

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Centre Universitaire BOUSSOUF Abdelhafid -Mila

Institut des Sciences et Technologie

Département de Génie Mécanique et Électromécanique



N°Ref :.....

**Projet de Fin d'Etude préparé En vue de l'obtention du diplôme
de MASTER**

Spécialité : Electromécanique

***COMMANDE INTELLIGENTE D'UNE MACHINE
à COURANT CONTINU***

Réalisé par :

- LAIB aissa**
- BELGEURMET abderrhmane**

Soutenu devant le jury :

M. H.BENSLIMENE
M.me M. BENENIA
M.me S.RASLAIN

Présidente
Examinateur
Promoteur

Année universitaire : 2025/2024

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicaces

C'est avec grand plaisir que je dédie ce modeste travail.

A mes chers parents pour leurs encouragements, amours et soutiens durant mon parcours scolaire. C'est grâce à leurs conseils et sacrifices que j'ai été guidé e vers la réussite.

A celles que j'aime beaucoup et qui m'ont soutenue tout au long de ce projet, mes sœurs

A mes chers frères que dieu les protège

A toute ma famille et mes amies

A mon binôme " LAIB AISSA " pour sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet

Abdo

Dédicaces

Au nom d'Allah, le Tout Miséricordieux, le Très Miséricordieux.

Louange à Allah par la grâce duquel les bonnes œuvres s'accomplissent, et que la paix et la bénédiction soient sur le meilleur des guides.

Je dédie cette réussite à :

- Ma famille bien-aimée, mon soutien et mon havre de paix, merci pour votre patience et votre soutien qui ont éclairé mon chemin.*
- Mes professeurs honorables, qui m'ont enseigné et encouragé, vos conseils ont été ma lumière vers l'excellence.*
- Mes chers amis, compagnons de route, merci pour votre présence et vos précieux mots.*

*Et je n'oublie pas mon collègue *ABDERRHMANE *, notre collaboration a été le symbole de la réussite.*

À tous ceux qui m'ont tendu la main, qu'Allah vous récompense et bénisse vos efforts.

AISSA

Remerciement

Avant tout, nous remercions ALLAH tout puissant et miséricordieux de nous avoir donné la force, le courage, la persistance et nous a permis d'exploiter les moyens disponibles à fin d'accomplir ce modeste travail. Merci de nous avoir éclairé le chemin de la réussite.

Nous tenons tout d'abord à exprimer toutes nos reconnaissances et nos profonds respects a notre encadrant **S.RASLAIN** docteur au département électromécanique centre universitaire abdelhafid boussouf Mila , Pour avoir dirigé ce travail, pour toute la compréhension qu'il a montré la disponibilité et la patience, pour sa générosité scientifique, ses conseils précieux et ses encouragements qui nous ont permis de mener à bien réaliser ce travail.

Nous exprimons nos profonds remerciements aux membres de Jury d'avoir accepté d'évaluer notre travail :

A notre président du jury **H.BENSLIMEN** docteur au département électromécanique centre universitaire abdelhafid boussouf Mila, c'est un réel plaisir pour nous que vous avez accepté de présider notre jury de mémoire.

A notre examinatrice **M.BENIA** docteur au département électromécanique centre universitaire abdelhafid boussouf Mila nous sommes fières que vous avez accepté d'examiner et de juger notre modeste travail de fin d'étude.

Merci

Liste de symboles :

Notions générales sur le moteur à courant continu

F : Force subis par le conducteur (en N).

B : Induction de champ magnétique (en T).

I : Intensité de courant qui parcourt le conducteur (en A).

L : La longueur de conducteur (en m).

α : Angle entre le sens de l'induction magnétique et le sens de courant dans le conducteur.

U : Tension d'alimentation d'induit (en V) ;

E : Force électromotrice (en V) ;

R : Résistance de bobinage d'induit (en Ohm) ;

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

C_m : Le couple mécanique (utile) du moteur (en Nm).

C_r : Le couple résistant du la charge (en Nm).

f : Coefficient de frottement crée par la rotation du moteur.

K : Grandeur constante propre au moteur .

P : Nombre de pair de pôles de la machine.

