accessibles à un plus large éventail d'applications [Lam 23]
- En 1864, l'Italien Antonio Pacinotti a inventé l'induit annulaire, une pièce essentielle de la conception des moteurs DC [Dah 00]. Vers 1880, l'inventeur américain Edison a créé un grand générateur DC appelé "Le Colosse", exposé à l'Exposition universelle de Paris en 1881[Wol 23].
- Au 20e siècle, l'essor industriel a entraîné une demande accrue de sources d'alimentation fiables et efficaces. Grâce à leur contrôlabilité et leur plage de vitesses inégalées, les moteurs DC se sont parfaitement adaptés, en particulier dans l'industrie automobile [Lam 23].

En résumé, le moteur à courant continu a une longue histoire qui a suivi les progrès de l'électrotechnique, de ses débuts au 19ème siècle jusqu'à son adaptation aux technologies modernes. Malgré la concurrence, elle reste encore aujourd'hui un acteur important dans le domaine des moteurs électriques.

### I.2.2 - Structure de moteur à courant continu [Rou 09] [Kea 22]

Comme toute machine tournante, le moteur à courant continu est constitué de trois parties principales :

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



**Figure I .2 :** Le schématisme élémentaire d'un moteur à courant continu

### I.2.2.1- L'inducteur

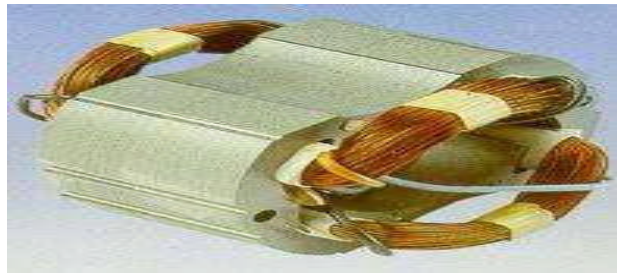


Figure I.3 : L'inducteur d'un MCC [Rou 09].

L'élément inducteur, parfois désigné sous le terme de « champ », exerce la fonction de génération du flux magnétique au sein du dispositif. Cette composante se compose d'un électro-aimant, responsable de la création de la force magnétomotrice (FMM) indispensable à l'induction du flux magnétique requis.

Il est constitué par [Rou 09] :

- Une culasse en acier (C) : La structure désignée sous le terme de carcasse dans le contexte de la machine en question assure le support des deux flasques, accompagnés de leurs paliers (non représenté). Ces derniers permettent le mouvement rotatif de l'arbre portant le rotor. La culasse, quant à elle, assume le rôle de fermeture du circuit magnétique du moteur.

- Les bobines inductrices : Disposées autour des pôles, constituent un élément crucial dans la génération du flux magnétique. Les forces magnétomotrices qu'elles engendrent sont responsables de la production du flux. Ces bobines, présentées dans la figure (I.5.b), sont agencées de manière à ce que des épanouissements polaires affiche une polarité sud, tel que représenté dans la figure (I.5.c).

- Les pôles principaux (P) : Généralement fabriqués dans un souci d'efficacité économique, sont constitués de tôles découpées et assemblées. Chaque pôle, comme illustré dans la figure(I.5.b), comporte deux parties distinctes : le noyau polaire (NP), qui abrite la bobine inductrice, et l'épanouissement polaire, également appelé pièce polaire (EP).

### I.2.2.2 -L'induit



Figure I.4 : L'induit d'un MCC

- **Feuilletage** : L'induit tourne au sein d'un champ magnétique fixe, ce qui le rend sujet à des pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Ces dernières rendraient quasiment impossible la rotation d'un cylindre plein. Les tôles constituant l'induit (d'une épaisseur variant de 0.2 à 0.5 millimètres) sont découpées à la presse, puis isolées les unes des autres par une mince pellicule de vernis avant d'être assemblées. Afin de minimiser les pertes par hystérésis, ces tôles sont fabriquées en acier au silicium. L'ensemble des pertes dans le matériau ferromagnétique est estimé à environ 2.5 watts par kilogramme pour un champ magnétique de 1.4 teslas et une fréquence de fonctionnement de 50 hertz (ou 50 tours par seconde si la machine est bipolaire).

- **Encoches** : Des encoches ou rainures (E) ont été découpées sur la périphérie de l'induit pour accueillir les conducteurs. La partie de tôle restante entre deux encoches est dénommée dent (D). Le diamètre extérieur de l'induit est légèrement inférieur au diamètre intérieur de l'inducteur : cette différence ne dépasse que de quelques millimètres, formant ainsi l'entrefer.

### **I.2.2.3-Le collecteur et les balais**

- **Le collecteur** : disposé à l'extrémité de l'induit et fixé sur le même arbre tel que représenté dans la figure (I.5.d), est composé de lames de cuivre. Ces lames sont individuellement isolées les unes des autres par de la mica. À l'arrière de chaque lame se trouve une ailette, qui peut être usinée ou rapportée, et qui accueille les connexions électriques d'entrée et de sortie pour chaque section respective. Par conséquent, le nombre de lames de collecteur correspond au nombre de sections.

- **Les balais** : Attachés à la carcasse à travers des porte-balais, comme illustré dans la figure (I.5.e), ils sont fabriqués en carbone et sont en contact avec le collecteur grâce à des ressorts. Le contact entre les balais et le collecteur n'est pas parfait ; la surface effective en contact électrique est inférieure à la section totale des balais. De plus, étant donné que le collecteur est en rotation, ce contact est glissant. Par conséquent, la densité de courant admissible est relativement restreinte, d'environ 10 A/cm<sup>2</sup>. Malgré ces mesures de précaution, il est prévu que l'échauffement soit significatif, et la résistance de ce contact variera en fonction de l'intensité du courant.

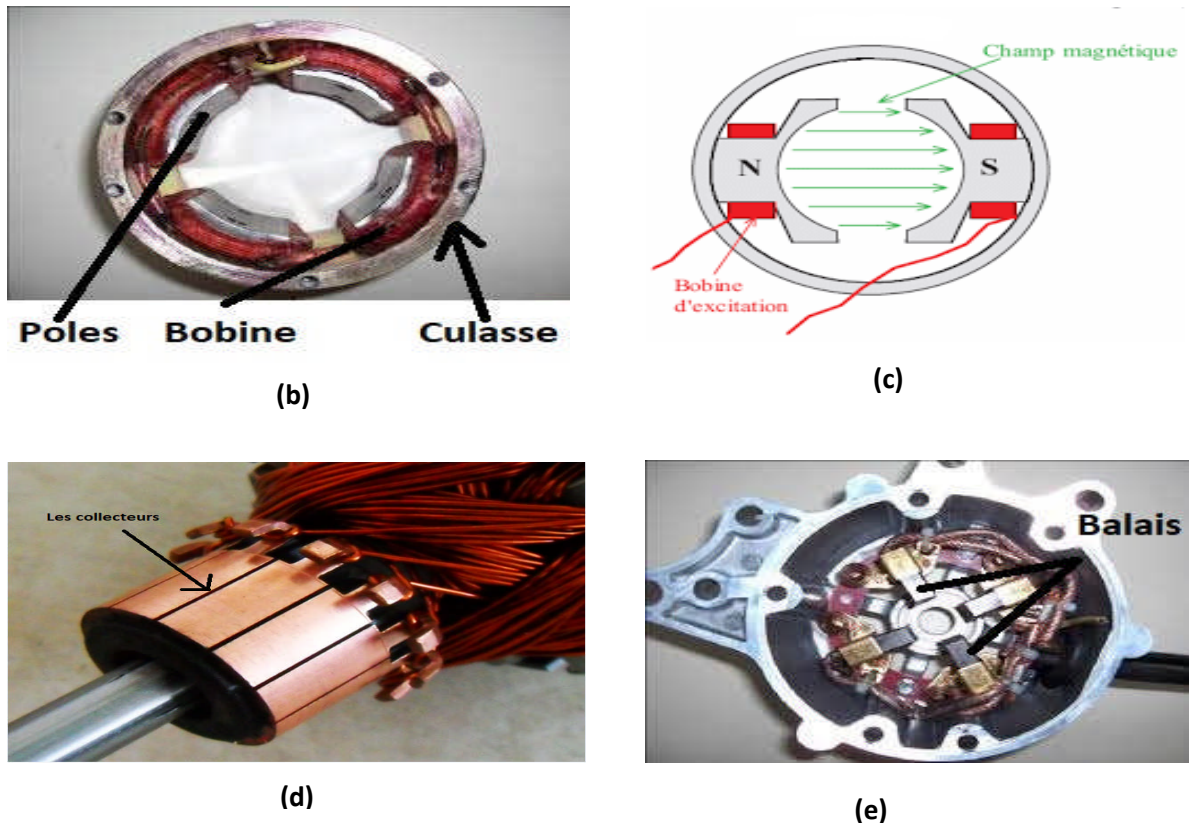


Figure I.5 : Construction du MCC [Rou 09].

### I.2.3-Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu

L'inducteur et l'induit sont les deux parties électriques d'un moteur à courant continu. Quand le moteur est alimenté par un courant continu, une interaction magnétique (champ magnétique ou flux d'excitation) de direction Nord-Sud (comme le montre la figure I.6) se produit et entraîne le mouvement du moteur. Quand la tension qui alimente le moteur est inversée, il tourne dans le sens inverse [Jea 94]. D'après la loi de Laplace, 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 à tourner.

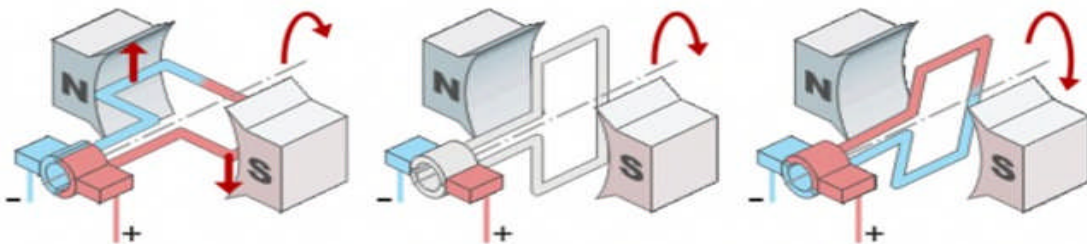


Figure I.6 : Principe de fonctionnement d'un MCC

### I.2.4 -Les différents types de moteur à courant continu [Cha 84]

Les possibilités de connexion de l'inducteur dans un moteur à courant continu sont multiples. La machine est à excitation séparée (ou indépendante) quand l'inducteur et l'induit sont reliés à des sources différentes. La machine est à excitation liée, lorsque l'inducteur et l'induit sont alimentés à partir de la même source. Quatre possibilités existent alors.

- L'excitation parallèle (ou shunt).
- L'excitation série.
- L'excitation composée (ou compound).
- L'excitation séparée



L'excitation shunt

L'excitation série

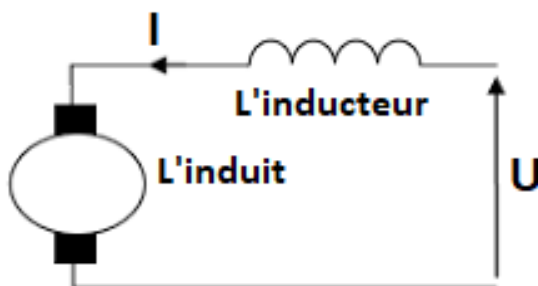
L'excitation composée

L'excitation séparée

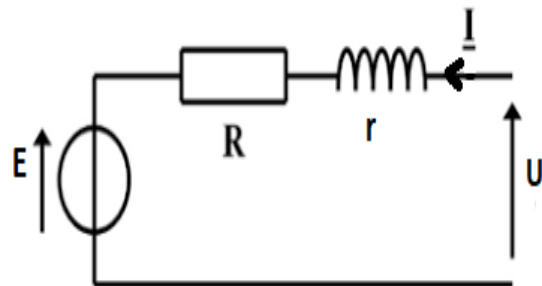
**Figure I.7 :** Différents modes d'excitations

#### I.2.4.1- Moteur à excitation série

Pour le moteur à courant continu à excitation série, l'induit et l'inducteur sont effectivement branchés en série ce qui donne le schéma suivant Figure (I.8), et donc le schéma équivalent suivant (modèle de Thévenin) Figure (I.9).



**Figure I.8 :** Schéma du MCC à excitation à série



**Figure I.9 :** Schéma équivalent du MCC à excitation série

$R_t$ : Est la résistance totale du moteur, elle est égale à la somme des résistances d'induit R et d'inducteur r :

$$R_t = R + r \quad (\text{I.1})$$

–  $R_t$  Se mesure en mesurant r et R indépendamment l'une de l'autre.

**Remarque :**

Le moteur à excitation série ne doit jamais fonctionner à vide car si  $I \rightarrow 0$ ,  $\Omega \rightarrow \infty$ , la machine risque l'emballement.

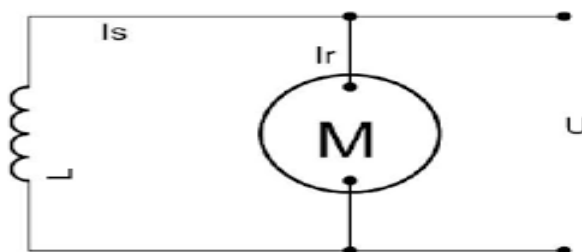
➤ **Domaine d'application**

**Tableau I.1** : Domaine d'application du MCC à excitation série

Particularités	Emplois
Moteur autorégulateur de puissance. Il a un couple de démarrage très élevé, mais il y a un risque d'emballement à vide. La vitesse diminue lorsque la charge s'accroît.	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Le moteur le plus adapté pour la traction Electrique</li> <li>- Il est utilisé en petite puissance comme démarreur pour les moteurs à explosion.</li> </ul>

**I.2.4.2- Moteur à excitation shunt**

En parallèle à l'alimentation du moteur, l'enroulement d'excitation présente les mêmes caractéristiques que le moteur à excitation séparée, car dans les deux cas, l'inducteur est un circuit externe à celui de l'induit. La Figure (I.10) illustre le fonctionnement du circuit électrique.



**Figure I .10:** Schéma de MCC à excitation shunt

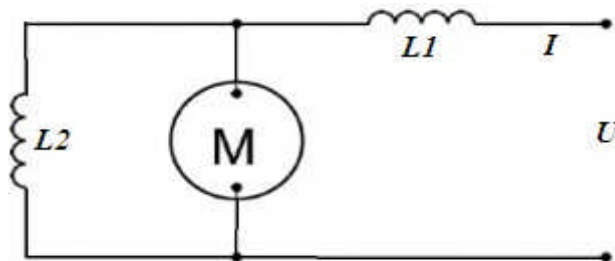
➤ **Domaine d'application**

**Tableau I.2 :** Domaine d'application du MCC à excitation shunt

Particularités	Emplois
Ne t'emballe pas. Meilleur couple de démarrage que l'excitation compound.	Les dispositifs de levage et de manipulation. Utilisé également en excitation autonome.

**I.2.4.3- Moteur à excitation compound (Composée)**

C'est une combinaison des excitations Shunt et Série, on peut réaliser un compoundage additif (Si les flux des deux enroulements s'additionnent) ou soustractif (dans le cas contraire).



**Figure I .11:** Schéma de MCC à excitation compound

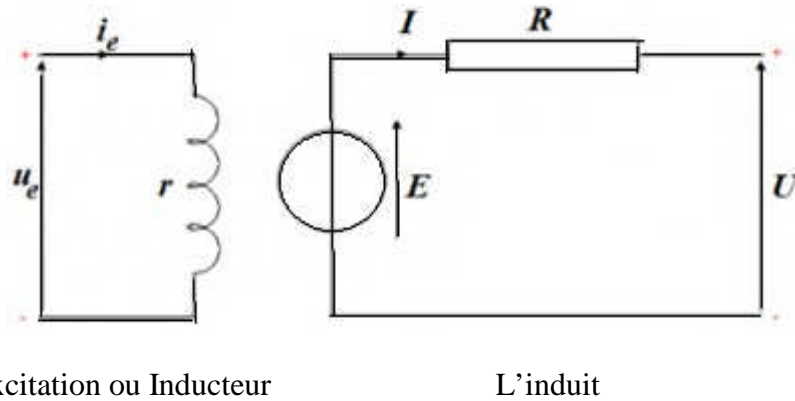
➤ **Domaine d'application**

**Tableau I.3 :** Domaine d'application du MCC à excitation compound

Particularités	Emplois
Risque de surcharge en raison de l'annulation du flux causée par les enroulements.	Un moteur à démarrage direct, un ventilateur, une pompe, des machines de laminoirs et des volants d'inertie.

**I.2.4.4- Moteur à excitation séparée**

L'alimentation de l'enroulement inducteur est prise sur une source indépendante de la source de l'induit comme l'indique la **Figure (I .12)**



**Figure I.12** : Schéma équivalent du moteur à excitation séparée.

**I** : courant d'induit.

**$i_e$**  : Courant d'excitation.

**U** : tension d'induit.

**$U_e$**  : Tension d'excitation.

**R** : résistance d'induit. (**r**) : Résistance de l'inducteur.

**E** : force contre électromotrice du moteur

$$\text{Équation électrique à l'inducteur : } U_e = r \cdot i_e \quad (\text{I.2})$$

$$\text{Équation électrique à l'induit : } U = E + R \cdot I \quad (\text{I.3})$$

#### I.2.4.4-1- Principales caractéristique du moteur à excitation séparée [Feb 05]

##### a) Calcul de la force contre électromotrice (f.c.e.m)

Les fluctuations du flux magnétique interne, causées par la rotation du moteur, et une constante K, qui varie en fonction des caractéristiques de la conception du moteur, sont responsables de la force contre électromotrice. Elle s'exprime par la relation suivante :

$$E = K \cdot \phi \cdot \Omega \quad (\text{I.4}) \quad \text{Avec} \quad K = \frac{P \cdot n}{a \cdot 2\pi}$$

**P** : nombre de pair de pôles.

**a** : nombre de paires voies.

**n** : nombre de brins actifs.

**$\Omega$**  : vitesse de rotation en (rad\s).

**$\Phi$**  : flux utile par pôle

##### b) Expression du couple électromagnétique [Kel 79]

Le sens du couple de forces électromagnétiques qui produit la rotation dépend de celui :

- Du champ magnétique, donc du courant d'excitation  $i_e$ .
- La polarité de l'induit obtenue par le sens du courant d'induit  $I$ .

Afin d'inverser le sens de rotation, il est nécessaire d'inverser les polarités de l'induit ou de l'inducteur.

Pour un moteur à courant continu, nous disposons des relations suivantes :

$$U = R \cdot I + E \quad (\text{I.5})$$

- Les deux membres de la relation sont multipliés par  $I$ , ce qui donne :

$$U \cdot I = R \cdot I^2 + E \cdot I \quad (\text{I.6})$$

- $U \cdot I$  : représente la puissance absorbée par l'induit ( $P_a$ )
- $R \cdot I^2$  : est les pertes joules correspondantes ( $p_j$ )
- $E \cdot I$  : est la puissance électrique intégralement transformé en puissance mécanique que l'on appelle puissance électromagnétique ( $P_j$ ) qui donne naissance au couple électromagnétique ( $C_e$ ) soit :

$$C_e = \frac{P_e}{2\pi n} = \frac{K \cdot \Phi \cdot \Omega \cdot I}{\Omega} = K \cdot \Phi \cdot I \quad (\text{I.7})$$

En réalité le couple utile du moteur est très légèrement inférieur au couple électromagnétique

$$: \text{ on a } C_u = C_e - C_p \quad (\text{I.8})$$

$C_p$ : Couple de pertes, qui comporte, les pertes fer et les pertes mécaniques. Dans la pratique

$$C_u \approx C_e = K \cdot \phi \cdot I \quad (\text{I.9})$$

- Le couple utile d'un moteur à courant continu est proportionnel au courant d'induit et au flux de l'inducteur. Sa caractéristique est représentée sur la Figure (I.13) qui est une droite passant par l'origine, lorsque le courant  $I$  augmente le couple électromagnétique augmente également.

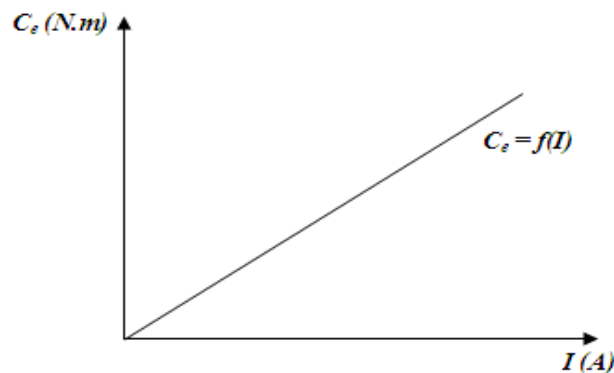


Figure I.13: Caractéristique électromécanique de couple

**Remarque :** Lorsque le courant d'excitation est coupé accidentellement ( $i_e = 0$ ), la vitesse augmente très rapidement (le moteur s'emballe).

### c) Caractéristique mécanique

La Caractéristique mécanique nous donne, les variations du moment du couple électromagnétique  $C_m$  en fonction de celle de la vitesse de rotation  $\Omega$ .

$$C_m = f(\Omega). \quad (\text{I.10})$$

Pour un moteur à courant continu à excitation séparée, on a :

$$C_m = k \cdot \phi \cdot I \quad (\text{I.11})$$

$$U = R \cdot I + E \quad \text{Avec} \quad E = k \cdot \phi \cdot \Omega$$

$$U = R \cdot I + K \cdot \phi \cdot \Omega \quad (\text{I.12})$$

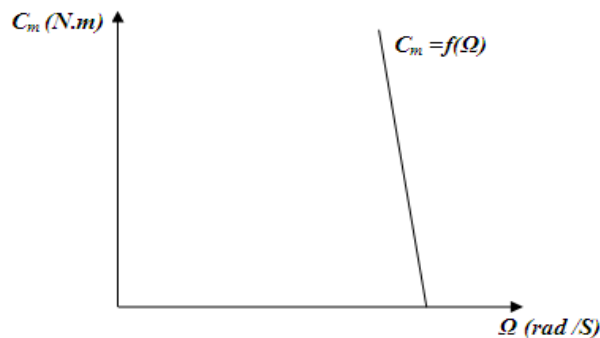
On obtient :

$$I = \frac{U - k \cdot \phi \cdot \Omega}{R} \quad (\text{I.13})$$

On remplace (I.12) dans (I.10), on trouve

$$C_m = \frac{k \cdot \phi}{R} \cdot U - \frac{(k \cdot \phi)^2}{R} \cdot \Omega \quad (\text{I.14})$$

Les variations du moment du couple mécanique  $C_m$  en fonction de la vitesse de rotation  $\Omega$  sont illustrées dans la figure ci-dessous.



**Figure I.14 :** Caractéristique mécanique d'un MCC

**Remarque :** Le couple utile est une fonction affine décroissante de la vitesse de rotation lorsque la tension d'alimentation est constante. Cependant la vitesse diminue peu avec l'augmentation de la charge, la droite est raide, la vitesse chute légèrement entre le fonctionnement à vide et le fonctionnement en charge.