N : Nombre de conducteurs actifs de la périphérie de l'induit.

a : Nombre de paires de voies de l'enroulement entre les deux balais.

Φ : Flux sous un pôle de la machine (en Wb).

Ω : Vitesse angulaire de l'axe du moteur (en rd/s).

R_a : Résistance de l'induit (en Ohm).

R_{ad} : Rhéostat branché aux bornes de l'induit (en Ohm).

U_n : Tension d'alimentation (en V).

k : Grandeur constante propre au moteur.

I_a : Courant de l'induit (en A).

C : Couple utile du moteur (en Nm).

Command de Système

G : Gain statique de système.

S : Sortie de système.

E : Entrée de système.

ξ : Erreur statique de système.

K_p : Gain de l'action proportionnelle.

K_i : Gain de l'action intégrale.

u : Vecteur d'entrée ($u \in R^q$).

x : Vecteur d'état ($x \in \mathbb{R}^n$).

y : Vecteur de sortie ($y \in \mathbb{R}^m$).

A : Matrice d'évolution dynamique ($A \in \mathbb{R}^{n \times n}$).

B : La matrice des q entrées de commande agissant sur les n variables d'état ($B \in \mathbb{R}^{n \times q}$).

C : La matrice de mesure ($C \in \mathbb{R}^{m \times n}$).

D : La matrice de transmission directe ($D \in \mathbb{R}^{m \times q}$).

K : Matrice gain.

Q, R, S : Sont des matrices de pondérations symétriques semi définies positives permettant de contrôler le comportement du système.

Abréviations utilisées :

PI : Proportionnel Intégral

MCC : Machine à Courant Continu MCC

SOMMAIRE

Dédicaces

Remerciement

Liste de symboles

	Introduction générale	01
	Chapitre I généralité sur les machines à courant continu	
1	Introduction	03
2	Définition	03
3	Structure d'une Machine à Courant Continu	04
3.1	Le stator (ou inducteur)	04
3.2	Le rotor (ou induit)	04
3.3	Le collecteur, les balais et l'ensemble porte balais	05
4	Principe de fonctionnement	05
5	Fonctionnement en génératrice	07
5.1	Fonctionnement à vide	07
5.2	Fonctionnement sur charge résistive	08
5.3	Point de fonctionnement sur charge résistive	08
5.4	Bilan des puissances d'une génératrice	09
6	Fonctionnement en moteur	09
6.1	Fonctionnement en charge	09
6.2	Plaque signalétique du moteur	10
6.3	Bilan des puissances d'un moteur	11
6.4	Essai à vide	12
6.5	Essai en charge	12
6.6	Point de fonctionnement	12
6.7	Le risque d'emballement du moteur	12
7	Types de moteurs à courant continu	13
7.1	Moteur à excitation série	13
7.2	Moteur à excitation shunt	14
7.3	Moteur à excitation séparée	15
7.4	Moteur à excitation composée (compound)	16
8	Avantages et inconvénients des moteurs à courant continu	17
8.1	Avantages des moteurs à courant continu	17
8.2	Inconvénients des moteurs à courant continu	18
	Conclusion	19

Chapitre II Modélisation de la machine à courant continu

1	Introduction	21
2	Description de la machine à courant continu	21
3	équations de la machine à courant continu	21
3.1	Équations électriques	22
3.2	Équations électromécaniques	22
3.3	Équation mécanique	23
4	Transformées de Laplace	23
5	Modes de réglage de la vitesse des MCC	24
5.1	Réglage rhéostatique	24
5.2	Réglage par variation du flux	25
5.3	Réglage par variation de la tension	26
6	simulation de la MCC sous Matlab Simulink	27
	Conclusion	29

Chapitre III Commande et Asservissement des mcc

	Introduction	31
1	Définition d'un système asservi	31
2	Méthodologie d'étude des systèmes asservis	32
3	Régulation	32
3.1	Régulateur proportionnel-intégral (PI)	34
4	La commande PI en régulation de vitesse	36
4.1	Cas d'une commande Proportionnelle ($K_i=0$, $K_d=0$)	36
4.2	Cas d'une commande Proportionnelle-Intégrale ($K_d=0$)	37
5	La commande flou (logique flou)	39
5.1	Principe de la logique floue	39
5.2	Concept de la logique floue	39
5.3	Variables linguistiques	40
5.4	Univers du discours	40
5.5	Fonction d'appartenance	40
5.6	Application de la logique floue	41
5.7	Structure d'un contrôleur flou	42
	Conclusion	47

Chapitre IV Résultats et discussions

	Introduction	49
--	---------------------	----

1	Régulateur PI classique	49
2	Régulateur PI Flou (3*3)	50
3	Régulateur PI Flou (5*5)	52
4	Comparaison entre le régulateur PI classique et PI flou (5*5)	55
	Conclusion	56
	Conclusion générale	57
	Références	58
	Résumé	60

LISTE DES FIGURES

N°	TITRE	PAGE
Chapitre I		
1	Schéma général de la machine à courant continu	3
2	Le stator (ou inducteur)	4
3	Le rotor (ou induit)	4
4	Le collecteur, les balais et l'ensemble porte balais	5
5	Principe de fonctionnement d'une MCC, et Principe des trois doits	6
6	Fonctionnement d'une génératrice à vide, et Modèle équivalent d'une génératrice à vide	7
7	Fonctionnement d'une génératrice en charge et Modèle équivalent de l'induit de la génératrice.	8
8	Point de fonctionnement sur charge résistive	9
9	Bilan des puissances d'une génératrice	9
10	Fonctionnement d'un moteur en charge	10
11	Plaque signalétique du moteur	11
12	Bilan des puissances d'un moteur	11
13	Essai en charge d'un mcc, (b) Le point de fonctionnement d'un mcc	12
14	moteur à excitation série	13
15	Moteur à excitation shunt	14
16	Moteur à excitation séparée	15
17	Schéma électrique du moteur compound	16
Chapitre II		
1	schéma électrique du moteur à excitation séparée	21
2	Schéma d'un entraînement avec une MCC à excitation indépendante	22
3	Réglage de vitesse par rhéostat en série avec l'induit	25
4	Caractéristique de réglage par la tension d'induit	27
5	Schémas bloc du MCC sous MATLAB/Simulink	28
6	(a) courant à vide, (b) vitesse à vide	28
7	(a) courant en charge, (b) vitesse en charge	29
Chapitre III		
1	Structure d'un diagramme fonctionnel d'un système asservi	31
2	action proportionnelle	33
3	action intégrale	33
4	action dérivée	34
5	schéma de commande utilisant la structure PI	34

6	Schéma bloc du correcteur PI en régulation de vitesse	36
7	Schéma électronique du correcteur PI	38
8	Formes des fonctions d'appartenance	41
9	Représentation de la hauteur, le noyau et support	41
10	structure interne d'un système flou	42
11	Définition de « Alors » dans la méthode d'inférence max-min	43
12	Définition de OU dans la méthode d'inférence max-min	44
13	Fonction d'appartenance résultante	44
14	définition d'ALORS dans la méthode d'inférence max-prod	45
15	Définition de OU dans la méthode d'inférence max-prod	45
16	Méthode par centre de gravité	46
17	méthode par centre de gravité simplifié	46
18	méthode de maximum	47

Chapitre IV

1	schémas bloc d'une MCC commandée par un PI classique	49
2	réponse en vitesse du MCC commandé par le régulateur PI	49
3	bloc de la commande en vitesse d'une MCC par RLF	50
4	Fonctions d'appartenance pour les entrées de régulateur e et ve	50
5	Fonctions d'appartenance pour les sorties de régulateur K_p et K_i	51
6	réponse en vitesse du MCC commandé par le régulateur PI flou (3*3).	51
7	réponse en vitesse commandé par le régulateur PI flou (3*3) avec trois fonctions d'appartenance	52
9	(a) et (b) fuzzification d'entrées des régulateurs, (c) fuzzification d'une sortie du premier régulateur (5*5), (d) fuzzification d'une sortie du deuxième régulateur (5*5)	54
10	(a) vitesse régulée par le premier régulateur PI flou (5*5), (b) vitesse régulée par le deuxième régulateur PI flou (5*5)	54
11	schémas bloc de comparaison entre les deux régulateurs	55
12	réponses en vitesse	55
13	Courbes de la commande	55
14	Courbes de l'erreur	56