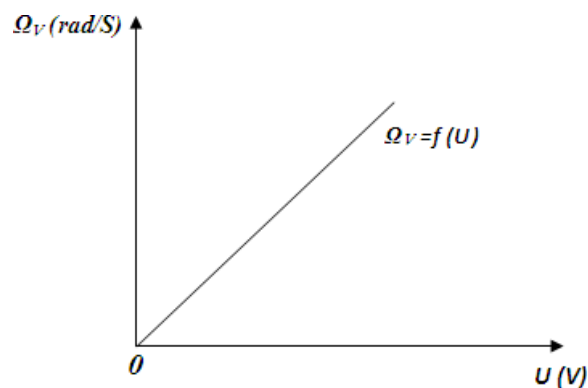
#### d) Caractéristique de la vitesse

- **Fonctionnement à vide**

A vide, le couple électromagnétique est faible car le moteur n'effectue pas d'effort pour tourner. Donc le courant à vide  $I_v$  est négligeable devant le courant nominal  $I_N$ :  $I_v \ll I_N$  et donc

$$R \cdot I_v \text{ est négligeable devant } U. \Rightarrow \Omega_v = \frac{U}{K \cdot \phi} \quad (\text{I.15})$$

La vitesse de rotation dépend de la tension d'induit  $U$  et du flux magnétique  $\Phi$  qui est constant  
Figure (I.15).



**Figure I.15 :** Variation de la vitesse de rotation à vide en fonction de la tension d'induit.

**Remarque :** Il est préférable d'agir sur la tension d'induit plutôt que sur le flux inducteur pour régler la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu à excitation indépendante. Par conséquent, un tel moteur sera habituellement fonctionné avec un flux magnétique constant et une tension d'induit réglable.

- **Fonctionnement en charge**

Le moteur fonctionne à flux constant.

$$\Omega = \frac{U - R \cdot I}{K \cdot \phi} = K'(U - R \cdot I) \quad (\text{I.16}) \quad \text{Avec} \quad K' = \frac{1}{K \cdot \phi}$$

C'est l'équation d'une droite qui dépend de l'intensité du courant d'induit  $I$  et de la valeur de la tension d'alimentation de l'induit  $U$ . Nous allons examiner successivement l'impact de ces deux paramètres. **Figure (I.16).**

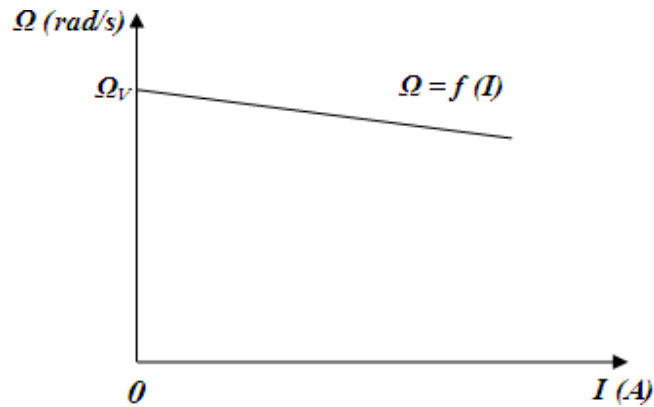


Figure I.16 : Variation de la vitesse de rotation en charge.

**Remarque :** Avec l'augmentation de la charge, le courant augmente et la vitesse de rotation diminue, mais elle est faiblement diminuée.

➤ **Domaine d'application**

Tableau I.4 : Domaine d'application du MCC à excitation séparée

Particularités	Emplois
<p>Grande souplesse de commande. Large gamme de vitesse. Utilisé en milieu industriel, associé avec un variateur électronique de vitesse et surtout sous la forme de moteur d'asservissement.</p>	<p>Il est souvent utilisé en asservissement avec une régulation de vitesse.</p>

### I.2.5-Le bilan de puissance [Pie 11]

Les puissances sont représentées dans le bilan des puissances, allant de la puissance absorbée d'origine électrique à la puissance utile de nature mécanique. Dans cette étude, nous examinerons toutes les pertes, qu'elles soient mécaniques ou électriques, et enfin une puissance sera étudiée tout particulièrement, elle correspond au passage de la puissance électrique à la puissance mécanique. Le bilan, peut être résumé à l'aide schéma suivant :

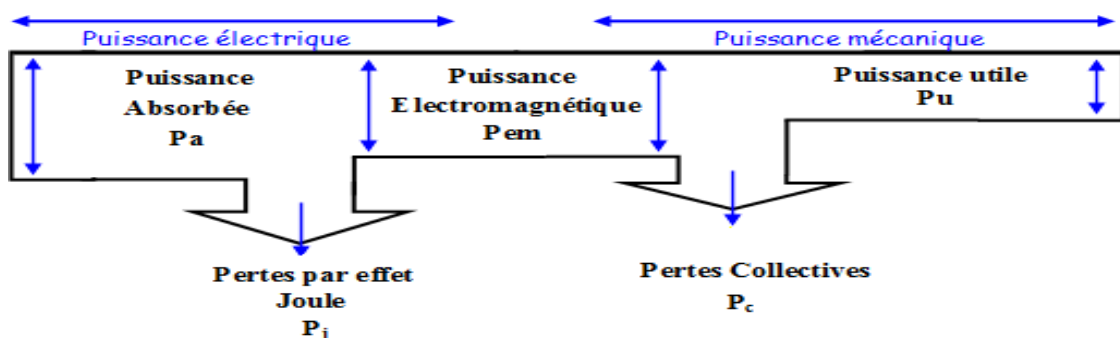


Figure I.17 : Bilan de puissance d'un moteur [Pie 11].

## I.2.5 - Les avantages et les inconvénients du moteur à courant continu [Dek 45] [Skh 04]

### I.2.5.1- Avantages des moteurs à courant continu

- Il est facile de contrôler la vitesse sur une plage étendue supérieure et inférieure à la vitesse nominale.
- Couple de démarrage élevé.
- Une vitesse moins élevée et précise avec un couple constant : Les entraînements à couple constant en sont un exemple. Ils ont un couple constant de l'arbre moteur sur une plage de vitesses donnée.
- Libre d'harmoniques, de consommation d'énergie réactive et de nombreux facteurs qui rendent les moteurs à courant continu plus avantageux que les moteurs à induction alternatifs.
- La plupart des moteurs de traction et des servomoteurs utilisent les moteurs à cc.
- Son utilisation est extrêmement agréable et confortable car ses dimensions offrent un gain de place considérable.

### I.2.5.1. Inconvénients du moteur à courant continu

- Augmentation des coûts d'exploitation et de maintenance en raison de la présence du collecteur et de l'engrenage à brosse.
- Ne peut pas fonctionner dans des conditions explosives et dangereuses en raison de la formation d'étincelles à la brosse (risque d'échec de la commutation).
- Les moteurs à courant continu sont chers par rapport aux moteurs à courant alternatif.
- Aux vitesses élevées les balais doivent donc être remplacés très régulièrement.

## I.2.5- Applications industrielles des machines à courant continu [Beb 22] [Ori 16]

Les moteurs à courant continu ont une large gamme d'applications dans divers domaines en raison de leurs caractéristiques et avantages. Voici quelques domaines d'application des moteurs à courant continu :

- **Industrie et machines-outils :**

Les moteurs à courant continu sont utilisés dans les machines-outils programmables, les bras robotiques, les tours, les affûteuses, les installations de convoyage, les presses rotatives, les presses, les estampeuses, les laminoirs, etc...

- **Électronique et informatique :**

Ils sont largement utilisés dans l'électronique basse tension, les ordinateurs, les disques durs, les robots, les lecteurs de CD, les platines, et les lecteurs de stockage magnétiques. Les moteurs brushless à aimants fixes sont couramment utilisés dans ces applications pour un contrôle efficace de la vitesse et un couple de démarrage élevé.

- **Transport :**

Les moteurs à courant continu sont fréquemment employés dans les tramways, les trains, les métros, les ascenseurs, les systèmes de treuil, la traction électrique, les compresseurs, les ventilateurs de chauffage et de climatisation, ainsi que dans les applications automobiles comme les démarreurs de moteur.

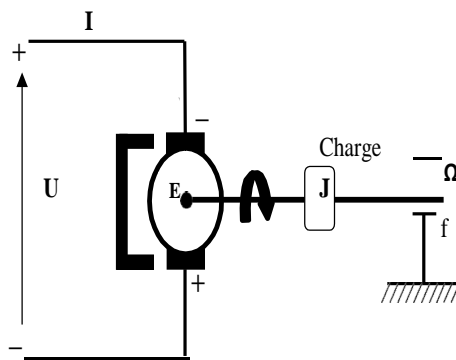
- **Autres Applications :**

Les moteurs à courant continu sont également utilisés dans les jouets, les fauteuils roulants, les systèmes de régulation de vitesse, les outils électriques, les machines à coudre, les pompes centrifuges, les soufflantes, les systèmes de pesée, et bien d'autres applications nécessitant un contrôle précis de la vitesse et du couple. Ces moteurs offrent des avantages tels qu'une large plage de vitesse, un contrôle précis, une grande flexibilité dans les courbes couple-vitesse, une capacité de surcharge élevée, et une réversibilité de rotation, ce qui les rend adaptés à une multitude d'applications industrielles et commerciales.

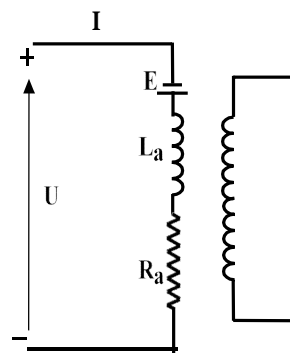
### I.3 - Modélisation de moteur à courant continu

#### I.3.1 Schéma de principe et leur électrique équivalent de moteur DC

Le modèle électrique de la machine à courant continu à excitation séparée est donné sur les figures (I.18), (I.19)



**Figure I.18 :** Schéma de principe d'un moteur à courant continu



**Figure I.19 :** Schéma électrique équivalent

Selon le schéma de la Figure (I.), un moteur électrique à courant continu est régi par les équations physiques découlant de ses caractéristiques électriques, mécaniques et magnétiques. D'après la loi de Newton, combiné à des lois de Kirchhoff, On peut écrire les équations différentielles de premiers ordres suivantes :

### I.3.2 Equations mathématiques de moteur DC (temporel)

#### I.3.2.1 Equations électriques :

$$U(t) = RI(t) + L \frac{dI(t)}{dt} + E(t) \quad (\text{I.17})$$

$$\text{Avec } E(t) = k' \cdot \phi \cdot \Omega(t) \quad \text{Et} \quad k' \cdot \phi = \text{cte} = K$$

$$\text{Donc } E(t) = K \cdot \Omega(t)$$

$$U(t) = RI(t) + L \frac{dI(t)}{dt} + K \cdot \Omega(t) \quad (\text{I.18})$$

#### I.3.2.2 Equations mécaniques :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = C_m - C_f - C_r \quad (\text{I.19})$$

$$C_m = KI(t) \quad \text{Et} \quad C_f = F\Omega(t)$$

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = KI(t) - F\Omega(t) - C_r \quad (\text{I.20})$$

### I.3.2.2 Equations mathématiques de moteur DC (Laplace)

#### I.3.3.1 Equations électriques

$$U(p) = RI(p) + L \frac{dI(p)}{dt} + K \cdot \Omega(p) \quad (\text{I.21})$$

$$U(p) = RI(p) + LP I(p) + K \cdot \Omega(p)$$

$$G_{m1} = I(p) = \frac{U(p) - K \cdot \Omega(p)}{LP + R} \quad (\text{I.22})$$

#### I.3.3.2 Equations mécaniques

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = KI(t) - F\Omega(t) - C_r \quad (\text{I.23})$$

$$JP\Omega(p) = KI(p) - F\Omega(p) - C_r$$

$$G_{m2} = \Omega(p) = \frac{KI(p) - C_r}{JP + F} \quad (\text{I.24})$$

Avec

$E$ : La force électromotrice.

$L_a$ : Inductance d'induit.

$R_a$ : La résistance équivalente de l'induit.

$U$ : Tension nominale

$C_e$ : Couple électromagnétique.

$R$ : Résistance d'excitation.

$i_a$ : Courant d'induit

$\phi$ : Flux.

$K$ : Constant de couple.

$J$ : Moment d'inertie

$C_f$ : Couple de frottement

$F$  : Coefficient de frottement

$\Omega$ : La vitesse de moteur

### I.3.4- Représentation d'état du modèle de notre

En basant sur les équations précédentes, on peut établir le modèle d'état de la réponse en vitesse du moteur électrique qui est donné par le modèle suivant :

$$\dot{X} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K}{L_a} \\ \frac{K}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_a \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$$Y = [1 \quad 1] \times \begin{bmatrix} i_a \\ \Omega \end{bmatrix} + 0 \times \begin{bmatrix} U_a \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

### I.3.5- Schéma bloc du moteur à courant continue

On fait appliquer une perturbation (couple résistant) après 6 s les réponses de la vitesse et du courant sont présentées dans la figure (I.20)

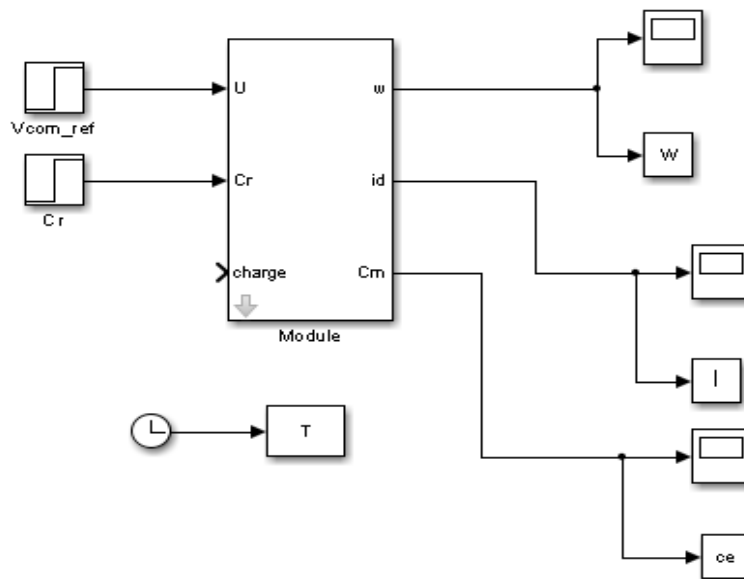


Figure I.20 : Schéma bloc du moteur à courant continue

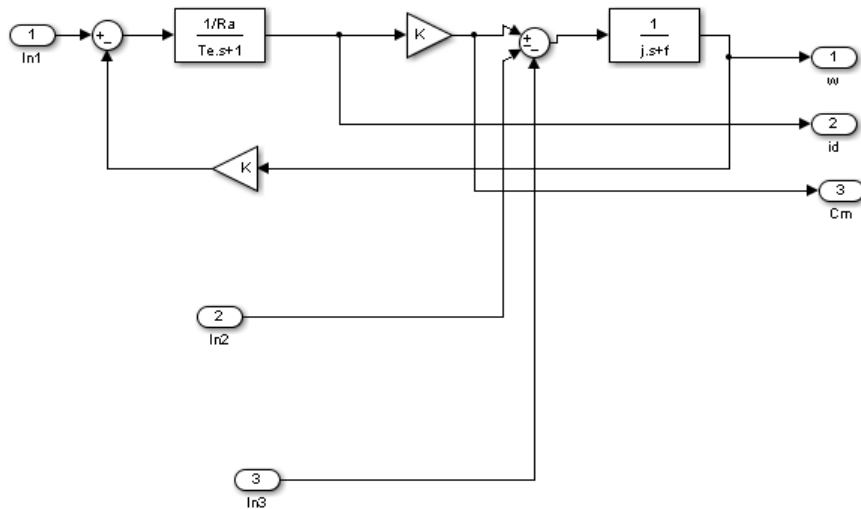


Figure I.21 : Schéma bloc de modèle d'un moteur à courant continu

### I.3.6-Résultats de simulation numérique

La simulation du moteur à courant continu a été réalisée à l'aide de l'environnement du logiciel MATLAB SIMULINK. Son modèle est basé sur les équations obtenues. Les résultats obtenus par la simulation sont représentés sur la figure ci-dessous.

🚩 **A vide** :(sans couple résistant)

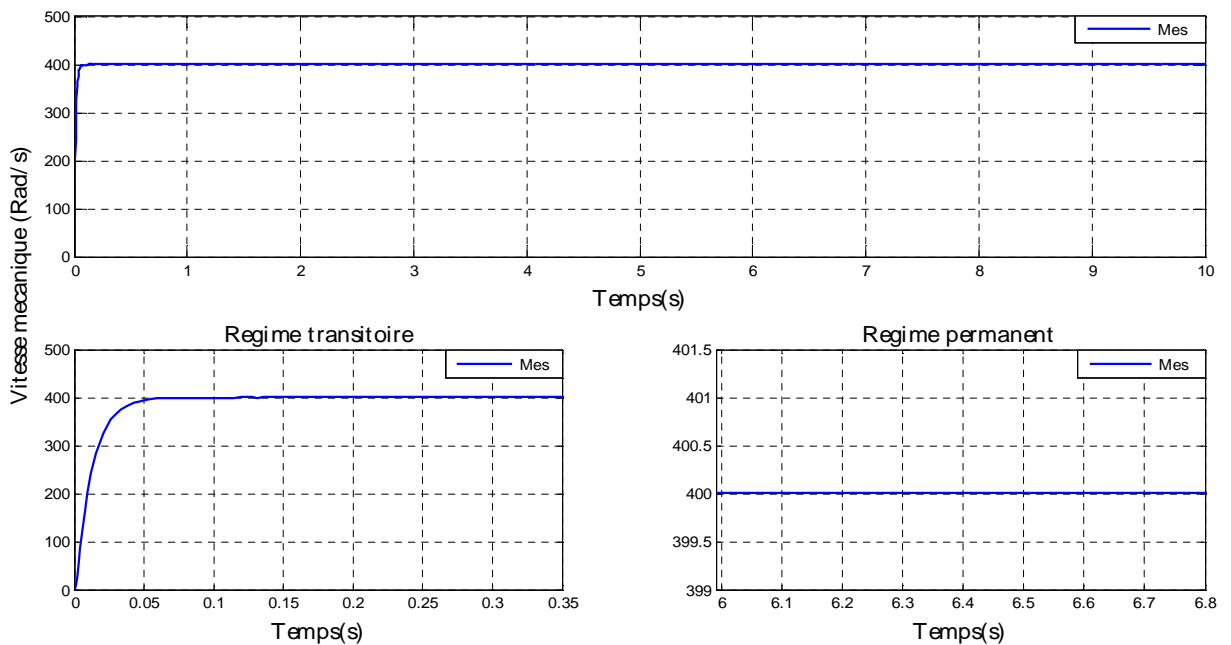


Figure I.22 : La vitesse pour les deux régimes transitoire et permanent

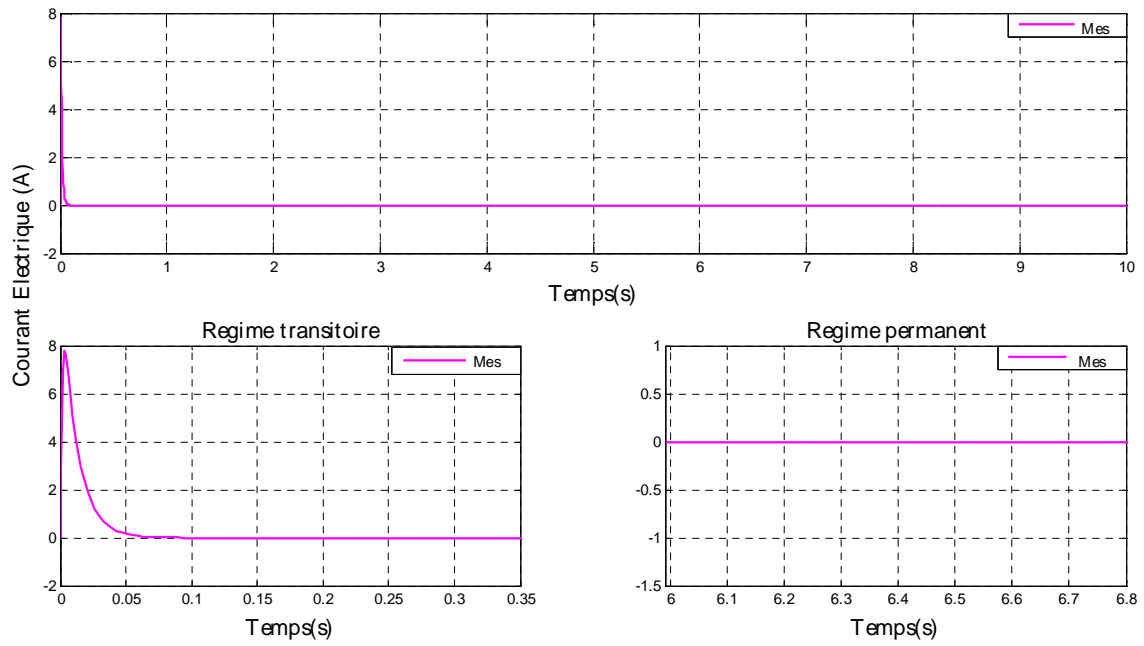


Figure I.23 : Le courant d'induit pour les deux régimes transitoire et permanent

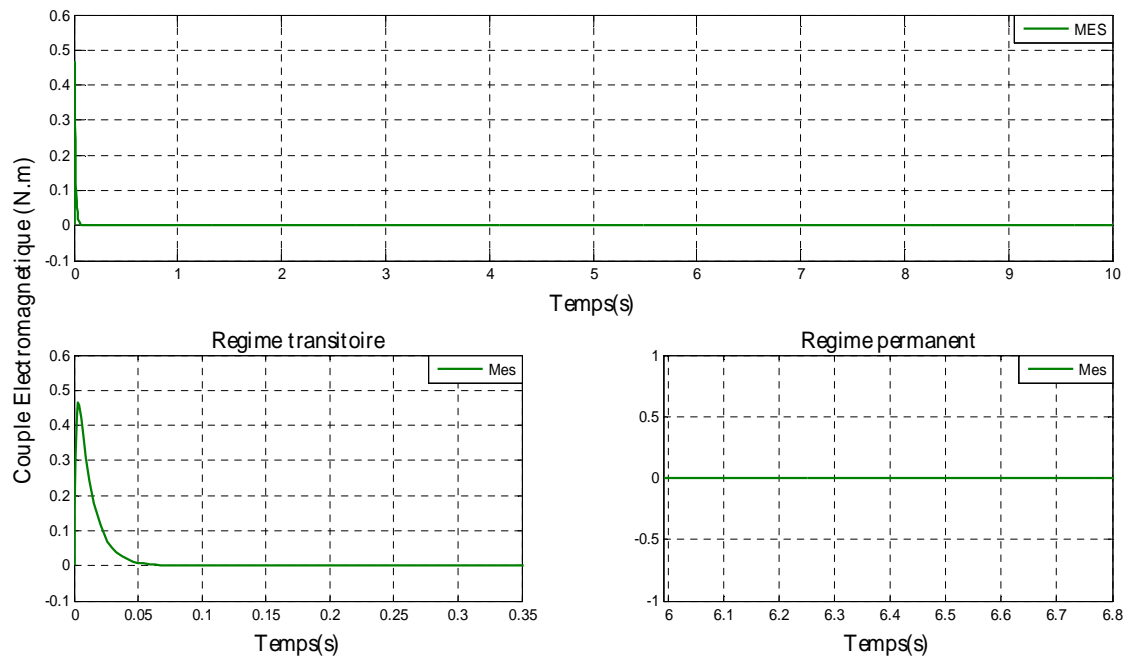


Figure I.24 : Couple électromagnétique (Ce) pour les deux régimes transitoire et permanent