LISTE DES TABLEAUX

N°	TITRE	PAGE
Chapitre I		
<i>1</i>	caractéristique de la plaque signalétique d'un moteur	11
Chapitre III		
<i>1</i>	Récapitulatif des paramètres PI	38
Chapitre IV		
<i>1</i>	Base des règles utilisée(KP)	51
<i>2</i>	Base des règles utilisée(Ki)	51
<i>3</i>	Base des règles utilisée(KP)	52
<i>4</i>	Base des règles utilisée(Ki)	52
<i>5</i>	règles d'inférence (Kp : G, P)	53
<i>6</i>	règles d'inférence (Ki : G, P)	53
<i>7</i>	règles d'inférence (Kp : GG, MG, N, MP, PP)	53
<i>8</i>	règles d'inférence (Ki : GG, MG, N, MP, PP)	53

Introduction générale :

Les machines à courant continu occupent une place primordiale dans divers secteurs industriels et de transport grâce à leur aptitude à assurer un contrôle précis de la vitesse et du couple. Leur conception relativement simple, alliée à la diversité des modes d'excitation, les rend particulièrement flexibles et adaptées à une multitude d'applications, ce qui en fait des éléments incontournables en électromécanique.

La modélisation des machines électriques, notamment les MCC, vise à établir une représentation mathématique ou simulée de leur comportement, tant statique que dynamique. Cette démarche permet une meilleure compréhension du fonctionnement, facilite l'analyse, la conception ainsi que l'optimisation des stratégies de commande.

Par ailleurs, la régulation occupe une place centrale dans les processus industriels modernes. Elle constitue un levier essentiel pour améliorer les performances des systèmes automatisés, en garantissant précision, stabilité et efficacité énergétique. L'essor des technologies de production a ainsi renforcé l'intérêt pour les méthodes avancées de commande, faisant de ce domaine un champ d'étude en constante évolution.

Dans ce contexte, notre travail s'articule autour de la mise en œuvre de deux stratégies de commande appliquées à une machine à courant continu : la commande classique de type PI et une commande intelligente fondée sur la logique floue. L'objectif est d'évaluer et de comparer leurs performances respectives à travers une série de simulations.

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres principaux :

- ❖ Le premier chapitre présente des généralités sur la machine à courant continu, en abordant ses principes de fonctionnement, ses différentes structures et ses applications industrielles.
- ❖ Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation d'un moteur à courant continu, avec une analyse de son comportement dynamique à l'aide de MATLAB/Simulink.
- ❖ Le troisième chapitre introduit les notions fondamentales de l'asservissement et du contrôle. Il présente à la fois une commande classique de type PI et une commande intelligente basée sur la logique floue, appliquées au contrôle de systèmes dynamiques.
- ❖ Le quatrième chapitre expose les résultats de simulation obtenus pour les deux types de régulateurs appliqués au contrôle de vitesse de la MCC, avec une analyse comparative de leurs performances.

Chapitre I

Généralité sur les machines à courant continu

I . 1 Introduction :

Les machines électriques sont des dispositifs capables de convertir l'énergie électrique en une autre forme d'énergie (mécanique) ou inversement. Elles jouent un rôle essentiel dans les systèmes industriels, les transports, les équipements domestiques et les infrastructures énergétiques modernes.

On distingue principalement trois types de machines électriques : les moteurs, les générateurs et les transformateurs. Dans ce travail on s'intéresse par les Moteurs à Courant Continu.

I . 2. Définition :

Le Moteur à Courant Continu (MCC) est une machine électrique qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique en utilisant un courant continu. Inventé au XIX^e siècle, ce moteur a marqué une révolution dans l'industrie et la technologie, offrant une solution efficace pour des besoins variés en automatisation et en propulsion.

Son principe de fonctionnement repose sur la création d'un couple mécanique grâce à l'interaction entre un champ magnétique et un courant électrique.

Les moteurs à M CC se distinguent par leur capacité à fournir un contrôle précis de la vitesse et du couple, ce qui les rend indispensables dans des applications comme les robots, les véhicules électriques, les systèmes industriels et les appareils domestiques.