En charge : (avec couple résistant)

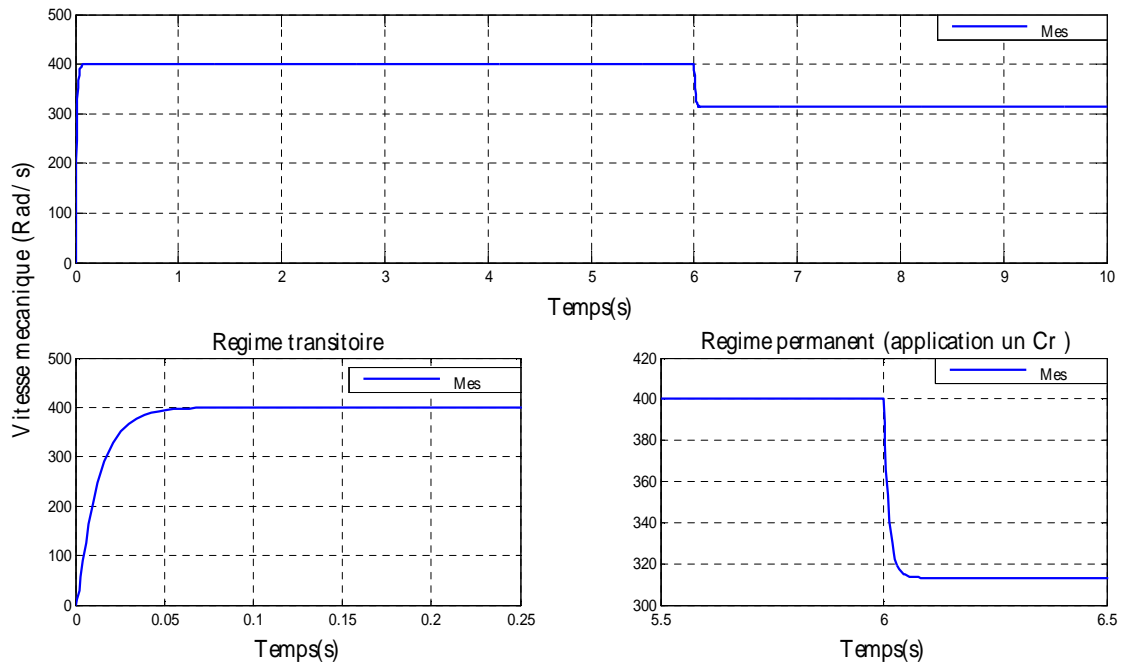


Figure I.25 : La vitesse pour les deux régimes transitoire et permanent avec un couple résistant = 0.12 N.m

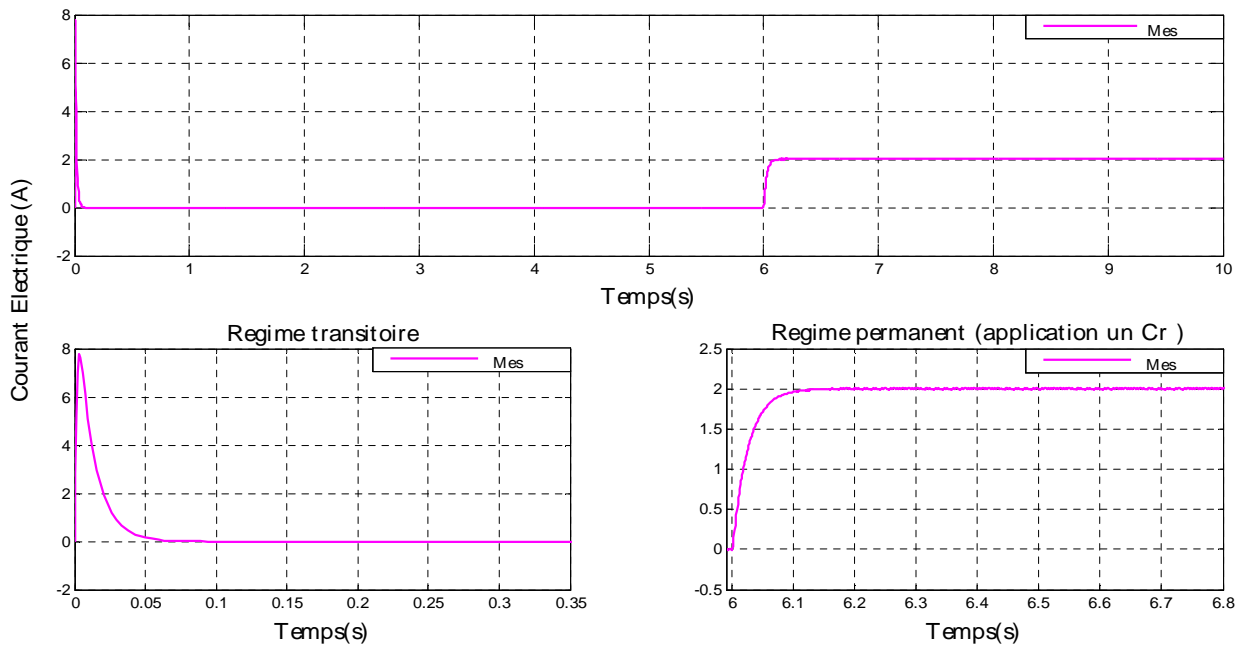
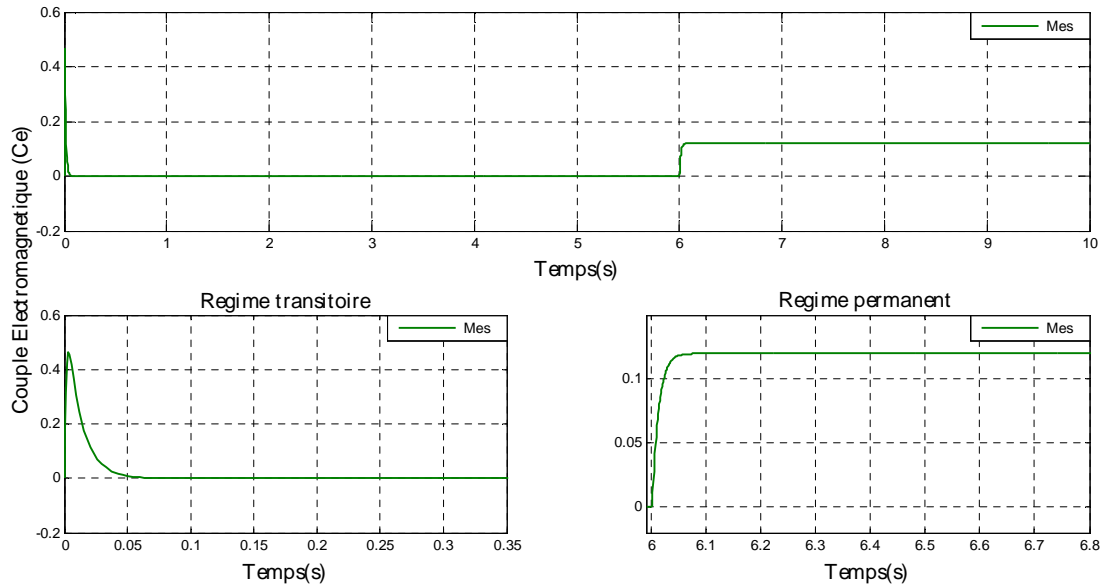


Figure I.26 : Le courant pour les deux régimes transitoire et permanent avec un couple résistant = 0.12 N.m



**Figure I.27 :** Le couple électromagnétique ( $C_e$ ) pour les deux régimes transitoire et permanent avec un couple résistant = 0.12 N.m

### I.3.7-Interprétation des résultats :

En première étape, on a simulé le moteur à courant continu alimenté directement par une tension et sans application du couple de résistance. On remarque que : La réponse est rapide dans le régime transitoire avec absence d'oscillation pour les trois grandeurs du moteur (vitesse, courant et couple). Dès que la machine atteint son régime permanent, sa vitesse de rotation est stable à 400 Rad/s exactement. Aussi, le courant et le couple électromagnétique se stabilisent à une valeur proche de zéro lorsque le moteur à vide avec présence de frottements visqueux. À un certain moment ( $t=6$  s), on applique un couple résistant ( $C_r=0,12$  N.m) sur le MCC, ce qui se traduit par une augmentation du courant et du couple électromagnétique et une diminution de la vitesse de rotation.

### I.4-Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art sur le moteur à courant continu qui établit une généralité sur ce moteur (historique, structure, principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients...). Ensuite, nous avons présenté la modélisation de notre machine qu'est donner par des équations mathématiques électriques et mécanique puis on a abordé sa modélisation pour présenter les résultats de simulation sans et avec l'application du couple résistant( $C_r$ ).

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter l'aspect théorique des trois structures de commande, à savoir : la commande en cascade basée sur des régulateurs PI, commande en cascade basée sur des régulateurs flou type 1 et commande en cascade basée sur des régulateurs flou type 2.



## **CHAPITRE II**

### **L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES PROPOSEES**

## II.1-Introduction :

Les moteurs à courant continu sont largement utilisés dans l'industrie grâce à leur simplicité de contrôle de vitesse. Cependant, leurs performances peuvent être limitées par des non-linéarités et des perturbations. L'utilisation de régulateurs avancés comme le PI (Proportionnel-Intégral) et la logique floue permet de surmonter ces limitations. Dans ce chapitre, nous allons présenter l'aspect théorique des trois structures de commande, à savoir :

- Commande en cascade basée sur des régulateurs PI
- Commande en cascade basée sur des régulateurs flou type 1
- Commande en cascade basée sur des régulateurs flou type 2.

## II.2-Commande en cascade basée sur des régulateurs PI

### II.2.1-Le principe et la structure de commande en cascade

La structure de commande en cascade est un concept utilisé dans divers domaines, notamment en ingénierie et en informatique. En ingénierie, la commande en cascade consiste à superposer plusieurs boucles de régulation pour améliorer la performance du système. Dans le domaine de l'ingénierie électrique, cette structure est souvent utilisée pour contrôler des systèmes complexes tels que les moteurs à courant continu. Elle permet de diviser le contrôle en plusieurs niveaux, chaque niveau agissant sur une partie spécifique du système pour atteindre un objectif global de manière plus efficace.

Un système de régulation en cascade se compose de régulateurs individuels pour chaque variable contrôlée. La variable principale asservie (la vitesse, dans ce cas) est ajustée par la boucle de commande externe. Le signal de sortie du régulateur de vitesse est utilisé comme entrée, c'est-à-dire comme signal de référence, pour le régulateur de la boucle interne (le courant). En restreignant la sortie du régulateur externe de vitesse, la référence de courant est également restreinte, ce qui permet d'obtenir de manière aisée la caractéristique de limitation souhaitée [Bou 00]

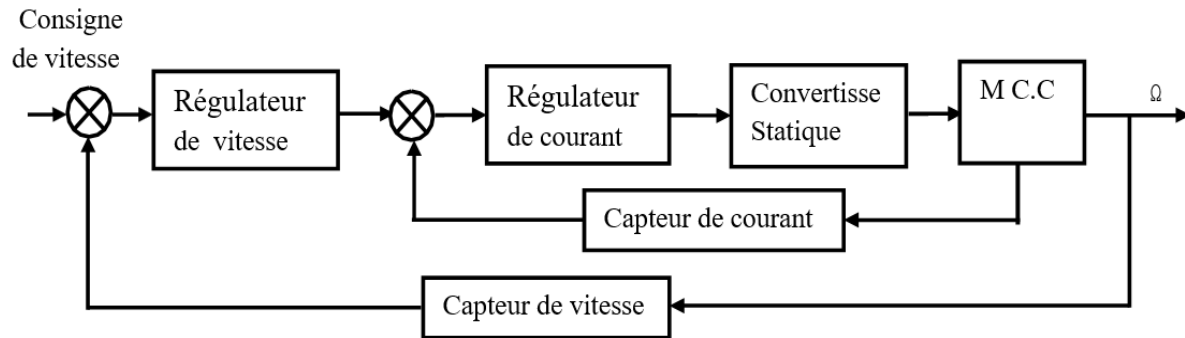


Figure II.1 : Schéma fonctionnel de la régulation en cascade

### II.2. 1.1-Avantages de la structure de commande en cascade

- Chaque variable contrôlée bénéficie d'un régulateur distinct, permettant ainsi l'ajustement optimal de chaque boucle ;
- L'étude, le calcul et la mise en œuvre sont simples et suivent une méthode directe.

### II.2.1.2-Inconvénients de la structure de commande en cascade

- Une réponse relativement lente peut être observée dans la boucle externe si elle englobe un nombre excessif de boucles internes, d fait que la séparation dynamique des boucles requiert un rapport minimal de 2 entre les vitesses de réaction des deux boucles les plus adjacentes.

-En résumé La commande en cascade d'un MCC implique l'utilisation de deux boucles de régulation, l'une pour le courant et l'autre pour la vitesse, assurant un contrôle efficace et précis du système

### II.2.2-La méthode de l'optimum symétrique [Rou 09]

La méthode de l'optimum symétrique est utilisée pour calculer les gains proportionnel et intégral  $K_p$  et  $K_i$  des régulateurs PI. Selon les sources fournies, cette méthode permet de déterminer un point de départ pour les gains du correcteur qui satisfait les exigences de performance du système. Elle est associée à une borne supérieure du gain proportionnel  $K_{pmax}$ , mais la détermination explicite de  $K_{pmax}$  n'est pas explicitement présentée.

### II.2.2.1 – Les avantages de cette méthode

Les principaux avantages de la méthode de l'optimum symétrique sont :

- Réduction du temps de calcul
- Amélioration de la précision des résultats
- Adaptation aux systèmes présentant une symétrie

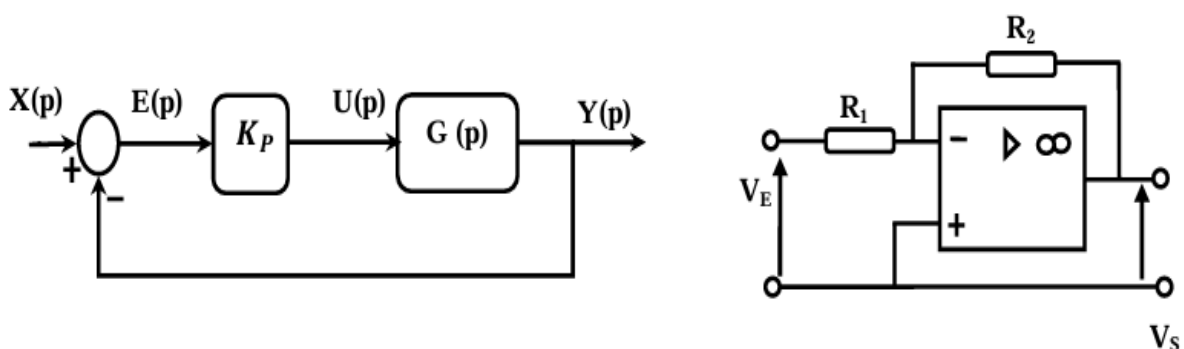
### II.2.3 -Les régulateurs utilisés (P- I- PI)

La régulation implique l'ajustement automatique en temps réel d'une grandeur pour minimiser l'écart entre cette grandeur mesurée et une valeur de consigne, en manipulant une grandeur de commande, indépendamment des perturbations pouvant survenir.

#### II.2.3.1 -Correcteur P, action proportionnelle [Rou 09]

L'action proportionnelle, en agissant de manière instantanée et rapide, corrige tout écart de magnitude à ajuster, ce qui permet de surmonter les grandes inerties du système. Pour réduire l'écart de réglage et accroître la réactivité du système, l'augmentation du gain (ou la diminution de la bande proportionnelle) est envisagée. Toutefois, cette manipulation est contrainte par la stabilité du système.

Le rôle fondamental de l'action proportionnelle est de minimiser l'erreur de réglage. Le recours à un régulateur proportionnel est privilégié lorsque la précision n'est pas une priorité.



**Figure II.2 :** Schéma bloc et électrique d'un régulateur P

Son expression mathématique s'écrit comme suit

$$U(t) = K_p \cdot E(t) \quad \left. \begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = R_2 \end{array} \right\} \Rightarrow G_R(s) = -\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = \frac{R_2}{R_1} = K_p \quad (\text{II.1})$$

-Ce contrôleur se distingue par les caractéristiques suivantes :

- Un gain  $K_p$  inférieur à l'unité, ce qui favorise l'accroissement de la stabilité, toutefois, cela s'accompagne d'une diminution de la précision.
- Un gain  $K_p$  supérieur à l'unité, ce qui permet d'améliorer la précision, mais entraîne simultanément une réduction de la stabilité.

### II.2.3.2- Correcteur I, action intégrale

L'action intégrale, en complément de l'action proportionnelle, vise à éliminer l'erreur résiduelle en régime permanent. Pour accélérer la dynamique du système et réduire son temps de réponse, on réduit l'action intégrale. Cette méthode reste largement préférée du fait de sa conception simple, impliquant un amplificateur, et de sa facilité de mise en œuvre.

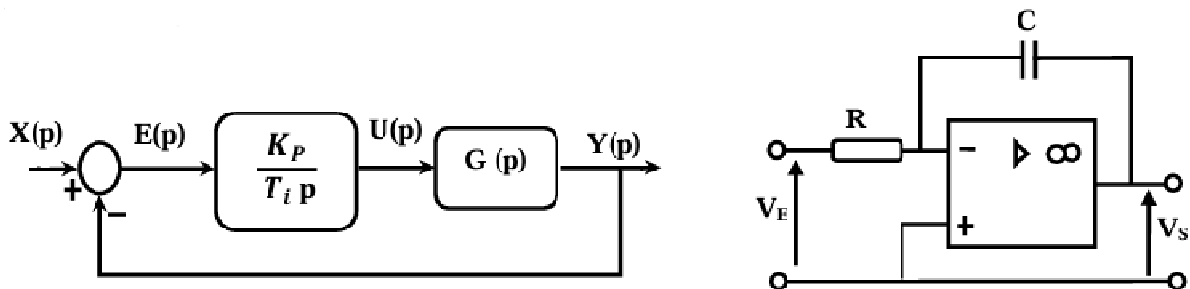


Figure II.3 : Schéma bloc et électrique d'un régulateur I

$$U(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^1 E(t) dt \quad \Rightarrow \quad G_R(s) = -\frac{V_s(s)}{V_e(s)} = \frac{1}{RCS} = \frac{1}{T_i S} \quad (\text{II.2})$$

$T_i$  : Est appelée la constante du temps d'intégration.

L'action intégrale se traduit par une augmentation du gain et une diminution de la phase aux basses fréquences. Lorsque le paramètre  $T_i$  augmente, la contribution de l'intégration diminue, entraînant une réponse plus lente du système aux perturbations. En revanche, si  $T_i$  diminue, le système réagit plus promptement, mais risque de générer un dépassement sur la sortie, qui toutefois converge vers zéro en régime permanent, sans laisser au système le temps de s'amorcer progressivement.

Enfin, un correcteur intégral présente le défaut de saturer facilement si l'erreur ne devient pas nulle.

### II.2.3.3- Correcteur proportionnel-intégrateur (PI) :

Le régulateur PI (action proportionnelle intégrale) consiste en la combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I, visant à améliorer à la fois le régime permanent et le régime transitoire. Le rôle principal de l'action intégrale est d'éliminer l'erreur statique. Toutefois, l'augmentation de l'action intégrale peut induire de l'instabilité. Dans le contexte industriel, l'action I est privilégiée chaque fois que la nécessité d'une précision parfaite, pour des raisons technologiques, se présente, comme dans la régulation de la pression ou de la température dans un réacteur nucléaire. De surcroît, il convient de noter que l'action I agit comme un filtre, ce qui en fait une option pertinente pour le réglage des paramètres très dynamiques, tels que la pression.

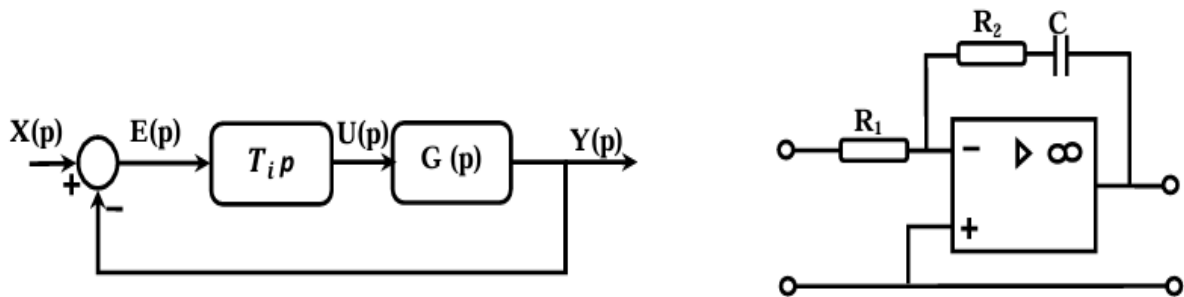


Figure II.4 - Schéma bloc et électrique d'un régulateur PI

$$U(t) = K_p \left( \delta(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^1 E(t) dt \right)$$

$$U(t) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i P} \right)$$

$$\text{Où : } \frac{R_2}{R_1} = K_p R_1 C = T_i :$$

$$\left. \begin{array}{l} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = R_2 + \frac{1}{CS} \end{array} \right\} \Rightarrow G_R(s) = - \frac{V_s(s)}{V_e(s)} = \frac{1 + R_2 CS}{R_1 CS}$$

$$= \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1 CS}$$

La constante d'intégration. On obtient :  $G_R(s) = K_p + \frac{1}{T_i s}$  (II.3)

Où  $K_p$  est la constante proportionnelle et  $T_i$  la constante de l'action intégrale, les constantes précédentes sont ajustables. La constante  $T_i$  ajuste l'action intégrale, tandis qu'un changement de  $K_p$  affecte l'action proportionnelle et l'action intégrale.

### II.2.4-Effets du correcteur 'Proportionnelle-Intégral'

Les objectifs principaux, lors d'un asservissement d'un système, sont :

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

## II.3-Commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 1 :

### II.3.1-Notions fondamentales de la logique floue type1 :

Lotfi Aliasker Zadeh (1921-2017) était un mathématicien, informaticien, ingénieur en électricité, chercheur en intelligence artificielle et professeur émérite en informatique iranien. Il est connu pour avoir fondé la théorie des ensembles flous, la logique floue et les nombres Z, ainsi que la transformée Z. [Teh 18]

Dans cette partie, nous abordons les concepts fondamentaux de la logique floue, débutant par une définition précise de cette dernière en tant que description mathématique d'un processus. Cette description repose sur la théorie des ensembles flous, formulée par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 [Rou 16].

#### II.3.1.1-Les ensembles flous

La notion d'ensemble flou vise à autoriser des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, permettant ainsi à cet élément d'appartenir plus ou moins fortement à cette classe. Contrairement à la définition binaire dans la théorie classique des ensembles, où un élément appartient totalement (1) ou non (0) à une classe, un ensemble flou est défini sur un univers de discours  $X$  et caractérisé par une fonction d'appartenance ( $\mu$ ), prenant des valeurs réelles dans l'intervalle  $[0, 1]$  [Rou16].

#### II.3.2.2 Les fonctions d'appartenance

Une fonction d'appartenance  $\mu$  comprise entre 0 et 1 est associée à un sous-ensemble  $A$  de  $T(X)$  et à une variable  $X$  dont l'ensemble des valeurs possibles est  $T(X)$ . Nous pouvons la désigner comme une fonction d'appartenance ou un coefficient d'appartenance ; elle représente la probabilité que la variable  $X$  ait une qualité associée au sous-ensemble  $A$ . Ce concept est largement utilisé pour traiter mathématiquement des variables linguistiques dans le cadre de la déduction floue par ordinateur.

À chaque valeur de la variable linguistique est attribuée une fonction d'appartenance  $\mu$  laquelle est évaluée pour la variable  $X$  et est définie comme le facteur d'appartenance. Il existe plusieurs formes de fonctions d'appartenance, chacune adaptée à des situations spécifiques et représentant différents degrés de certitude ou d'incertitude dans la modélisation des variables linguistiques [Rou 15].

**a) Fonction triangulaire**

$$\begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

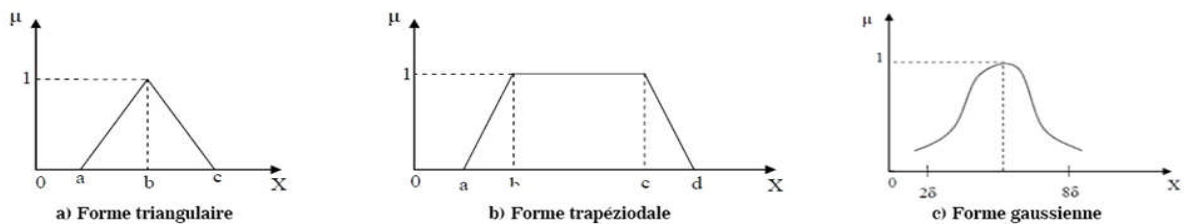
**b) Fonction d'appartenance trapézoïdale**

$$\begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

**c) Fonction d'appartenance gaussienne**

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[ - \left( \frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad -\infty < x < +\infty \quad (\text{II.6})$$

La figure (II.5) représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance



**Figure II.5** : formes des types de fonctions d'appartenance [Fer 11]

### II.3.2.3 Les Caractéristiques d'un sous ensemble flou

Les caractéristiques les plus pertinentes pour décrire un sous-ensemble flou  $A$  de  $U$  sont celles qui illustrent sa différence par rapport aux sous-ensembles ordinaires de  $U$  [Fer 11].

➤ **Support**

Le support de A est l'ensemble des éléments de U qui appartiennent au moins un peu à A.

**Définition :**

Le support d'A, noté  $\text{supp}(A)$ , est la partie de U sur laquelle la fonction d'appartenance d'A n'est pas nulle :

$$\text{Supp}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{II.7})$$

➤ **Hauteur**

La hauteur de A est le plus fort degré avec lequel un élément de U appartient à A

**Définition :**

Le sous-ensemble flou A de U a une hauteur, notée  $h(A)$ , qui est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance :

$$h(A) = \text{Sup} \mu_A(x) \quad (\text{II.8})$$

On utilise souvent des ensembles flous normalisés, c'est-à-dire pour lesquels il existe au moins un élément de U appartenant de façon absolue (avec un degré 1) à A.

Les sous ensemble flous A de U est normalisé si sa hauteur  $h(A)$  est égale à 1.

➤ **Noyau**

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de U typiques de la Propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue à A, dont l'ensemble est nommé le noyau d'A.

**Définition**

Le noyau d'A, noté  $\text{noy}(A)$ , est l'ensemble des éléments de U pour lesquels la Fonction d'appartenance de A vaut 1 :

$$\text{noy}(A) = \{x \in U / \mu_A = 1\} \quad (\text{II.9})$$

➤ **Cardinalité**

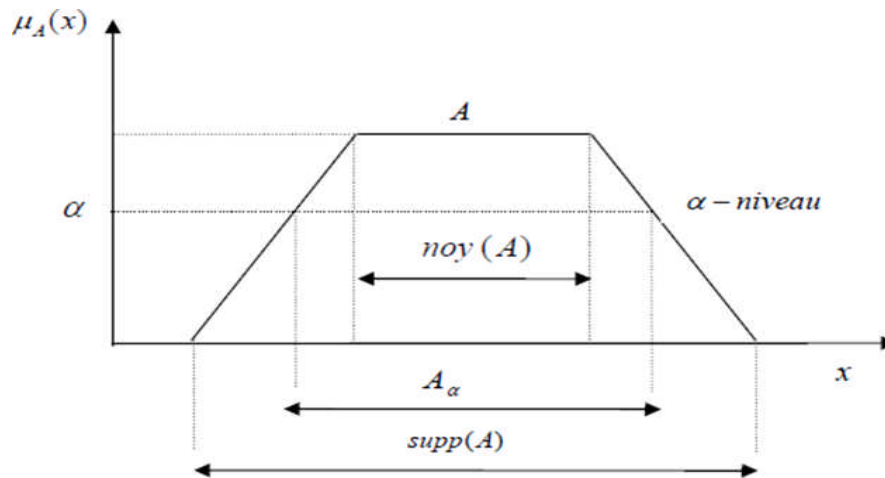
La cardinalité du sous ensemble flou A de U est définie par :

$$|A| = \sum_{x \in U} \mu_A(x) \quad (\text{II.10})$$

Dans la définition classique,  $A$  est un sous-ensemble ordinaire de  $U$  dont la hauteur est égale à 1 ; il est normalisé et identique à son support et à son noyau ; sa cardinalité est le nombre d'éléments qui le composent.

$\alpha$  - **Coupe  $\alpha$**  – coupe  $A_\alpha$  d'un ensemble flou  $A$  est un sous ensemble ordinaire de l'univers de discours  $X$  dont tous ses éléments possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal à  $\alpha$

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad \alpha \in [0,1] \quad (\text{II.11})$$



**Figure II.6 :** Représentation d'un Noyau, Support et  $\alpha$  – coupe d'un ensemble flou.

[Fer 11]

#### II.3.2.4 Variables linguistiques :

Pour le réglage de la vitesse du MCC nous avons choisi comme variables d'entrées [Fer11] :

- **L'erreur (e)** : qui est la différence entre la vitesse de référence et la vitesse de rotation du rotor de la machine.
- **La dérivée de l'erreur ( $\Delta_e$ )** : qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur.
- Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence, vitesse,  $Cem^*$

#### II.3.2.5 les opérateurs de la logique floue :

Les mathématiques développées à partir des ensembles flous sont très similaires aux mathématiques associées à la théorie classiques des ensembles. Les opérateurs somme, intersection et négation existent pour les deux types d'ensembles. [Fer 11].

Les deux types d'ensembles contiennent des opérateurs de somme et de négation. L'addition, la soustraction, la division et la multiplication sont des opérateurs habituels pour deux ou plusieurs ensembles flous. Cependant, la somme et l'intersection sont les deux opérateurs les plus fréquemment employés dans la commande par logique flou [Chi 08].

➤ **Opérateur NON :**

$$c = \bar{a} = NON(a) \quad (\text{II.12})$$

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \quad (\text{II.13})$$

➤ **Opérateur ET**

L'opérateur ET correspond à l'intersection de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cap b$$

Dans le cas de la logique floue, l'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum, qui est appliquée aux fonctions d'appartenance  $\mu_a(x)$  et  $\mu_b(x)$  des ensembles a et b, à savoir :

$$\mu_c = \min \{ \mu_a, \mu_b \} \quad (\text{II.14})$$

Où  $\mu_a, \mu_b, \mu_c$  signifient respectivement le degré d'appartenance à l'ensemble a, b et c. On parle alors d'opérateur minimum.<sup>3</sup>

➤ **Opérateur OU**

L'opérateur OU correspond à l'union de deux ensembles a et b et on écrit :  $c = a \cup b$

Il faut maintenant calculer le degré d'appartenance à l'ensemble c selon les degrés des ensembles a et b. Cela se réalise par la formation du maximum. On a donc l'opérateur maximum. [Fer 11]

$$\mu_c = \max \{ \mu_a, \mu_b \}$$

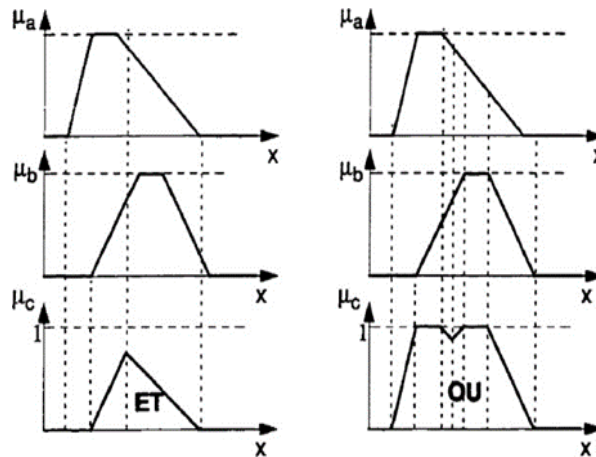


Figure II.7 : opérateurs ET et Ou [CHI 08]

### II.3.2.6 Implication floue :

L'implication floue est un opérateur qui a pour but d'évaluer un degré de vérité d'une règle R sous la forme :

$$\text{Si } x \text{ est } A \text{ alors } y \text{ est } B$$

Cette évaluation est donnée à partir des valeurs de la prémisse et celle de la conclusion.

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_a(x), \mu_b(y)) \quad (\text{II.15})$$

Où I est un opérateur d'implication [Fer 11]

### II.3.3 La Structure d'un contrôleur flou type 01

Un régulateur flou est un système qui repose sur des connaissances spécifiques et qui comprend quatre modules principaux : la fuzzification, la base de règles, le mécanisme d'inférence et la défuzzification, comme illustré dans la figure ci-dessous.

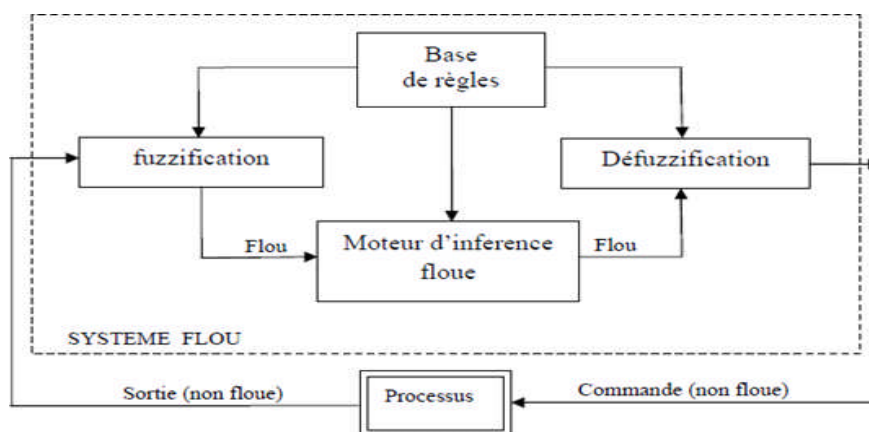


Figure II.8 : Schéma synoptique général d'un système basé sur le régulateur flou type 01

**[Fer 11]****II.3.3.1 Fuzzification**

Le principe de la fuzzification consiste à convertir la grandeur physique d'entrée, qui est numérique, en une grandeur floue utilisée pour activer les règles exprimées par des variables linguistiques associées à des ensembles flous. Le nombre d'ensembles dépend de la résolution et de l'intervention du réglage désiré. Dans la littérature de la commande floue, deux approches de fuzzification sont généralement utilisées : la fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton [Rou 15].

**II.3.3.2 Base des règles**

La base de règles floues contient des règles floues décrivant le comportement du système, constituant ainsi le cœur du régulateur. Elle permet d'exprimer de manière linguistique les variables d'entrée du régulateur vis-à-vis des variables de commande du système.

Une base de règles floues se présente sous forme d'une collection de règles SI- ALORS, structurées comme suit

- **SI** (un ensemble de conditions est rempli).
- **ALORS** (un ensemble d'actions doit être réalisé).

Chaque règle se compose de deux parties distinctes :

- Une partie antécédente, également appelée prémisse ou condition (notée **SI...**), qui donne une description du système.
- Une partie résultat (conclusion), représentée par **ALORS**.

**II.3.3.3 Inférence des règles floues**

L'inférence floue, grâce aux techniques de raisonnement flou, opère une transformation des variables floues issues de la fuzzification. Les règles d'inférence sont appliquées sur ces variables floues afin de créer et déterminer les nouvelles variables floues de sortie. Cette opération se fonde sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenance [ROU 16], [FER 11].

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen).
- Méthode de TakiSugeno.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces méthodes d'inférence

**Tableau II.1** : méthodes d'inférence

<i>Opérateurs flous</i>	<i>Et</i>	<i>Ou</i>	<i>Alors</i>
<i>Méthode d'inférence</i>			
<b>Max-Min</b>	Minimum	Maximum	Minimum
<b>Max-Prod</b>	Minimum	Maximum	Produit
<b>Som-Prod</b>	Produit	Moyenne	Produit

#### II.3.3.4 Défuzzification

La défuzzification représente la dernière étape du processus de commande floue. Elle implique la transformation des informations floues établies par le mécanisme d'inférence, autrement dit la loi de commande, en grandeurs numériques, c'est-à-dire en valeurs physiques concrètes. Cette étape vise à obtenir une commande réelle à partir de la commande exprimée sous forme d'ensemble flou. Les grandeurs ainsi obtenues sont ensuite dénormalisées et appliquées au processus. Plusieurs méthodes de défuzzification sont distinguées dans la littérature [Fer 11], parmi lesquelles :

- La méthode du maximum.
- La méthode de la moyenne des maximas.
- La méthode du centre de gravité.
- La méthode de hauteurs pondérées.

La méthode la plus couramment utilisée demeure celle des centres de gravité.

## II.4.2 Notions fondamentales de la logique floue type 2

Les ensembles flous type-2 sont utilisés pour construire la commande logique floue type-2. Selon le professeur Lotfi Zadeh, ces derniers ont été introduits en 1975 en complément de la structure des ensembles flous basiques (**ensembles flous type 1**). La fonction d'appartenance d'un ensemble flou type 2 est floue, ce qui signifie que le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est flou dans l'intervalle  $[0, 1]$ .

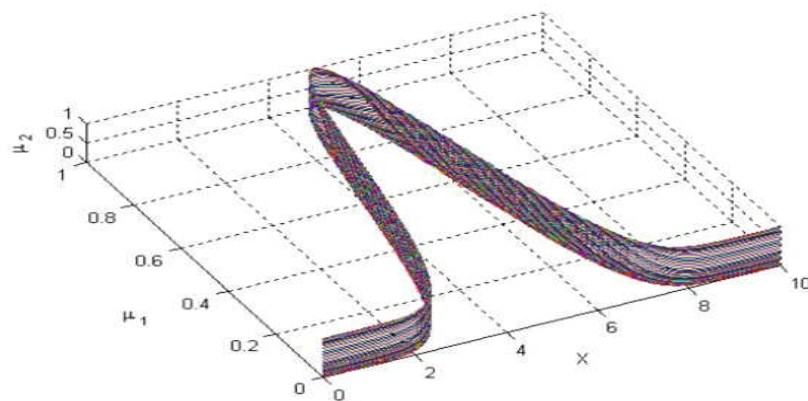
Supposons que les ensembles ordinaires se transforment en ensembles flous. Si nous ne sommes pas en mesure de déterminer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1 nous utilisons les ensembles flous type 1. De manière similaire, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans l'intervalle  $[0, 1]$ , nous utilisons les ensembles flous de type 2. Ainsi, les ensembles flous de type 1 peuvent être considérés comme une approximation de l'incertitude de premier ordre., tandis que les ensembles flous de type 2 sont considérés comme une approximation du deuxième ordre [Her 22] [Her 18].

### II.4.2.1 Représentation d'un ensemble flou type-2

On peut considérer une fonction d'appartenance de floue type2 comme une fonction qui comprend deux variables. Pour chaque valeur  $x$  de l'univers du discours et du degré d'appartenance primaire  $\mu_1$ , nous aurons une appartenance secondaire  $\mu_2$  qui est un nombre ordinaire dans l'intervalle  $[0,1]$ . Donc, on peut définir une fonction d'appartenance par [Lal 20]

$$\mu_2(x, \mu_1) : X * [0,1] \rightarrow [0,1]$$

$X$  : définit l'espace des entrées  $x$ , La représentation en trois dimensions d'un ensemble flou type-2 gaussien est présentée dans la figure suivante :



**Figure II.9** : Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type 2 Gaussien [Lal 20]

### II.4.2.2 Définitions

Un ensemble flou type-2, noté  $\tilde{A}$  est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle,  $\mu_{\tilde{A}} = (x, u)$  c'est-à-dire :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, u) / (x, u) \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{II.16})$$

Avec  $\int$  dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur  $x$  et  $u$

Ou bien :  $0 \leq \mu_{\tilde{A}} = (x, u) \leq 1$

À chaque point fixe  $x$  de  $X$ ,  $J_x$  est l'appartenance primaire de  $x$ , et  $x$  est appelé variable primaire.

A chaque valeur de  $x$ , notée  $x = \hat{x}$ , le plan 2 dimensionne l dont les axes son  $u$  et  $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ , est appelé tranche verticale (vertical slice) de  $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ . Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de  $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ .

Alors pour  $x \in X$  et  $\forall u \in J_x \subseteq [0,1]$  on a :

$$\mu_{\tilde{A}}(x = \hat{x}, u) \cong \mu_{\tilde{A}}(x) = \int_{u \in J_x} f_x(\mu) / u \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{II.17})$$

Avec  $0 \leq f_x(\mu) \leq 1$  Puisque  $\forall x_2$ , ce  $x_2$  va appartenir à  $X$ , c-à-d  $\hat{x} \in X$ , alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par  $\mu_{\tilde{A}}(x)$  qui est une fonction d'appartenance flou type1. En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c-à-d, en utilisant l'équation (II,15) on peut écrire  $\tilde{A}$  sous la forme suivante :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu_{\tilde{A}}(x)) / \forall x \in X\} \quad (\text{II.18})$$

Ou comme

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[ \int_{u \in J_x} f_x(\mu) / u \right] / x \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{II.19})$$

On représente sur la figure (II.12) les grandeurs floues déjà expliqués, voir. Le domaine de la fonction d'appartenances secondaire est appelé appartenance primaire de  $x$  noté  $J_x$  telle que

$$J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$$

L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelée degré d'appartenance secondaire noté  $f(u)$

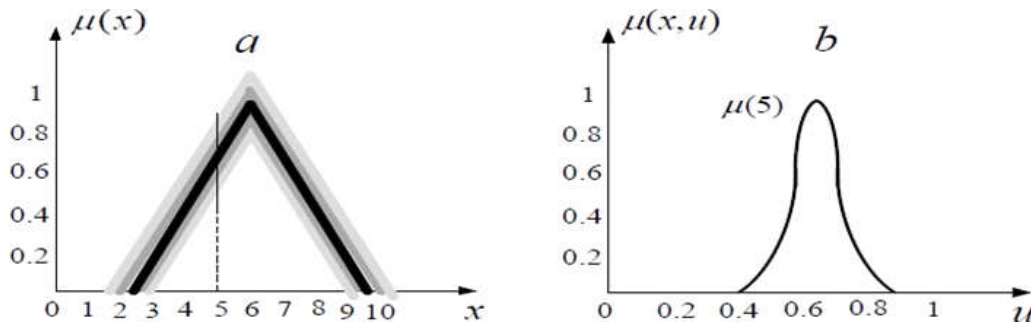
Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont toutes les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de forme intervalles

$$c.\text{-à-d. } f_x(u)=1, \forall u \in J_x \subseteq [0,1] \forall x \in X \quad (\text{II.20})$$

Les ensembles flous type-2 intervalle témoignent de l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus fréquemment employé dans les systèmes flous type-2. Il convient de noter que ce type de fonctions d'appartenance est représenté uniquement par ses domaines (intervalles), lesquels peuvent être exprimés en termes de bornes [khe 11], [Eyo 18], [Her 20] gauches et droites  $[l, r]$  ou par leurs centres et largeurs

$$[c - s, c + s] \text{ où}$$

$$c = (l+r) / 2 \text{ et } s = (r - l) / 2$$



**Figure II.10 :** Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien [Lal 20]. (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

Si chaque fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou type-2 a un seul degré d'appartenance unitaire. On définit alors une fonction d'appartenance principale comme l'union de tous ces points :

$$u_{prin}(x) = \int_{x \in X} u / x \quad f_x(x)=1 \quad (\text{II.21})$$

La fonction d'appartenance principale est définie pour un ensemble flou type-2 intervalle comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la fonction d'appartenance primaire. Il convient de souligner que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance est disparue, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit à la fonction d'appartenance principale.

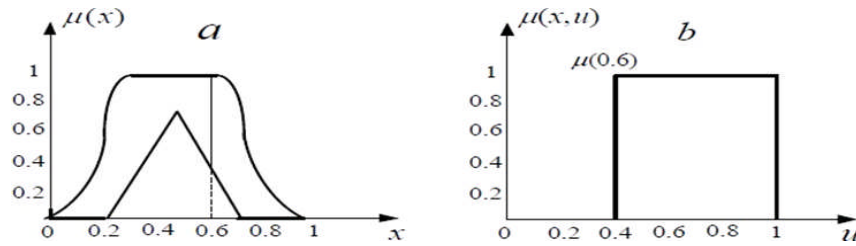


Figure II. 11 : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle [LAL 20].