En raison de leur simplicité et de leur efficacité, ces moteurs continuent d'être largement utilisés malgré l'émergence de nouvelles technologies [1].

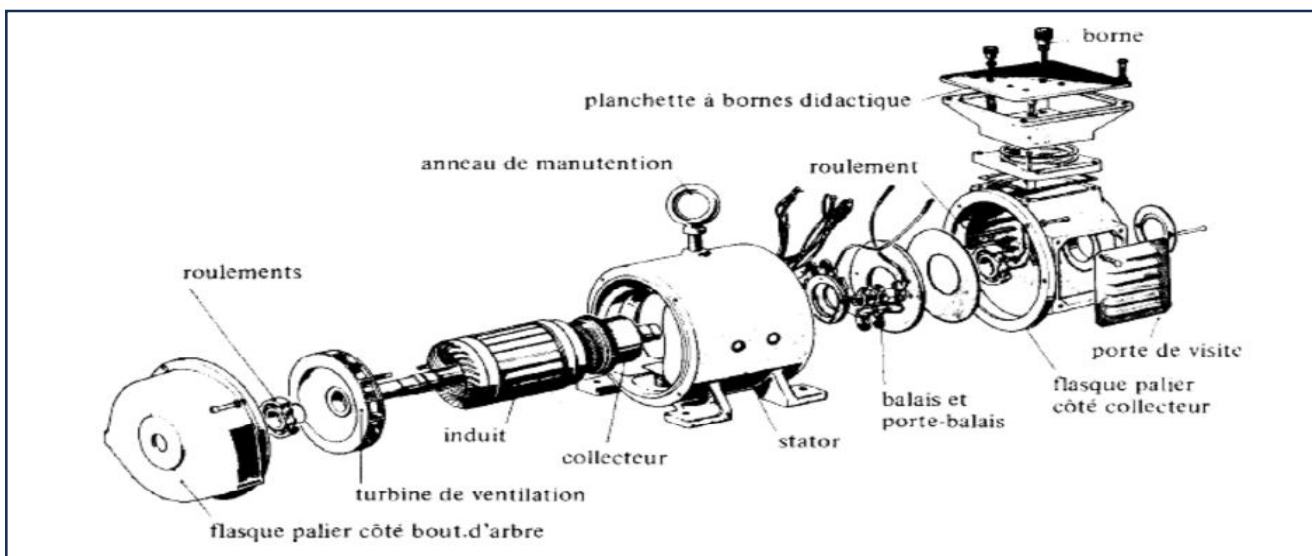


Figure I.1 : Schéma général de la machine à courant continu.

I . 3. Structure d'une Machine à Courant Continu:

La machine à courant continu est constituée de deux parties principales (Figure I.2) qui sont :

- Partie fixe appelée stator (inducteur).
- Partie mobile appelée rotor (induit).

I . 3. 1. Le stator (ou inducteur) :

Le stator est la partie fixe du moteur qui génère un champ magnétique. Ce champ est créé soit par des aimants permanents, dans les moteurs de petite taille, soit par des bobines d'excitation alimentées en courant, dans les moteurs de plus grande puissance. Le rôle du stator est d'interagir avec le champ magnétique du rotor pour produire le couple moteur. [2]

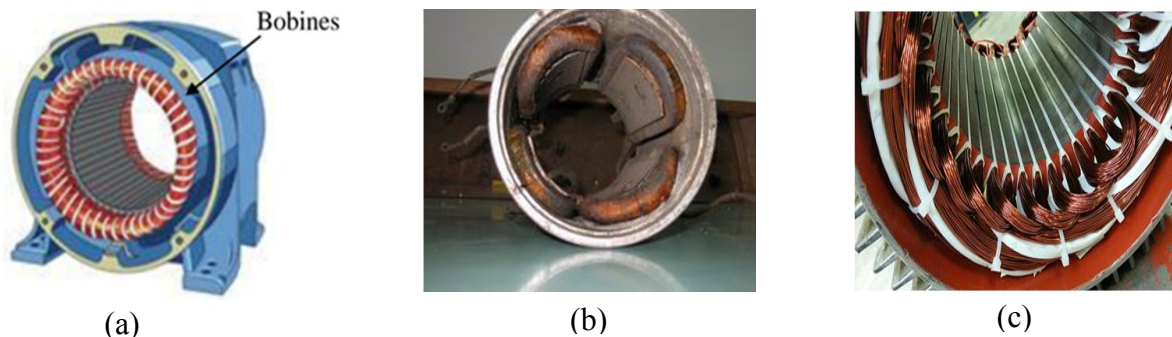


Figure I.2 : (a) le stator, (b) inducteur à aimant permanent, (c) inducteur à aimant bobiné.