(a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

- Dans un ensemble flou type-2  $\tilde{A}$ , l'incertitude est exprimée par une région bornée appelée « Foot print Of Un certainty »  $FOU$ . C'est l'union de toutes les appartenances primaires :
 
$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \tag{II.22}$$

- Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure sont des fonctions d'appartenance de type-1 et sont les frontières du FOU d'un ensemble flou  $\tilde{A}$  type-2.
- La fonction d'appartenance supérieure sera notée par  $u_{\tilde{A}}(x)$  " $\hat{X}$ ", et la fonction d'appartenance inférieure sera notée par  $u_{\tilde{A}}(x)$  " $\hat{X}$ ". alors nous avons

$$\overline{u_{\tilde{A}}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \tag{II.23}$$

$$\underline{u_{\tilde{A}}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \tag{II.24}$$

### II.4.3 Structure d'un contrôleur flou type 2

Un système flou est qualifié de type-2 s'il intègre au moins un ensemble flou de type-2 dans les fonctions d'appartenance qui définissent ses prémisses ou ses conséquences. La structure du contrôleur flou de type-2 est similaire à celui classique, à la différence notable qu'elle utilise un réducteur de type pour convertir les ensembles flous de type-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous de type-1 avant la phase de défuzzification. Ainsi, dans le cas des systèmes flous de type-2, le bloc de défuzzification est précédé d'un bloc de réduction de type. Dans le cas du type-1, le bloc de défuzzification est précédé d'un bloc réduction de type

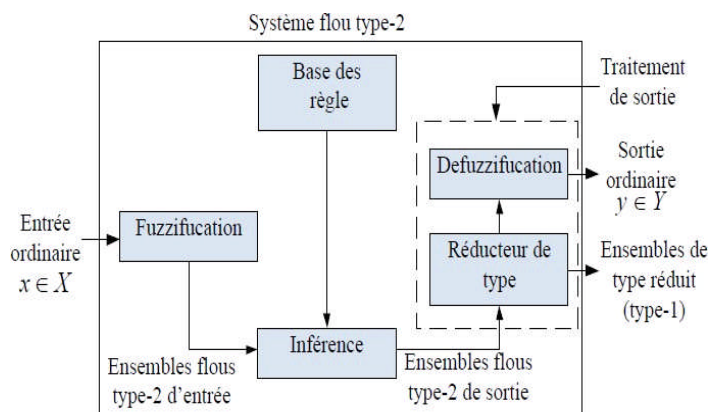


Figure II.12 : Structure générale d'un contrôleur flou type 2[LAL20]

### II.4.3.1 Fuzzification

Contrairement à la fonction d'appartenance floue de type-1, la fonction d'appartenance floue de type-2 attribue plusieurs degrés d'appartenance à chaque entrée, permettant ainsi une meilleure représentation de l'incertitude. Cette représentation offre la possibilité de prendre en compte les éléments négligés par le flou type-1 [Lou 16], [Lal 20].

Dans cette mémoire seule la fuzzification de type gaussien sera utilisée

### II.4.3.2 Base des règles

La structure des règles reste exactement la même dans le cas des systèmes flous de type-1. La première règle dans un système flou de type-2 se présente sous la forme suivante [Her 18] :

$$" R^1 : \text{si } x_1 \text{ est } \widetilde{F}_1^1 \text{ et } x_2 \text{ est } \widetilde{F}_2^1 \text{ et } \dots \text{ et } x_p \text{ est } \widetilde{F}_p^1 \text{ alors } y_p \text{ est } \widetilde{G}^1 " \quad (\text{II.25})$$

Où les  $x_i$  sont des entrées,  $\widetilde{F}_i^1$  sont des ensembles flous de type 2 correspondant à l'entrée du système flou  $x_i$   $i = 1, \dots, p$ ,  $y$  est la sortie et  $\widetilde{G}^1$  est l'ensemble conséquent [Lal 20].

### II.4.3.3 Mécanisme d'inférence

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles flous pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée ( $x = x_1, x_2, x_3, \dots, x_p$ ) la sortie scalaire  $y$

- La première étape de l'opération d'inférence floue consiste à calculer l'intervalle d'activation associé au premier ensemble flou de sortie. (II.26)
- La première étape de l'opération d'inférence floue consiste à calculer l'intervalle d'activation associé au premier ensemble flou de sortie.

$$F^1(x) = \prod_{i=1}^p \mu_{\widetilde{F}_i^1}(x) \quad (\text{II.26})$$

Ensuite, si on note par  $\widetilde{B}$  l'ensemble flou de sortie correspondant à la composition de la 1<sup>er</sup> règle  $\widetilde{R}^1$  l'ensemble flou d'entrée  $\widetilde{X}$ , l'ensemble  $F^1(X)$  est combiné avec l'ensemble flou conséquent  $\widetilde{G}^1$  de la 1<sup>er</sup> règle à l'aide de l'opérateur-norme choisie  $\cap$  pour obtenir l'ensemble flou de sortie correspondant à la 1<sup>er</sup> règle :

$$\mu_{\widetilde{B}^1}(y) = \mu_{\widetilde{G}^1}(y) \cap \mu_{\widetilde{F}_1^1}(x') \quad (\text{II.27})$$

En utilisant une fuzzification gaussien, c'est-à-dire le degré d'appartenance pour l'ensemble flou  $\widetilde{B}$  n'a une valeur qui est unitaire que lorsque  $x = x'$  donc :

$$\mu_{\widetilde{B}^1}(y) = \mu_{\widetilde{G}^1}(y) \cap \prod_{i=1}^p \mu_{\widetilde{F}^1}(x_i) \quad (\text{II.28})$$

Comme seulement les ensembles flous type 2 intervalle sont utilisés et l'opération t-norme produit est mise en œuvre, alors l'intervalle d'activation associé au 1<sup>er</sup> ensemble flou de sortie est l'ensemble flou type-1 intervalle défini par :

$$F^1(x) = | f^1(x), \overline{f^1}(x) | \quad \text{Avec} \quad (\text{II.29})$$

$$\underline{f^1} = \underline{\mu_{\widetilde{F}_1^1}(x_1)} * \underline{\mu_{\widetilde{F}_2^1}(x_2)} * \dots * \underline{\mu_{\widetilde{F}_p^1}(x_p)} \quad \text{et} \quad \overline{f^1} = \overline{\mu_{\widetilde{F}_1^1}(x_1)} * \overline{\mu_{\widetilde{F}_2^1}(x_2)} * \dots * \overline{\mu_{\widetilde{F}_p^1}(x_p)}$$

Les termes  $\underline{\mu_{\widetilde{F}_i^1}(x_i)}$  et  $\overline{\mu_{\widetilde{F}_i^1}(x_i)}$  sont respectivement des degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs à  $\mu_{\widetilde{F}_i^1}(x_i)$  [LAL 20].

#### II.4.3.4 Réduction de type

Étant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou de type-2, il est nécessaire de réduire son type avant l'étape de défuzzification pour pouvoir l'utiliser afin de générer une sortie réelle. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous de type-1 et ceux de type-2.

L'expression de l'ensemble flou type- $GC_{\widetilde{A}}$  réduit par la méthode des centres d'ensembles est donnée par :

$$\text{Où } GC_{\widetilde{A}} = \int_{z_1 \in Z_1} \dots \int_{z_n \in Z_n} \int_{w_1 \in W_1} \dots \int_{w_n \in W_n} \cdot \frac{[T_{i=1}^n u_z(Z_i) * T_{i=1}^n u_w(Z_i)]}{\frac{\sum_{i=1}^n Z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i}} \quad (\text{II.30})$$

$n$  Puis

$i$  est un

ensemble type-1 intervalle, ce qui se traduit par  $\mu_z(Z_i) = \mu_w(Z_w)$ . L'équation peut être réécrite

$$GC_{\widetilde{A}} = \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \dots \int_{y^M \in [y_l^M, y_r^M]} \dots \int_{f^1 \in [\underline{f^1}, \overline{f^1}]} \dots \int_{f^M \in [\underline{f^M}, \overline{f^M}]} \frac{1}{\frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i}} \quad (\text{II.31})$$

Aussi, étant donné que chaque ensemble dans l'équation (II.31) est un ensemble type-1 intervalle, alors  $GC_{\widetilde{A}}$  est aussi un ensemble type-1 intervalle et donc son domaine est un intervalle situé sur l'axe des réels

$$GC_{\widetilde{A}} = [y_l(x), y_r(x)] \quad (\text{II.32})$$

### II.4.3.5 Défuzzification

Le type réduit sera déterminé par ses deux points extrêmes, à droite et à gauche, respectivement  $y_l$  et  $y_r$ . En appliquant le centre de gravité au type réduit selon les algorithmes de Karnik-Mendel, la sortie numérique sera donnée par :

$$Y(x) = \frac{y_l(x) + y_r(x)}{2} \quad (\text{II.33})$$

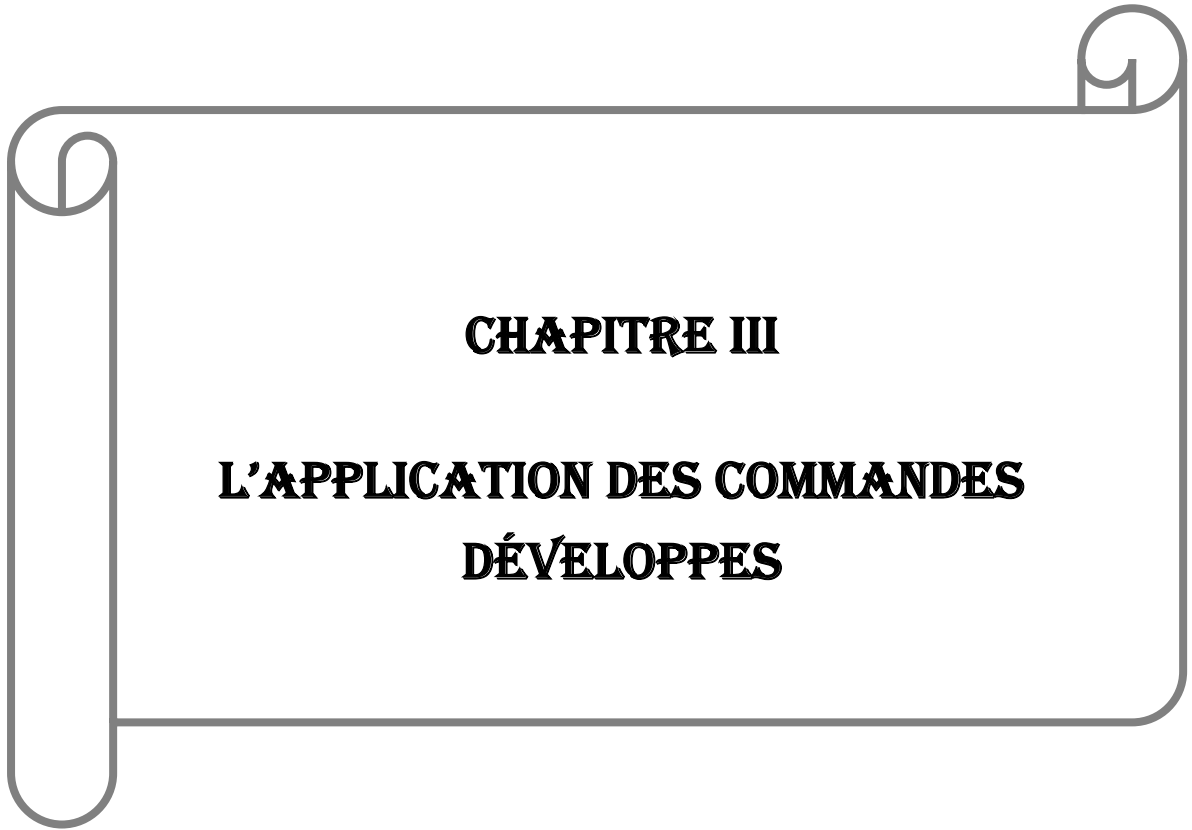
Avec :

$$y_l(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i y_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i} \quad \text{et} \quad y_r(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i y_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i}$$

Où  $f_l^i, f_r^i$  désignent le degré d'activation (soit  $\underline{f}_l^i$  ou  $\overline{f}_l^i$ ) contribuant au point extrême de gauche  $y_l$  et (soit  $\underline{f}_r^i$  ou  $\overline{f}_r^i$ ) contribuant au point extrême de gauche  $y_r$  [Lal 20].

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la connaissance de l'aspect théorique des structures de commande développées sur notre moteur. Nous avons commencé par la théorie de la commande en cascade basée sur des régulateurs PI (proportionnel-intégrateur), où nous avons présenté la théorie de cette dernière à savoir : le principe et la structure de commande en cascade, la méthode de l'optimum symétrique dans le but d'extraire les gains ( $K_p, K_i$ ). Après, nous avons étudié en profondeur les caractéristiques des régulateurs (**P, I, PI**) afin d'en déduire les effets du correcteur 'Proportionnelle-Intégral' par rapport à d'autres régulateurs. En deuxième lieu, nous nous sommes intéressés à la Commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 1: pour améliorer les performances de ce système, nous nous sommes intéressés à la théorie de la logique floue type1, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type1 à savoir : l'ensemble flou, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, la structure composée des notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification, et les opérateurs employés dans ce type de logique; Enfin et en troisième lieu, nous sommes intéressés à la théorie de la logique floue type 2, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type 2 pour exposer la structure de cette commande qui est la plus utilisée pour contrôler notre moteur. Dans le chapitre qui suit, l'application de ces commandes sur notre moteur à courant continue.



## **CHAPITRE III**

# **L'APPLICATION DES COMMANDES DÉVELOPPES**

### III.1-Introduction

Après la présentation théorique des trois structures de commandes proposées dans le chapitre précédent, à savoir : Commande en cascade basée sur des régulateurs PI, la commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 1 et la commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 2, nous allons appliquer ces commandes sur notre moteur à courant continu pour contrôler et améliorer la qualité d'énergie mécanique produite et assuré la protection contre l'intensité de courant électrique

L'objectif de ce chapitre est de développer ces trois structures de commande pour garder instantanément un contrôle de la vitesse de notre moteur et pour améliorer la qualité de conversion d'énergie convertie par la MCC

### III.2 -Application de la commande en cascade basée sur des régulateurs PI

Cette structure de commande basée sur des régulateurs PI : l'interne pour le réglage du courant d'induit inférieur la valeur nominal (qui doit être la plus rapide), et l'externe pour le réglage de la vitesse de rotation a valeur désirée, pour le calcul de les gains de convertisseur utilisé, le calcul les gains des capteurs de courant et de vitesse, gains des régulateurs on utilise le plus souvent une méthode particulière : la méthode de l'optimum symétrique,

#### III.2.1 -Calcule les gains de la fonction de transfert du convertisseur utilisé (hacheur)

La fonction de transfert du convertisseur statique (hacheur) est : 
$$\frac{G_H}{1+T_H p} \quad (III.1)$$

$G_H$ : Gain d'hacheur :  $T_H$ : Constant de temps d'hacheur (Temps de retard à l'amorçage)

$G_H =$  (la tension d'alimentation de l'hacheur / la tension d'alimentation de commande)

$$G_H = 24v / 5v = 4.8 ; \text{ Avec } T_H = \frac{1}{2} T = \frac{1}{2F} = \frac{1}{2 \times 1000} = 0.0005 \quad (III.2)$$

$$\text{Donc la fonction de transfert de l'hacheur est : } \frac{4.8}{1+0.0005p} \quad (III.3)$$

#### III.2.2 -Calcule les gains des capteurs de courant et de la vitesse utilisés

Les commandes de moteur nécessitent des mesures, et donc des capteurs, sauf dans certains cas particuliers où des performances limitées sont acceptables et où l'on souhaite

économiser des composants. Les variateurs de vitesse intègrent généralement des capteurs de courant et de vitesse. Pour les commandes en position, un capteur supplémentaire est requis.

Plusieurs catégories de capteurs sont fréquemment utilisées

- Les capteurs résistifs (résistances peu inductives) sont placés en série sur le circuit d'induit. La mesure n'est pas isolée galvaniquement de la puissance, sauf si l'on utilise un étage d'isolement.
- Les sondes à effet Hall sont utilisées pour les capteurs les plus performants (isolation galvanique, bande passante élevée).
- Les sorties de tous ces capteurs sont des tensions, et leurs gains que nous noterons  $K_c$ , sont homogènes à des

### III.2.1.1 Calcul des gains de la fonction de transfert du capteur de courant

Il est déterminé d'après la formule suivante :  $G_{ci}(p) = K_{cc} \frac{1}{1+\tau_{cc}p}$  (III.4)

Avec  $K_{cc}$ : Gain de capteur du courant

$\tau_{cc} = 0,005s$ : Constante de temps du capteur du courant.

$$K_{cc} = \frac{U}{I} = \frac{5}{2,5 \cdot 2} = 1 \quad (III.5)$$

Avec  $U$  : Tension d'alimentation de commande.

$I$ : Admissible d'induit.

Donc la fonction de transfert du capteur du courant est :  $\frac{1}{1+0.005p}$  (III.6)

La fonction de transfert du capteur de courant est:

$$G_{ci}(p) = K_{cc} \frac{1}{1 + \tau_{cc}p} = \frac{1}{1 + 0.005p} \quad (III.7)$$

### III.2.1.2 Calcul des gains de la fonction de transfert du capteur de la vitesse

Deux catégories de capteurs sont utilisées.

- La génératrice Tacky métrique est le capteur analogique le plus caractéristique, une petite machine à courant continu qui produit une tension de sortie proportionnelle à la vitesse. On peut observer le gain de ce capteur en utilisant le symbole  $K_{cv}$ .

- En réalité, les capteurs incrémentaux sont des capteurs de position ; la vitesse est déduite en comptant les impulsions pendant un certain temps ou en mesure du temps entre deux impulsions.

En basse vitesse, ces deux types de capteurs perdent leur précision. En utilisant  $K_{cv}$ , on obtient le gain du capteur de vitesse (Tacky génératrice) de la manière suivante :

- La tension de sortie du capteur de vitesse doit être égale à 5V quand la vitesse est maximale

$$K_{cv} = \frac{U_{cm-max}}{W_{max}} = \frac{5}{314} = 0.016 \quad (\text{III.8})$$

### III.2.3 - Calcule les gains des régulateurs de courant et de la vitesse utilisés

#### III.2.3.1 Calcul les gains de la fonction de transfert du régulateur de courant

$$F_i(p) = \frac{K_{Rc}K_{cc}G_H}{R \tau_{Rc}p} \frac{1 + \tau_{Rc} p}{(1 + T_H p)(1 + \tau_e p)(1 + \tau_{cc} p)} \quad (\text{III.9})$$

$$F_i(p) \approx \frac{K_{Rc}K_{cc}G_H}{R \tau_e \tau_{Rc}} \frac{1 + \tau_{Rc} p}{p^2 [1 + (T_H + \tau_{cc}) p]} \quad (\text{III.10})$$

L'approximation est conforme au modèle standard et on peut appliquer les résultats de la méthode de l'optimum symétrique. On choisit le coefficient d'avance de phase ( $a_i$ ) et obtient

$$K_{Rc} = \frac{1}{\sqrt{a_i}} \frac{R \tau_e}{G_H K_{cc}} \frac{1}{T_H + \tau_{cc}} \quad (\text{III.11})$$

$$\tau_{Rc} = a_i (T_H + \tau_{cc}) \quad (\text{III.12})$$

$$\omega_{COi} = \frac{1}{\sqrt{a_i} (T_H + \tau_{cc})} \quad (\text{III.13})$$

$$K_{Rc} = \frac{1}{\sqrt{4}} \frac{2.6 * 0.001}{4.8 * 1} \frac{1}{0.0005 + 0.005} = 0.05 \quad (\text{III.14})$$

$$\tau_{Rc} = 4(0.0005 + 0.005) = 0.022 \quad (\text{III.15})$$

$$\omega_{COi} = \frac{1}{\sqrt{4} (T_H + \tau_{cc})} \quad (\text{III.16})$$

$a_i = 4$  : Le coefficient d'avance de phase de courant.

La pulsation de coupure vaut alors :

$$\omega_{COi} = \frac{1}{\sqrt{4} (0.0005 + 0.005)} = 90.91 \quad (\text{III.17})$$

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{K_i + K_p p}{p} = k \frac{1 + \tau p}{\tau p} = \frac{k + k \tau p}{\tau p} \Rightarrow K_i = \frac{k}{\tau} \quad \text{et} \quad K_p = k$$

Les gains de régulateur utilisé pour réglée le courant

$$K_{ic} = \frac{K_{Rc}}{\tau_{Rc}} \quad \text{et} \quad K_{pc} = K_{Rc} \quad \Rightarrow \quad K_{ic} = \frac{0.05}{0.022} = 2.27 \quad \text{et} \quad K_{pc} = 0.05$$

### III.2.3.2 Calcul les gains de la fonction de transfert du régulateur de vitesse

$$F_n(p) = \frac{K_{Rv} k K_{cv}}{\tau_{Rv} j k_{cc}} \frac{1}{p^2} \frac{1 + \tau_{Rv} p}{1 + \left(\frac{p}{\omega_{c0i}}\right)} \quad (\text{III.18})$$

Grâce à l'approximation faite sur la boucle de courant et le choix du coefficient d'avance de phase av on utilise les formules de la méthode de l'optimum symétrique suivantes pour calculer les paramètres du régulateur :

$$\tau_{Rv} = \frac{a_v}{\omega_{c0i}} \quad (\text{III.19})$$

$$K_{Rv} = \frac{1}{\sqrt{a_v}} \frac{j K_{cc}}{k K_{cv}} \omega_{c0i} \quad (\text{III.20})$$

$a_v = 4$  : Le coefficient d'avance de phase de vitesse.

$$\tau_{Rv} = \frac{4}{90.91} = 0.0044 \quad (\text{III.21})$$

$$K_{Rv} = \frac{1}{\sqrt{4}} \frac{0.0000177 * 1}{0.06 * 0.016} 90.91 = 0.84 \quad (\text{III.22})$$

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{K_i + K_p p}{p} = k \frac{1 + \tau p}{\tau p} = \frac{k + k \tau p}{\tau p} \Rightarrow K_i = \frac{k}{\tau} \quad \text{et} \quad K_p = k$$

Les gains de régulateur utilisé pour réglée la vitesse

$$K_{iv} = \frac{K_{Rv}}{\tau_{Rv}} \quad \text{et} \quad K_{pv} = K_{Rv} \quad \Rightarrow \quad K_{iv} = \frac{0.84}{0.0044} = 190.91 \quad \text{et} \quad K_{pv} = 0.84$$

III.2.3 -Schéma fonctionnel de la régulation en cascade basée sur des régulateurs PI.

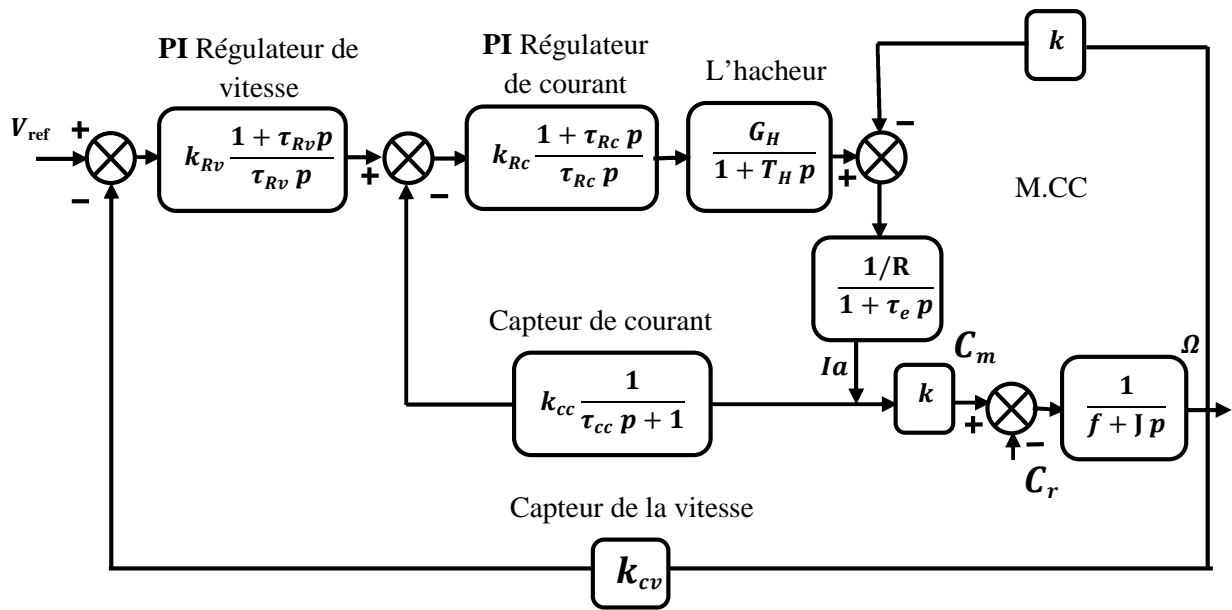


Figure III.1: Schéma bloc de la commande en cascade basée sur des régulateurs PI

III.2.1.3 - Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande en cascade basée sur des régulateurs PI appliquée sur la MCC. Cette application est réalisée dans les conditions suivantes : Le moteur à courant continu est alimentée pour entraîner à une vitesse de référence égale à 312.5 Rad/s (échelon de consigne) avec une application de couple résistant  $C_r = 0.12$  N.m (échelon de couple de résistance) à l'instant  $t = 6$  s.

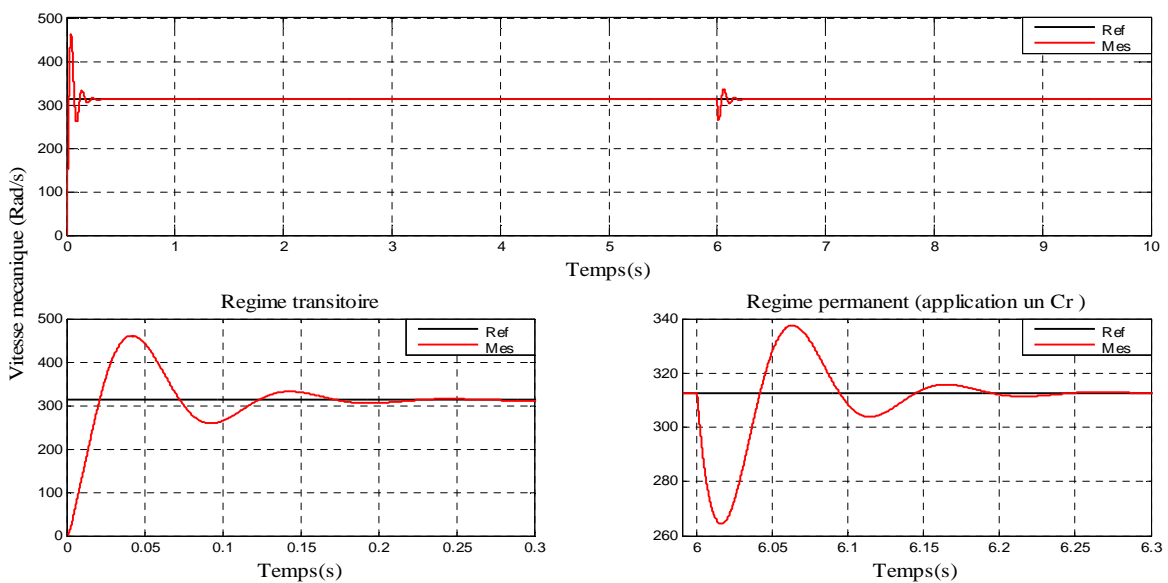
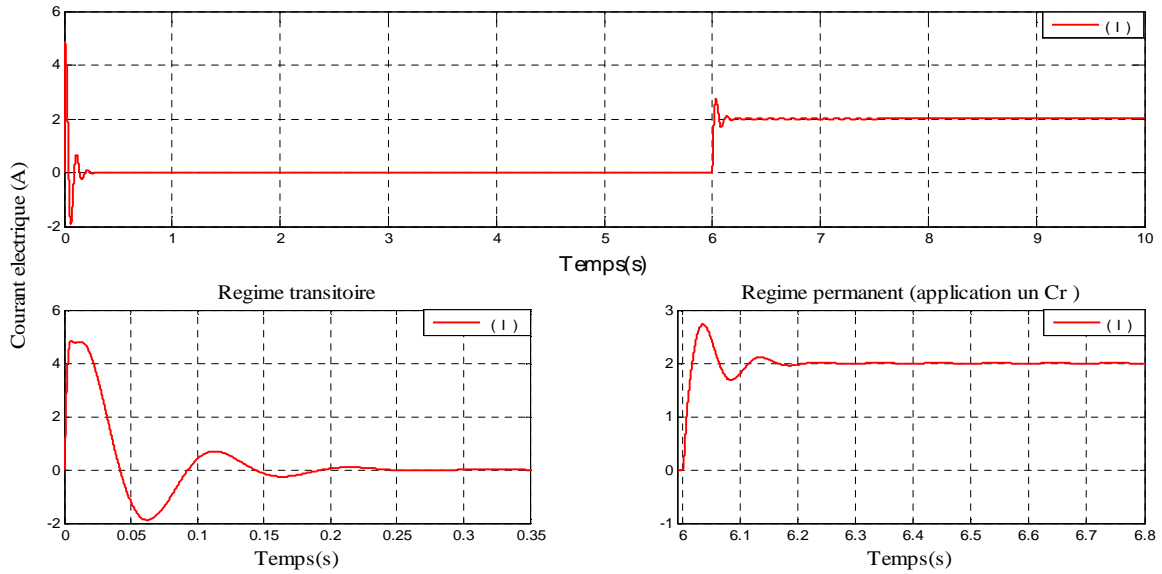
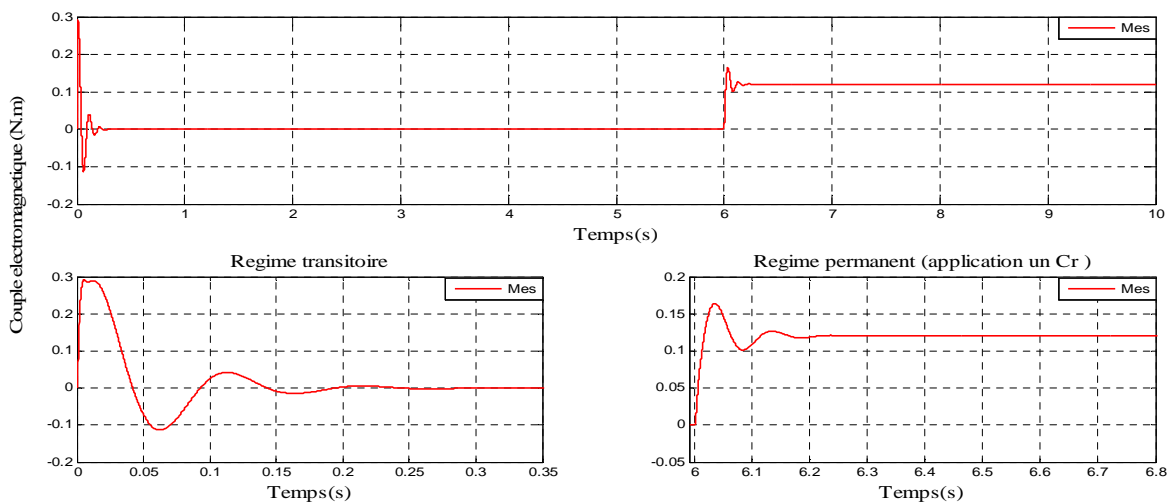


Figure III.2 : Vitesse mécanique produite pour la commande en cascade (PI)



**Figure III.3 :** Courant d'induit pour la commande en cascade (PI)



**Figure III.4 :** Couple électromagnétique pour la commande en cascade (PI)

### III.2.1.4 – Interprétation des résultats

Après les résultats obtenus à partir de la figure III.2, III.3, III.4, on observe que

- Une augmentation progressive de la vitesse pour atteindre sa valeur de référence avec un dépassement pour sa référence.
- L'application de la couple résistant  $C_r$  à l'instant  $t = 6s$ , la vitesse mécanique présente une diminution de la vitesse et une regagne rapide avec dépassement de la vitesse pour sa référence

- Pour le courant et le couple électromagnétique, on remarque qu'il subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

### III.3- Application de la commande en cascade basée sur des régulateurs flou type 1

Pour appliquer la commande floue type 1 sur notre moteur, on va utiliser la même structure de la commande en cascade, mais on va changer des régulateurs PI par des régulateurs flous type 1 respectivement.

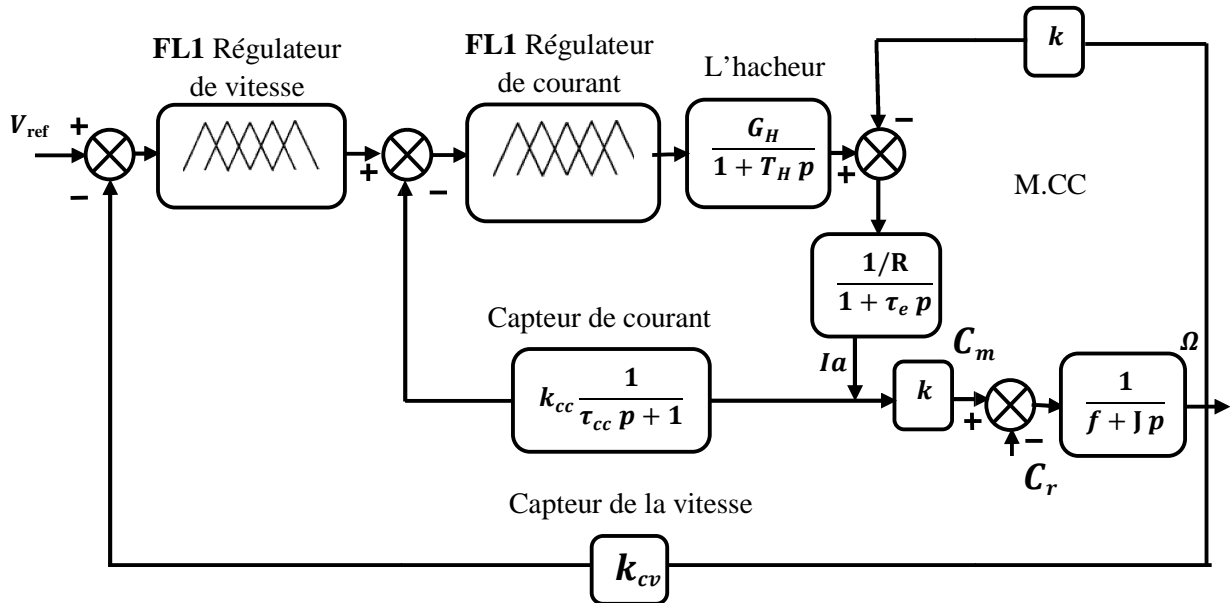


Figure III.5: Schéma bloc de la commande en cascade basée sur des régulateurs flou type 1

#### III.3.1 –Structure de base d'un contrôleur flou type 1 utilisée

Pour les systèmes mono variables simples, la plupart des contrôleurs flous sont constitués des entrées du contrôleur flou, qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (la traduction de la dynamique du système). La plupart des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme illustré dans la figure ci-dessous.

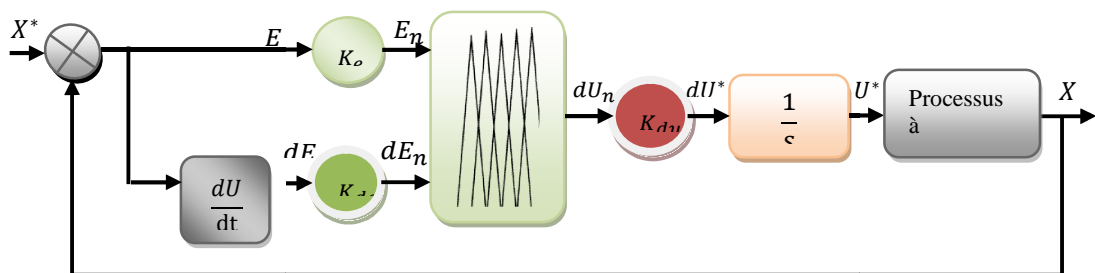
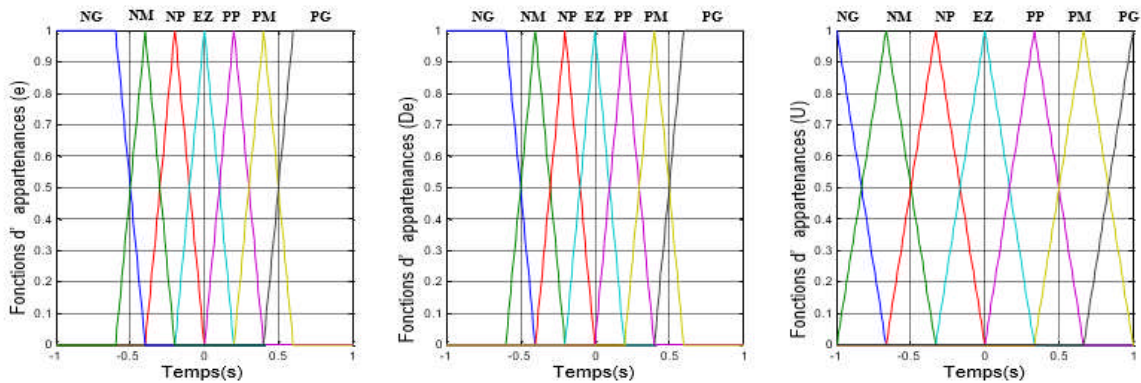


Figure III.6: Structure de base d'un contrôleur flou type 1

### III.3.2 Les fonctions d'appartenance

Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance de bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation, nous avons opté pour les formes triangulaires avec des cotés trapézoïdale, et pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance de bloc de défuzzification de la variation de la commande, nous avons opté pour les formes triangulaires. Les deux blocs sont représentés comme suit:



a) L'erreur

b) Dérivé de L'erreur

c) La commande

Figure III.7: Les fonctions d'appartenance pour (e), ( $\Delta e$ ), et ( $\Delta u$ )

### III.3.3- La table des règles de décision

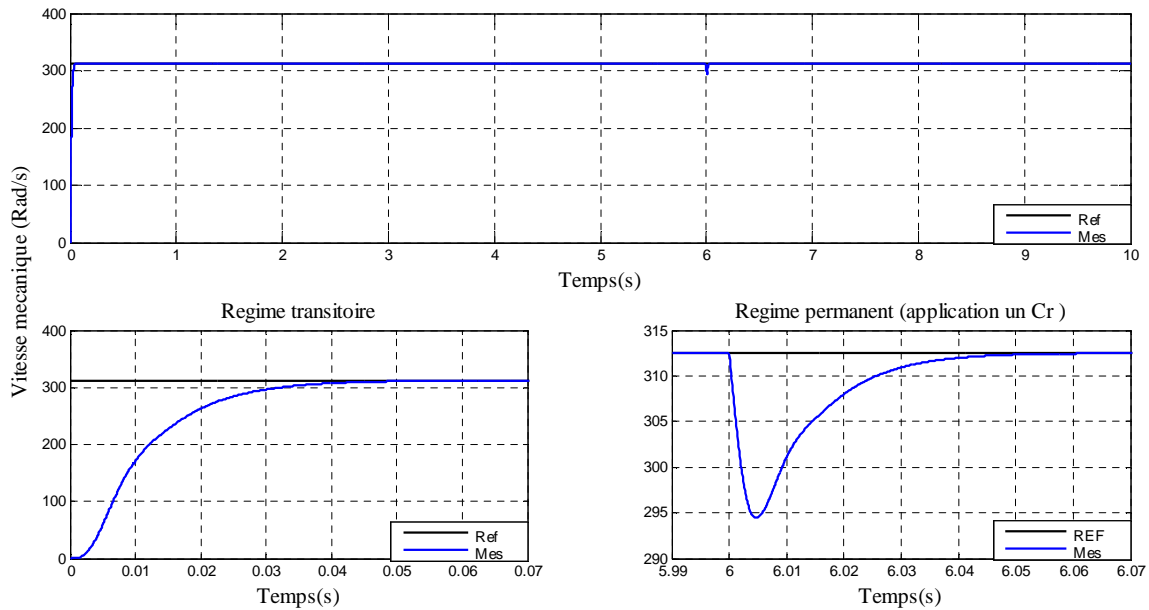
Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau suivant :

Tableau III.1: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type 1

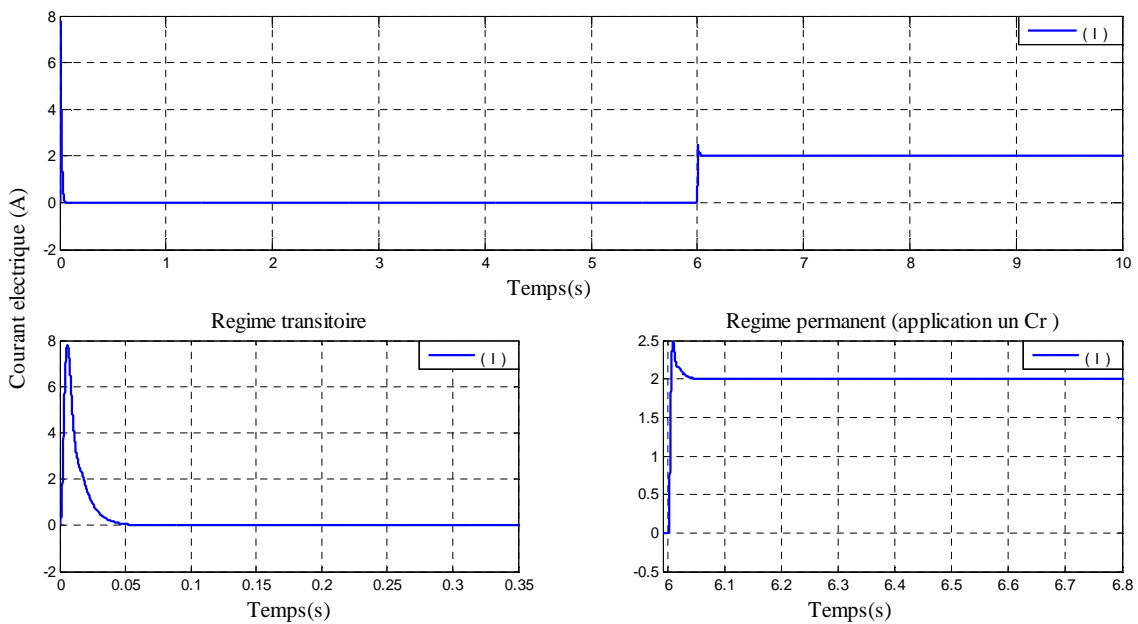
La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

### III.3.4- Résultats de simulation numérique

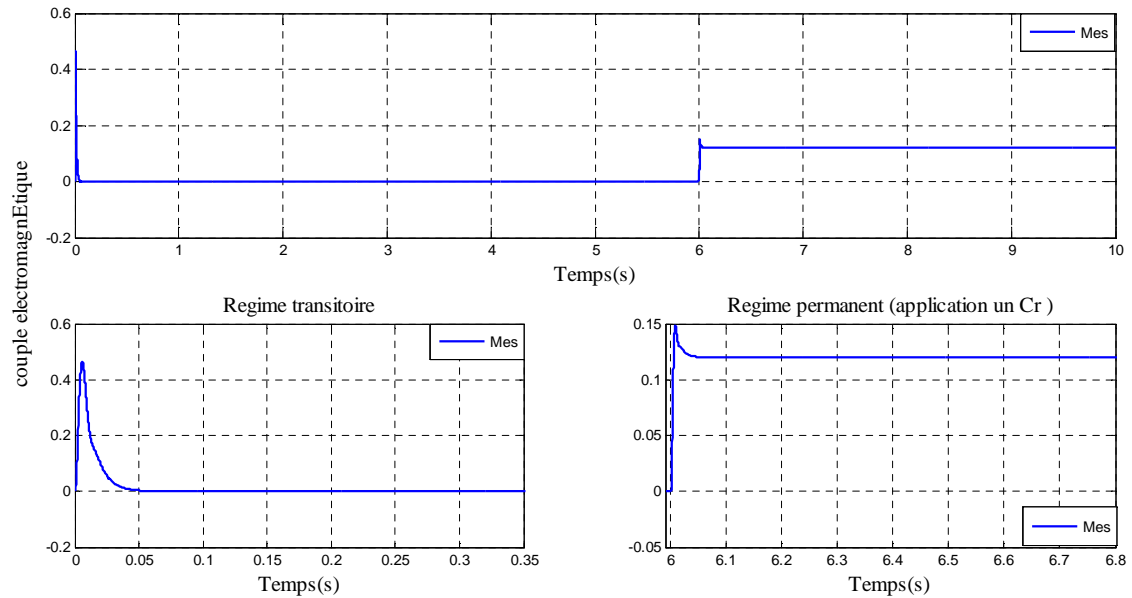
La figure ci-dessous montre les performances de la commande floue type 1 appliquée sur la MCC. Cette application est réalisée dans les conditions suivantes : Notre machine est alimentée pour entraîner à une vitesse de référence égale à **312.5 Rad/s** (échelon de consigne) avec une application de couple résistant  $C_r = 0.12 \text{ N.m}$  (échelon de couple de résistance) à l'instant  $t = 6 \text{ s}$ .



**Figure III.8:** Vitesse mécanique produite pour la commande en cascade FL1



**Figure III.9 :** Courant d'induit pour la commande en cascade FL1



**Figure III.10:** Couple électromagnétique pour la commande en cascade FL1

### III.3.5 – Interprétation des résultats

Après les résultats obtenus par les figures (III.8) (III.9) (III.10), on remarque qu'une amélioration remarquable des résultats obtenus par la commande floue type 1 par rapport à la commande par PI à savoir:

- Une augmentation progressive de la vitesse pour atteindre sa valeur de référence sans dépassement pour sa référence.
- L'application de couple résistant  $c_r = 0.12 \text{ N.m}$  à l'instant  $t=6\text{s}$ , on observe une diminution de la vitesse de rotation et une regagne rapide sans dépassement de la vitesse sur sa référence ;
- On remarque que le courant et couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- Minimisation maximale d'erreur entre les valeurs de consignes et mesurées

### III.4 - Application de la commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 2

Pour appliquer la commande floue type 2 sur notre moteur, on va utiliser la même structure de la commande en cascade, mais on va changer des régulateurs floue type 1 par des régulateurs flous type 2 respectivement.