I . 3. 2. Le rotor (ou induit) :

Le rotor est la partie mobile du moteur. Il est constitué de bobines enroulées autour d'un noyau ferromagnétique.

Lorsque le courant passe à travers ces bobines, il génère un champ magnétique qui interagit avec le champ magnétique du stator, créant ainsi une force qui provoque la rotation du rotor. Le rotor est relié à l'arbre moteur qui transmet le mouvement à une charge mécanique.

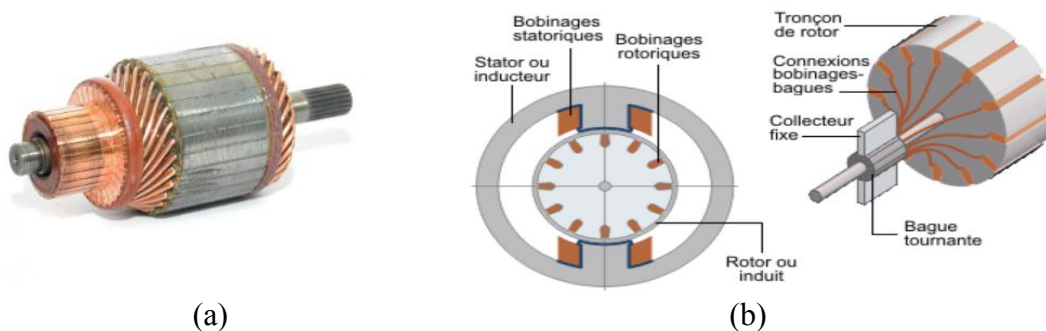


Figure I.3 : (a) le rotor, (b) Composition d'un rotor.

I . 3. 3 Le collecteur, les balais et l'ensemble porte balais :

Le collecteur est un cylindre segmenté, fixé sur l'axe du rotor, qui assure la connexion électrique entre les bobines du rotor et la source d'alimentation externe.

Les balais, généralement en graphite ou en charbon, frottent contre le collecteur et permettent de transmettre le courant électrique aux bobines du rotor tout en maintenant un contact constant, malgré le mouvement de rotation du rotor.

Le collecteur joue également un rôle essentiel en inversant la direction du courant dans les bobines du rotor à chaque demi-tour, ce qui permet au moteur de continuer à tourner dans le même sens [3].

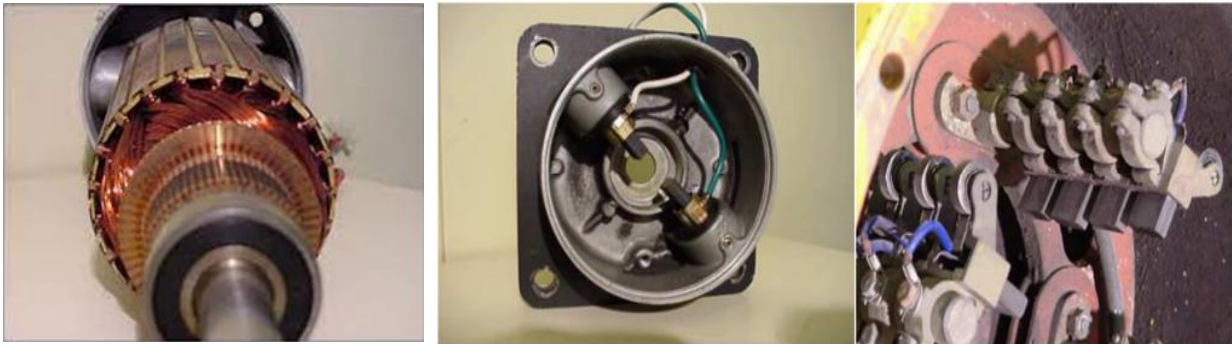


Figure I.4 : (a) le collecteur, (b) l'ensemble balais et porte balais.