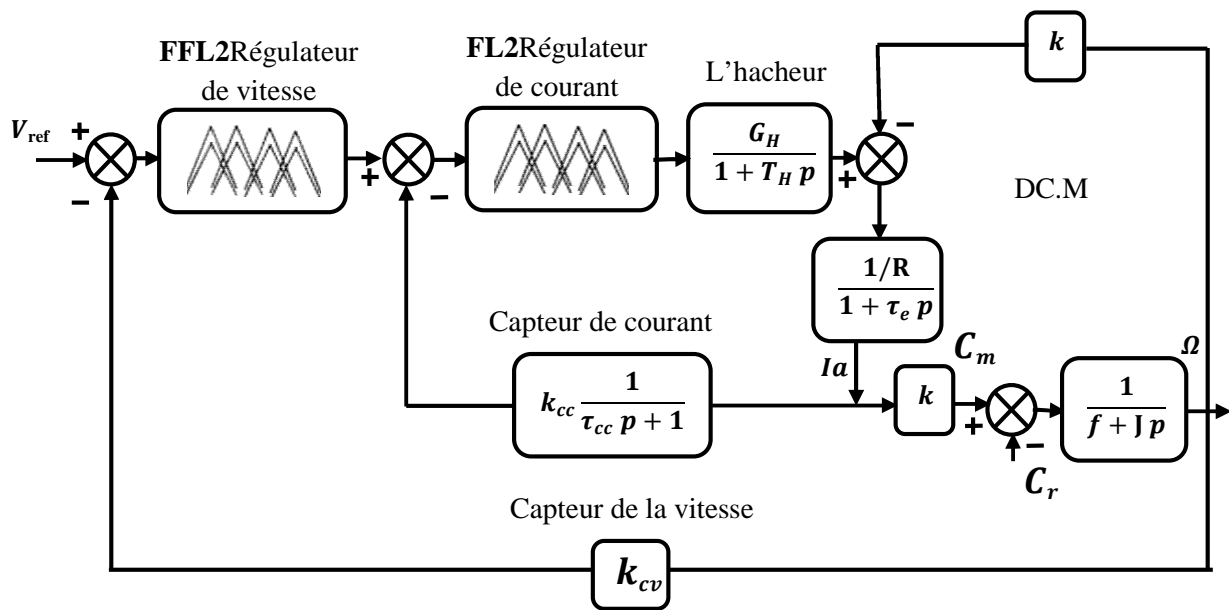


Figure III.11 : Schéma bloc de la commande en cascade basée sur des régulateurs flou type 2

### III.4.1 - Structure de base d'un contrôleur flou type 2 utilisée

Pour appliquer cette commande à notre système, nous avons adopté la même structure de commande floue de type 1, en remplaçant simplement les régulateurs flous de type 1 par des régulateurs flous de type 2. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelle). Le mode de fonctionnement reste similaire à celui des contrôleurs de courant. Le contrôleur flou de type 2 (CFT2) utilisé sera schématisé par la figure suivante :

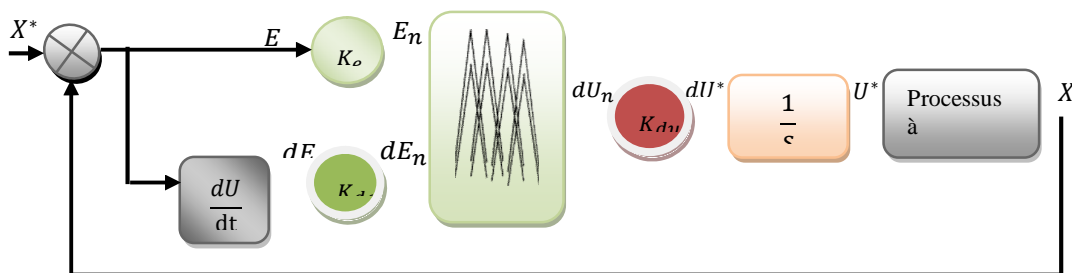
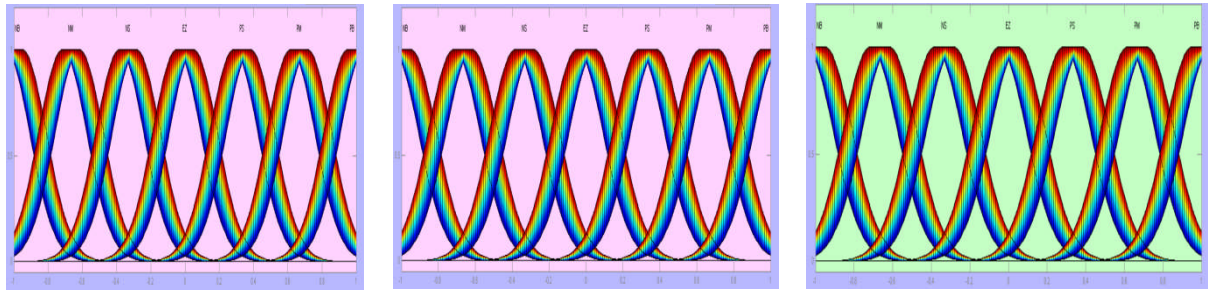


Figure III.12 : Structure de base d'un contrôleur flou type 2

### III.4.2 – Les fonctions d'appartenance

Dans notre travail, le contrôleur flou type-2 admet (7-7-7) ensembles flous de forme gaussienne pour l'erreur et la variation de l'erreur et la variable de commande représentée sur les figures suivantes :



a) L'erreur

b) Dérivée de l'erreur

c) La commande

Figure III.13 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

### III.4.3-La table des règles de décision

La table des règles dans le cas du type 2 sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau suivant:

Tableau III.2:Table des règles de décision pour le contrôleur flou type 2

La commande		Erreur						
		NB	NM	NS	EZ	PS	PM	PB
Dérivé de l'erreur	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	EZ
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	EZ	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	EZ	PS	PM
	EZ	NB	NM	NS	EZ	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	EZ	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	EZ	PM	PM	PB	PB	PB
	PB	EZ	PS	PS	PB	PB	PB	PB

### III.4.4 –Résultats de la simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande floue type 2 appliquée sur la MCC. Cette application est réalisée dans les conditions suivantes :

Notre moteur est alimenté pour entraîner à une vitesse de référence égale à 312.5 Rad/s (échelon de consigne) avec une application de couple résistant  $C_r = 0.12 \text{ N.m}$  (échelon de couple de résistance) à l'instant  $t = 6 \text{ s}$

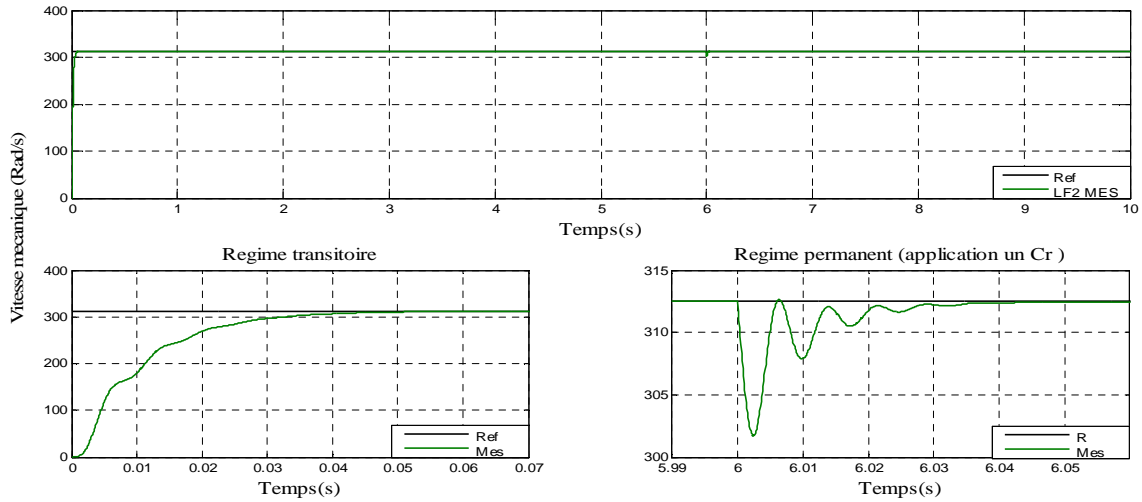


Figure III.14: Vitesse mécanique produite pour la commande en cascade FL2

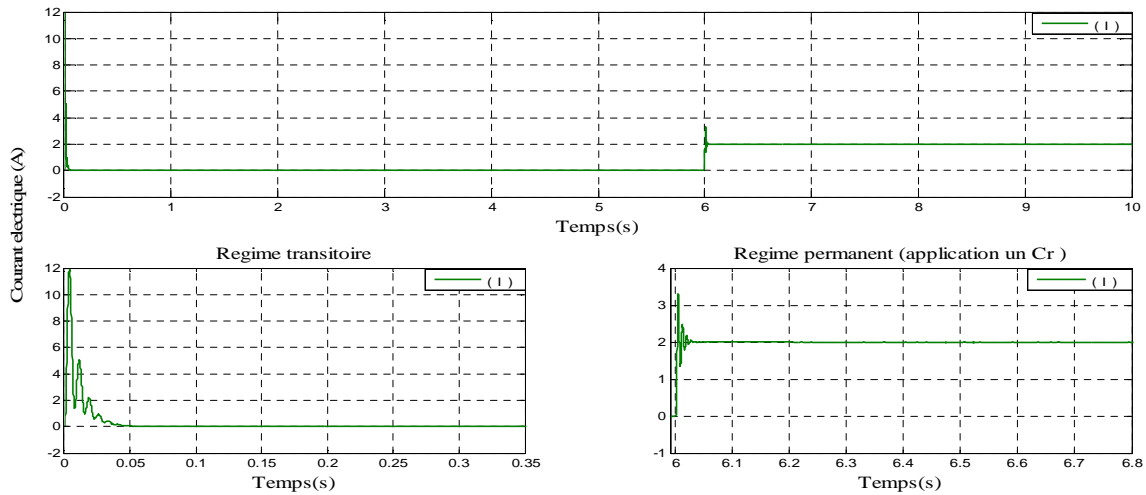


Figure III.15 : Courant d'induit pour la commande en cascade FL2

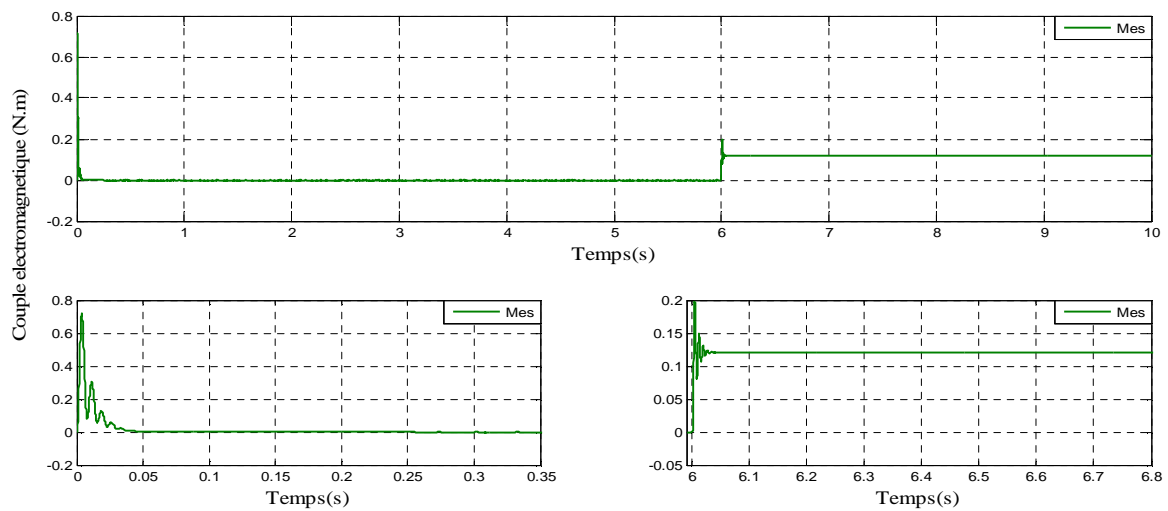


Figure III.16: Couple électromagnétique pour la commande en cascade FL2

### III.4.5 –Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus par la figure (III.14), (III.15), et (III.16) montrent clairement l'amélioration remarquable des résultats obtenus par la commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 2 par rapport la commande en cascade basée sur des régulateurs PI et la commande en cascade basée sur des régulateurs flou type 1 à savoir :

- La vitesse mesurée suit la vitesse de référence sans dépassement.
- À l'instant de l'application du couple résistant ( $t=6$  s), on observe qu'une diminution sur la vitesse de mécanique et une regagne rapide sans dépassement par rapport à sa référence.
- On remarque toujours que le courant et couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

### III.5 – Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'application des trois structures de commande en cascade basé sur des régulateurs PI, flou type 1 et type 2 que sont développées théoriquement sans précédent. Ces structures de commande développées pour contrôler la vitesse mécanique générée par notre moteur à courant continu. Les résultats de simulation nous a permis de vérifier la fiabilité des trois structure de commandes, et pour justifier ces résultats, on va faire une étude comparative entre ces trois structures de commande (qualitative, quantitative et test de robustesse) dans le chapitre suivant, dans le but de conclure la commande la plus performante et la plus efficace pour commander la vitesse de rotation de la moteur à courant continu.



## **CHAPITRE IV**

# **ÉTUDE COMPARATIVE DES COMMANDES DÉVELOPPES**

## IV.1 – Introduction

Pour examiner les différentes structures des commandes développées sur notre moteur, nous allons faire une étude comparative entre ces commandes. Cette étude comparative basée sur trois critères à savoir : Comparaison qualitative, comparaison quantitative, et comparaison robustesse. Le but de ce chapitre est la réalisation d'une comparaison entre ces commandes que nous avons présentées dans le chapitre précédent. Cette comparaison est réalisée à partir d'une série de tests que nous avons appliqués durant les fonctionnements en régime transitoire et permanent de notre moteur.

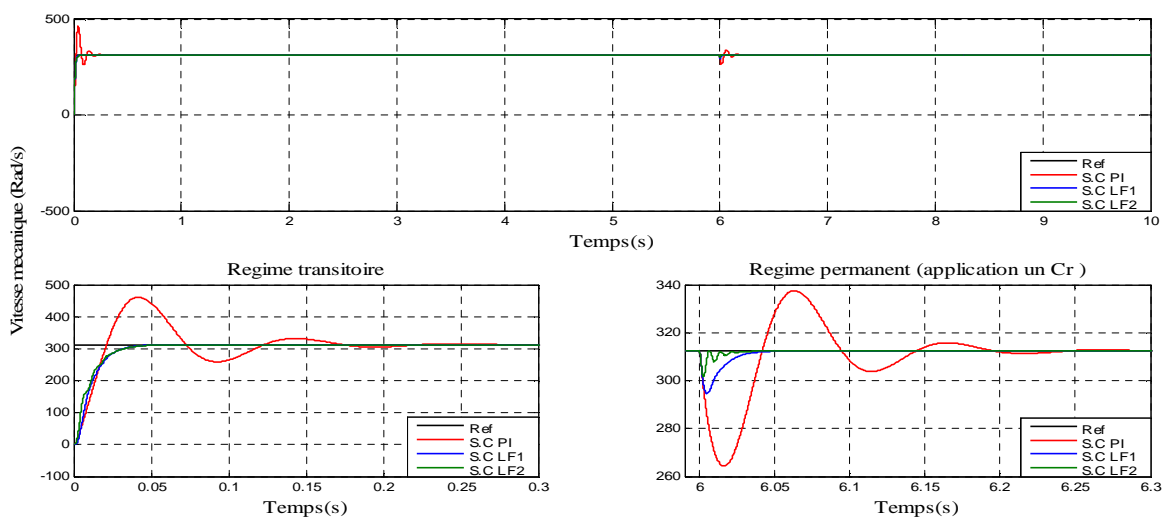
## IV.2-Comparaison qualitative

### IV.2.1 -Comparaison qualitative

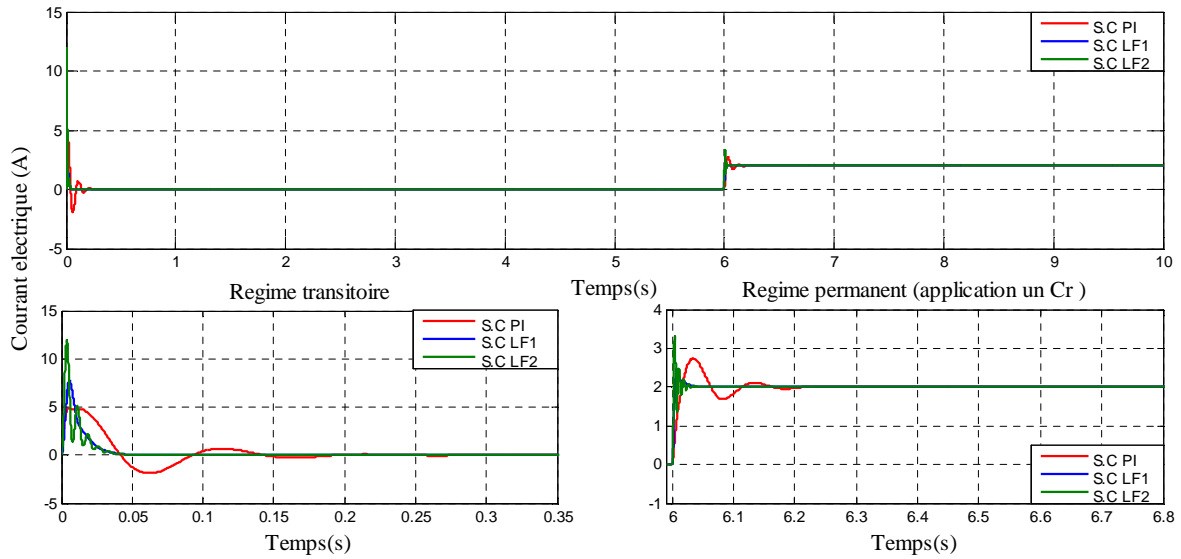
Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats obtenus par la simulation de notre moteur sous l'environnement MATLAB SIMULINK, grâce à l'application des différentes structures de commandes.

#### IV.2.1.1 – Résultats de simulation numérique du système

Dans cette comparaison, nous avons réalisé le test qui se fait par l'application d'un couple résistant ( $Cr=0.12 \text{ N.m}$ ) comme une variation externe à l'instant ( $T=6\text{s}$ ) et une consigne de vitesse égale ( $312,5 \text{ rad/s}$ ).



**Figure IV.1 :** Vitesse mécanique produite pour les trois commandes avec un zoom (variation externe).



**Figure IV.2 :** Courant d'induit pour les trois commandes avec un zoom (variation externe).

#### IV.2.1.2 -Interprétation des résultats

Les résultats de simulation révèlent que la vitesse mécanique suit leur référence dans les trois structures de commande. Toutefois, des différences significatives sont observées concernant le temps de réponse, le dépassement et la convergence exponentielle des erreurs pour le régime transitoire ou permanent pendant le point d'application de variation externe (application d'un couple résistant). Parmi toutes les structures de commandes testées, la structure de commande en cascade basée sur des régulateurs flous type 2 (SC.F.L.2) s'avère être la plus performante et efficace pour fournir les meilleurs résultats. Cette structure de commande peut donc être considérée comme la plus optimale. Ensuite, viennent respectivement la structure de commande en cascade basée sur des régulateurs flou type 1 (SC.F.L.1) et enfin, la structure de commande en cascade basée sur des régulateurs PI (SC.PI), qui présentent des performances inférieures aux structures de commandes en cascade basées sur des régulateurs flou type 1 et 2.

Pour le courant d'induit, on remarque qu'il subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de courant créée par le couple résistant. Et pour le couple électromagnétique, on remarque toujours qu'il subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge dans les trois structures de commande. Toutefois, des différences significatives sont observées concernant

le temps de réponse. Parmi toutes les structures de commandes testées, la structure de commande en cascade basée sur des régulateurs flou type 2 s'avère être la plus performante. Ensuite, viennent respectivement la structure de commande en cascade basée sur de régulateurs flou type 1 et enfin, la structure de commande en cascade basée sur des régulateurs.

### IV.3-Comparaison Quantitative

#### IV.3.1 -Comparaisons quantitatives basées sur l'erreur et le temps

Cette comparaison est basée sur la différence entre les résultats de simulations obtenus par l'application des différentes structures de commandes développées sur notre moteur quantitativement (en chiffres), ce test basé sur quatre critères : l'intégral de l'erreur au carré (ISE), l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE), l'intégral du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE), et l'intégral du temps multiplié par l'erreur au carré (ITSE). Les résultats ont été obtenus dans les mêmes conditions. Les critères de performance sont définis mathématiquement par :

- L'intégrale de l'erreur quadratique, définie par :  $ISE = \int_0^T e^2(t)dt$
- L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur :  $IAE = \int_0^T |e(t)|dt$
- L'intégrale du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur :  $ITAE = \int_0^T t \cdot |e(t)|dt$
- L'intégrale du temps multiplié par l'erreur au carré :  $ITSE = \int_0^T t \cdot e^2(t)dt$

#### IV.3.2 -Résultats de simulation numérique du système

Les résultats présentés dans le tableau déterminés dans l'intervalle de l'application de variation externe (couple résistant) :

**Tableau IV.1** : Étude comparative des commandes développées pour la MCC

Critère		Structures de commande développées sur notre moteur		
		S.C.B. PI	S.C.B. flou type1	S.C.B. flou type2
La vitesse	ISE	$1,4754e^{+3}$	701,7418	580,3491
	IAE	13,4632	4,0368	3,4316
	ITAE	15,9681	2,1489	0,4755
	ITSE	435,0024	27,3091	5,0779
Le courant	ISE	0,0471	0,0193	0,0138
	IAE	0,0579	0,0152	0,0107
	ITAE	0,3501	0,0911	0,0645
	ITSE	0,2835	0,1158	0,0826

### IV.3.3-Interprétation des résultats

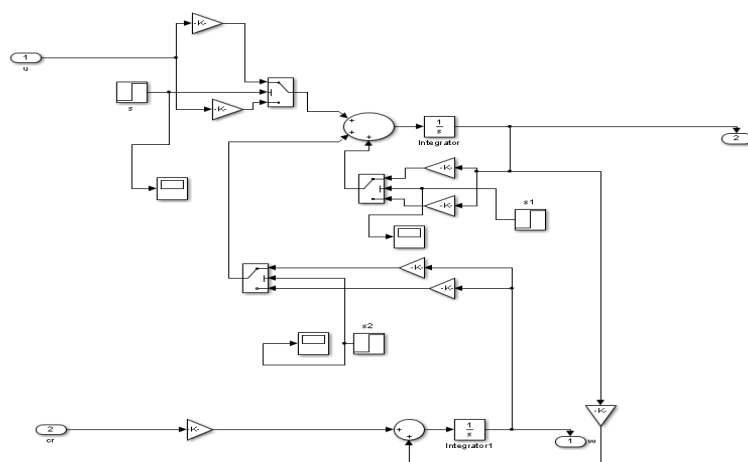
Les résultats de simulation illustrés dans le tableau ci-dessus mettent en évidence de manière évidente que la structure de commande en cascade basée sur les régulateurs flous type 2 offre les meilleures performances en termes de minimisation de tous les critères ISE, IAE, ITAE et ITSE, ce qui se traduit par les valeurs les plus faibles erreurs entre la vitesse mécanique produite et sa référence et le courant d'induit sa référence. Ensuite, viennent respectivement la structure de commande en cascade basée sur les régulateurs flou type 1 et la structure de commande en cascade basée sur les régulateurs PI.

### IV.4-Comparaison robustesse

La dernière comparaison est basée sur un test de robustesse des commandes développées où une étude de l'influence des variations paramétriques (variation interne) de la MCC sur les performances de celles-ci est menée. Sachant que dans un système réel, ces paramètres sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques comme échauffement des résistances, saturation des inductances... etc. Dans ce cas, on a fait le test de variation de la résistance d'induit ( $R_a$ ) par multiple en 2 et divisé la valeur de l'inductance ( $L_a$ ) par 2, pour appliquer cette comparaison, nous allons créer un autre schéma de simulation avec de la machine pour réaliser la variation interne.