L'ensemble porte balais a pour rôle principal de maintenir les balais (généralement en carbone) en contact constant avec le collecteur ou les bagues du moteur, Il fixe les balais dans la bonne position pour garantir un contact stable.

Il permet le passage du courant électrique des balais vers le collecteur, assurant le bon fonctionnement du moteur.

I . 4. Principe de fonctionnement :[4]

Une machine à courant continu possède un nombre n de conducteurs actifs au niveau de l'induit. Le flux utile sous un pôle créé par l'inducteur est Φ , exprime en webers, et N représente la fréquence de rotation de l'arbre du rotor, en tours par seconde. Deux cas peuvent se présenter :

- Soit un conducteur est à la fois traversé par un courant électrique et plonge à l'intérieur d'un champ magnétique, il est alors soumis à une force électromagnétique.
- Soit un conducteur est à la fois en mouvement de rotation et plonge à l'intérieur d'un champ magnétique, il est alors le siège d'une force électromotrice.

Ces deux cas peuvent être décrits par (la figure I.5 (a)) [4]

Courant + champ magnétique = force électromagnétique

Force + champ magnétique = force électromotrice

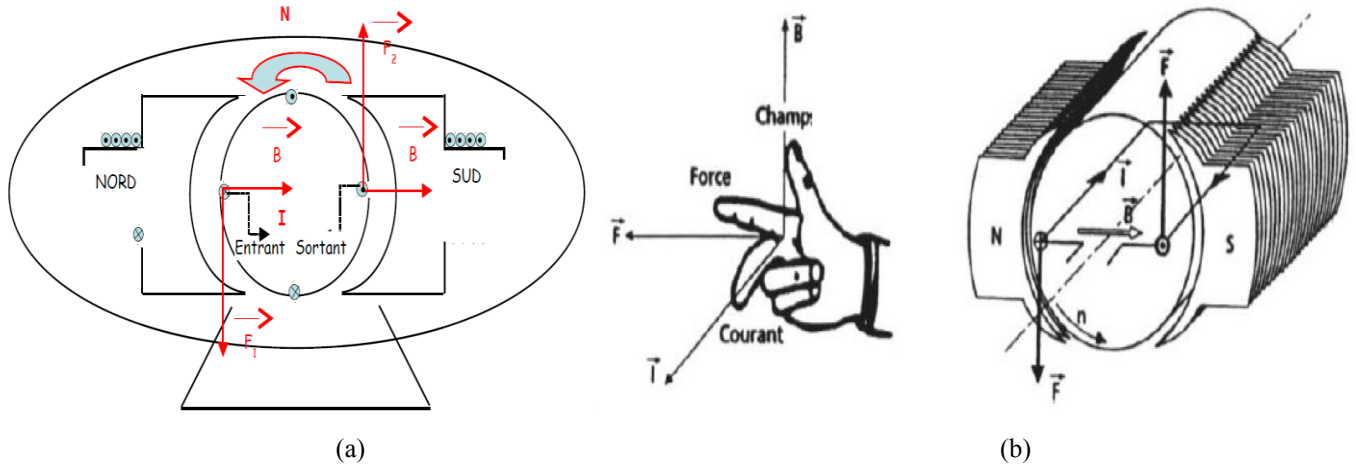


Figure I.5 : (a) Principe de fonctionnement d'une MCC, (b) Principe des trois doigts

La Loi de Laplace affirme que l'action d'un champ magnétique B sur un courant I dans un conducteur de longueur L , produit une force :

$$\vec{F} = I \vec{L} \wedge \vec{B} \quad (I.1)$$

La résultante de toutes les forces appliquées se traduit par un couple, qui fait tourner le moteur (Figure I.5 (b))[4].

Les conducteurs actifs, de nombre n , coupent les lignes du champ magnétique.