#### IV4.1: Développement du schéma de simulation pour appliquer un test de robustesse

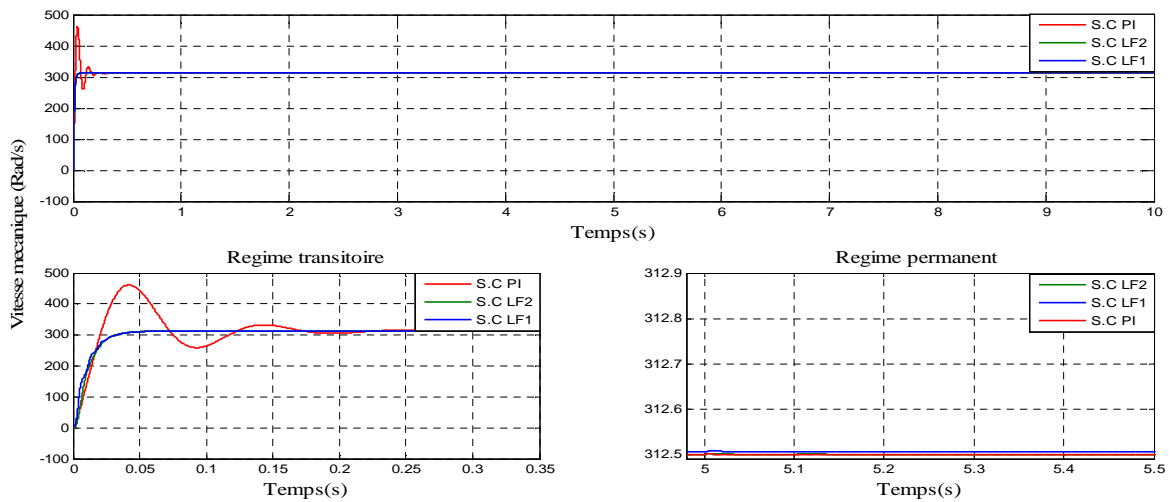
Pour appliqué le test de robustesse le modèle d'état est décomposé comme suit :



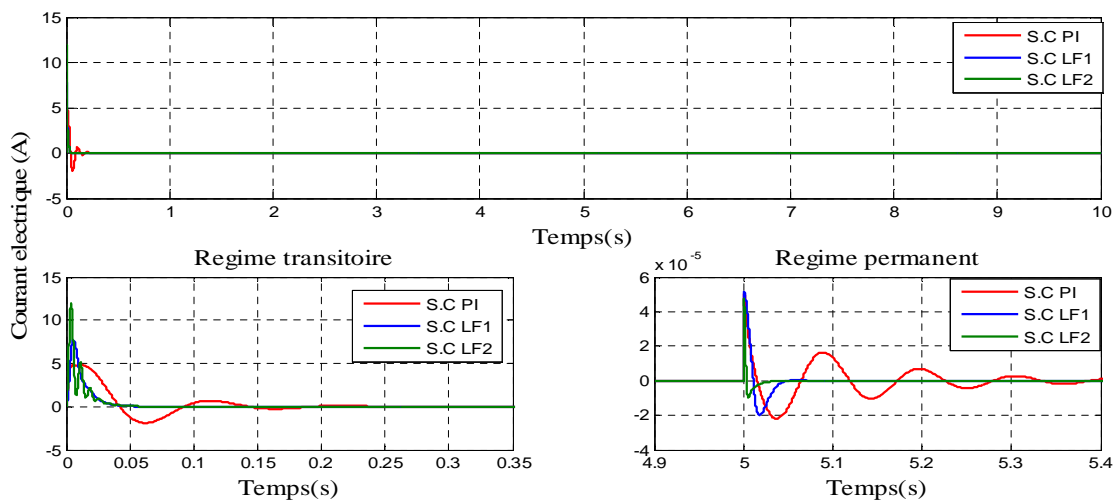
**Figure IV.3 :** Schéma bloc de modèle décomposé d'un MCC.

### IV.4.2-Résultats de simulation qualitativement

Dans cette comparaison, nous avons représenté la courbe de la vitesse mécanique pour avoir la robustesse des commandes proposées. La variation des paramètres sera appliquée entre les instants  $t = 5s$  et  $t = 10s$ . Les résultats de simulations sont présentés par la figure suivante :



**Figure IV.4 :** Vitesse mécanique produite pour les trois commandes avec un zoom (variation interne).



**Figure IV.5 :** Courant d’induit pour les trois commandes avec un zoom (variation interne).

### IV.4.3-Interprétation des résultats

Les trois structures de commande en cascade proposées présentent une forte robustesse et assurent des bonnes performances même en présence des petites variations paramétriques.

Ceci ne permet pas de définir clairement la différence qualitative entre ces structures de contrôle pour la vitesse mécanique, contrairement à la comparaison quantitative avec des chiffres, qui doit clarifier la différence.

#### IV.4.4-Résultats de simulation quantitativement

Le tableau suivant représente les valeurs de comparaison pour un test de robustesse entre les trois commandes développées :

**Tableau IV.2** : Étude comparative des commandes développées pour la MCC

Critère		Structures de commande développées sur notre moteur		
		S.C.B. PI	S.C.B. floue type 1	S.C.B.floue type 2
La vitesse	ISE	$1.4075e^{+3}$	723.5873	579.9735
	IAE	10.9098	3.8180	3.3599
	ITAE	0.5703	0.3321	0.0444
	ITSE	$36.3607e^{+3}$	3.7628	2.8163

#### IV.4.5-Interprétation des résultats

Les données affichées dans le tableau ci-dessus mettent en évidence de façon évidente que les valeurs fournies par la structure de commande en cascade basée sur des régulateurs floues type 2 sont les plus faibles. Cela démontre ainsi que cette structure de commande est la plus robuste par rapport aux autres structures de commande.

### IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative entre les différentes structures de commande appliquées sur la MCC. Pour ce faire, nous avons utilisé trois comparaisons fondamentales : qualitative, quantitative et robustesse. Cette comparaison nous permet de choisir la meilleure structure qui donne les bons résultats et performants à partir de l'application de ces séries de tests.

Les résultats obtenus ont été donnés soit sous forme des tableaux, soit sous forme des courbes qui montrent bien que la structure de commande floue type 2 est la plus performante et la plus robuste sur notre moteur DC par rapport aux autres commandes en la présence et l'absence des variations externes ou internes.

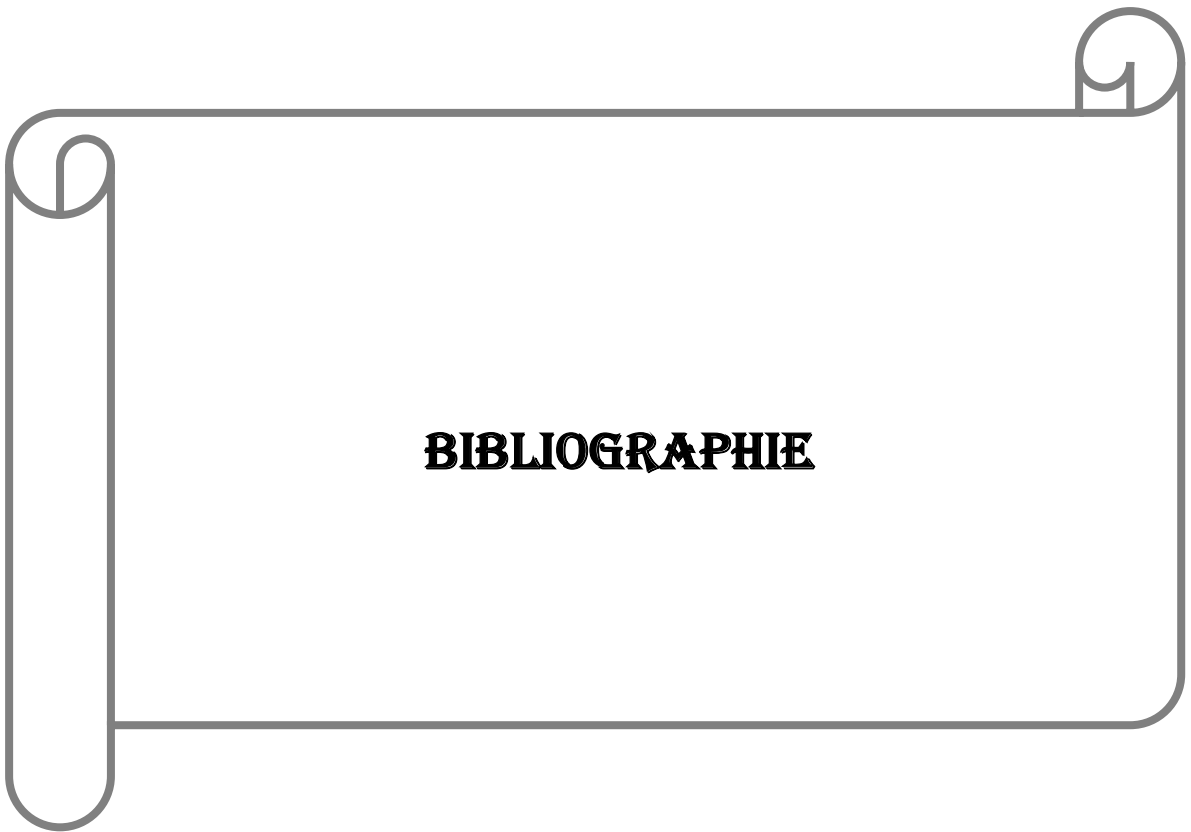
A decorative scroll graphic with a central text box. The scroll is drawn with a thin black line, featuring a vertical strip on the left side that is partially unrolled, and two small circular curls at the top corners of the main rectangular area. The text "CONCLUSION GÉNÉRALE" is centered within this area.

**CONCLUSION GÉNÉRALE**

Le but de ce travail concerne l'étude, la modélisation et la commande d'un moteur à courant continu. Pour cela, une modélisation de cette machine a été menée. Ces modèles ont été utilisés pour l'élaboration de plusieurs techniques de commandes pour assurer un contrôle précis et continu de la puissance mécanique produite tout en garantissant une stabilité, une rapidité de poursuite avec une erreur statique presque nulle. Cela a permis d'obtenir un rendement élevé de notre machine et une qualité de transfert optimale.

Les principaux volets de ce travail sont résumés comme suit : Dans le premier chapitre, nous avons entamé ce travail par un rappel théorique sur les moteurs à courant continu (son historique, sa structure, son principe de fonctionnement, ainsi que ses avantages et ses inconvénients). Ensuite, la modélisation de cette machine qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle de l'énergie mécanique produit. Sur ce modèle de notre moteur, on a proposé trois structures de commandes qui ont été détaillées théoriquement dans le deuxième chapitre et appliquées sur le troisième chapitre pour contrôler indépendamment l'échange des puissances converties, à savoir : la commande en cascade basée sur des régulateurs PI, la commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 1 et enfin la commande en cascade basée sur des régulateurs floue type 2. Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application de ces commandes sur notre moteur montrent l'efficacité de ces derniers implémentés. Finalement, dans le dernier chapitre, nous avons fait une étude comparative entre les différentes structures de commandes développées. Cette étude de comparaison est réalisée à partir d'une série de tests que nous avons effectués durant les fonctionnements transitoire et permanent de notre machine. Les résultats de cette étude ont affirmé ceux de la simulation de l'asservissement de puissance mécanique comme la commande la plus efficace.

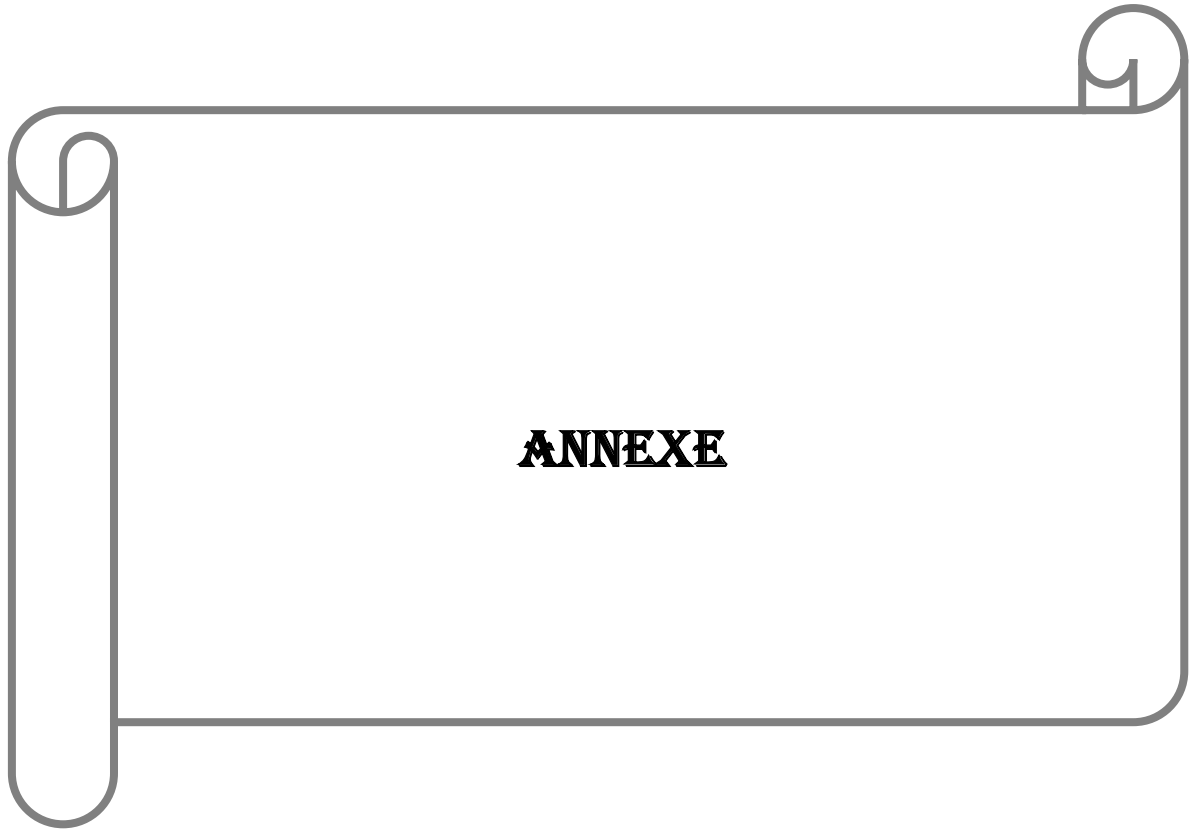
Suggestions et perspectives : suite à cette étude, quelques suggestions et perspectives peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible à l'amélioration du fonctionnement du système considéré, à savoir : L'utilisation des nouvelles techniques de commande plus développées à savoir la commande en cascade basé sur des régulateurs floue type 3, et l'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposés.



**BIBLIOGRAPHIE**

- [She 24] Shehu Lukman Ayinla, et al. Optimal control of DC motor using leader-based Harris Hawks optimization algorithm. *Franklin Open* 6 (2024) 100058. <https://doi.org/10.1016/j.fraope.2023.100058>.
- [Red 19] B.A. Reddy, D. Sowjanya. Control of DC motor using sliding mode control under disturbance conditions, in: 2019 Third International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC), IEEE, 2019, pp. 32–36. <https://doi.org/10.1109/ICISC44355.2019.9036332>
- [Yun 22] Yun J, et al. Self-adjusting force/bit blending control based on quantitative factor-scale factor fuzzy-PID bit control. *Alex Eng J* 2022; 61(6):4389–97. <https://doi.org/10.1016/j.aej.2021.09.067>
- [Dur 17] Dursun EH, et al. Speed control of a variable loaded DC motor by using sliding mode and iterative learning control. *Int J Electr Energy* 2017; 5(1):22–8. <http://dx.doi.org/10.18178/ijoee.5.1.22-28>
- [Maa 21] Maarif A, Setiawan NR. Control of DC motor using integral state feedback and comparison with PID: simulation and Arduino implementation. *J Robot Control* 2021; 2(5):456–61. <http://dx.doi.org/10.18196/jrc.25122>
- [Pra 18] Prathibanandhi K, Ramesh R. Hybrid control technique for minimizing the torque ripple of brushless direct current motor. *Meas Control* 2018; 51(7–8):321–35. <https://doi.org/10.1177/0020294018786753>
- [Jos 22] S.B. Joseph, E.G. Dada, A. Abidemi, D.O. Oyewola, B.M. Khammas, Metaheuristic algorithms for PID controller parameters tuning: review, approaches and open problems, *Heliyon* 8 (5) (2022) e09399. <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e09399>
- [Bor 22] R.P. Borase, D. Maghade, S. Sondkar, S. Pawar, A review of PID control, tuning methods and applications, *Int. J. Dyn. Control* 9 (21) 818–827. <https://link.springer.com/article/10.1007/s40435-020-00665-4>
- [Kar 11] J. Karthikeyan , R. Dhana Sekaran , Current control of brushless dc motor based on a common dc signal for space operated vehicles, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 33 (2011) 1721-1727. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2011.08.014>
- [Nel 23] Nelson Luis Manuel, Nihat ` Inanç , Murat Lüy. Control and performance analyses of a DC motor using optimized PIDs and fuzzy logic controller. *Results in Control and Optimization* 13 (2023) 100306. <https://doi.org/10.1016/j.rico.2023.100306>
- [Bus 23] Bustanul Arifin et al. DC Motor Control using Type-2 Fuzzy Logic Controller. 2023 10th International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics (EECSI). <https://doi.org/10.1109/EECSI59885.2023.10295663>
- [Chap 13] [www.elec.jbd.free.fr](http://www.elec.jbd.free.fr), « Machine électromagnétique », Denis Guérin, « Cours conversion électromécanique Machine à courant continu ». Chapitre 13
- [Ned 23] <https://n9.cl/sptrco>, (Dc machines) basic electrical engineering (EE-123)University NadirshawEdujleeDinshaw,University of engineering and technology (2022,2023)
- [Dah 00] <https://n9.cl/kie5r5> ,(L'histoire des moteurs à courant continu-Parvalux (AUTHOR Dave Hitchins)
- [Wol 23] <https://www.wolongchina.com/news/a-brief-history-of-motor-development/>(A brief history of motor development) Feb-04-2023
- [Lam 23] <https://lammotor.com/what-is-dc-motor/> (DC Motors: Fundamentals, Types, And uses in today's industry), 2023
- [Rou 09] ROUABHI Riyadh, NEGUEZ Said, commande d'un moteur à courant continu à l'aide d'un hacheur a transistor, Université de M'sila ,2008/2009
- [Kea 22] KhengaouiFares, Abidli Abdelmoumen (Mémoire master académique, Electrotechnique, Variation de La vitesse du Moteur à courant continu par PID Flou, Université KASDI Merbah Ouargla, 2022)

- [Jea 94] Jean-Marie Flaus, la régulation industrielle, régulateur PID, prédictifs et flous, Octobre 1994
- [Cha 84] R. Chauprade. « Électronique de puissance : commande des moteurs à courant continu. » 4<sup>ème</sup> édition Eyrolles, paris. 1984.
- [Feb 05] FERKANE Arezki et BENZEHER A Mohamed, « Etude et réalisation de la régulation d'un moteur à courant continu alimenté par un hacheur ». Projet de fin d'étude, (DEUA). Université A.Mira Béjaia, promotion 2004/2005.
- [Kel 79] Mikhail Kostenko et Ludvik Piotrovski, Machines électrique, machine à courant continu, transformateurs .Editions de Moscou 1979.
- [PIE 11] PIERRE MAYE, Moteurs électrique industriels 2<sup>o</sup> édition. Dunod. 2011.
- [Dek 45] DEBOUZE Aymen et KELAIAIA Achref, « Commande floue des machines électriques » u diplôme de MASTER Académique, Université 8 Mai 1945 – Guelma Faculté des Sciences et de la Technologie.
- [Skh 04] S.KHELKHAL, la logique floue et le contrôle avancé en milieu industriel. 2004
- [BeB 22 ] BENDJEDDIA M.abdesslam BEDJERA abdelbasset ,Étude et simulation d'un variateur de vitesse commande un moteur à courant continu , universite Kasdi Merbah Ouargla, 2022
- [ORI 16] Oriol.Planas, inénieur technique industriel, 2016
- [Bou 00] Mr. BOUDRIES Zoubir, cours commande des machines électrique Licence académique en génie électrique, Université ABDERRAHMANE MIRA – BEJAÏA faculté de techn dépar de génie électrique
- [E ing] TECHNIQUES DE L'INGENIEUR : base documentaire et article d'actualité pour les ingénieurs
- [Teh 18] <http://www.teheran.ir/spip.php?article2500> La revue de Teheran N°146, janvier 2018
- [Lou 17] LOUKAL, K., 2017. Commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a base des systèmes flous type deux (Doctoral dissertation, Université de M'sila).
- [Rou 16] R. Rouabhi, "Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée." Université de Batna 2, 2016.
- [Rou 15] R. Rouabhi, et al, "Power quality enhancement of grid connected doubly-fed induction generator using sliding mode control," Int. Rev. Electr. Eng., vol. 10, no. 2, pp. 266–276, 2015.
- [Fer 11] Ferahtia, A., 2011. Commande hybride de la machine asynchrone (Doctoral dissertation).
- [Chi 08] Chikhi, A., 2008. Commande directe du couple du moteur asynchrone-apport de la logique floue (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [Her 22] A. Herizi. R. Rouabhi, "Hybrid Control Using Sliding Mode Control with Interval Type-2 Fuzzy Controller of a Doubly Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion," Int. J. Intell. Eng. Syst., vol. 15, no. 1, 2022.
- [Her 18] A. Herizi, A. Bouguerra, S. Zeghlache, and R. Rouabhi, "Backstepping control of a doubly-fed induction machine based on fuzzy controller," Eur. J. Electr. Eng., vol. 20, no. 5–6, pp. 645–657, 2018.
- [Lal 20] LALLOUANI, H., 2020. Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile (Doctoral dissertation, Univ M'sila).
- [Khe 11] KHEMIS, A., 2011. Application de la logique floue type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider Biskra).
- [Eyo 18] Eyoh, I., 2018. Interval type-2 Atanassov-intuitionistic fuzzy logic for uncertainty modelling (Doctoral dissertation, University of Nottingham).
- [Her 20] A. Herizi, et al, "Type-2 Sugeno fuzzy logic inference system for speed control of a doubly-fed induction motor," in 1st International Conference on Digitization and its Applications, M'sila, Algérie, 2020



**ANNEXE**

## Annexe

**Paramètre du moteur utilisé :**

<b>Puissance nominale</b>	P=30	w
<b>Tension nominale</b>	Ud=24	v
<b>Vitesse de rotation nominale</b>	N=3000	tr/mn
<b>Couple nominal</b>	C <sub>n</sub> = 0.096	Nm
<b>Courant nominal</b>	I <sub>n</sub> =2	A
<b>Résistance d'induit</b>	R <sub>a</sub> =2.6	Ω
<b>Inductance d'induit</b>	L <sub>a</sub> =3	mH
<b>Moment d'inertie</b>	J=17.7.10 <sup>6</sup>	Kg .m <sup>2</sup>
<b>Coefficient de frottement</b>	F = 0	Nm/ (rad/s)
<b>Constant de couple</b>	K=0.06	
<b>Couple résistant</b>	Cr=0.12	Nm