D'après la loi de Lenz-Faraday, chaque conducteur est donc le siège de forces électromotrices induites :

$$E = \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = n \cdot N \cdot \phi \quad (I.2)$$

La force électromotrice f.é.m. résultante de l'ensemble de ces N spires :

$$E = n \cdot N \cdot \phi \begin{cases} E \text{ la f.é.m en } [V] \\ N \text{ la fréquence de rotation en } [tr.s^{-1}] \\ \phi \text{ le flux en } [Wb] \\ n \text{ le nombre de conducteurs actifs} \end{cases} \quad (I.3)$$

Cette relation est essentielle pour la machine, car elle est le lien entre le flux ϕ une grandeur magnétique, la tension E une grandeur électrique, et la fréquence de rotation N une grandeur mécanique.

Sachant que $\Omega = 2\pi \cdot N$, une autre relation, reliant les trois types de grandeurs, est fréquemment utilisée, elle prend en compte la vitesse angulaire Ω exprimée en radians par seconde :

$$E = k \cdot \phi \cdot \Omega \begin{cases} E \text{ la f.é.m en } [V] \\ \Omega \text{ la vitesse angulaire en } [rad.s^{-1}] \\ \phi \text{ le flux en } [Wb] \\ k \text{ constant} \end{cases} \quad (I.4)$$

Remarque :

pour une machine à inducteur bobiné tournant à Vitesse angulaire constante, la f_{em} est proportionnelle au Courant d'excitation I_e si le circuit magnétique n'est pas saturé :

$$E = K \cdot \phi(I_e) \cdot \Omega = k \cdot I_e \cdot \Omega \quad (I.5)$$

I . 5. Fonctionnement en génératrice

I . 5. 1 Fonctionnement à vide:

Le rotor de la machine est entraîné par une source extérieure à la fréquence de rotation n . Nous dirons que la génératrice fonctionne à vide lorsqu'elle ne débite aucun courant.

La relation $E = n \cdot N \cdot \Phi$ se caractérise donc par deux constantes, le nombre de conducteurs n , et la fréquence de rotation N avec laquelle est entraînée la génératrice. La f.é.m. E est dans ce cas proportionnelle au flux Φ , elle est donc à un coefficient près l'image de la courbe de magnétisation de la machine. L'indice « 0 » caractérise le fonctionnement à vide.

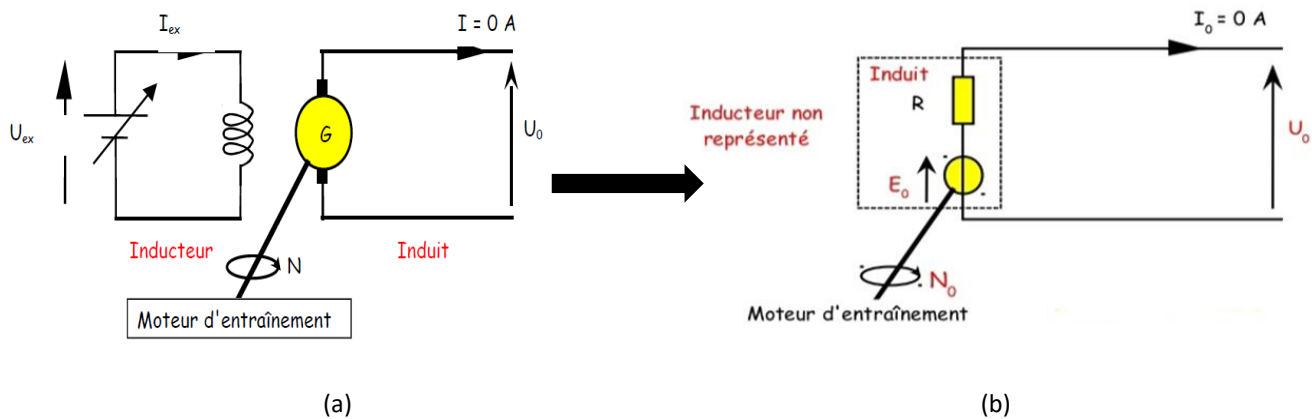


Figure I.6 : (a) Fonctionnement d'une génératrice à vide, (b) Modèle équivalent d'une génératrice à vide.

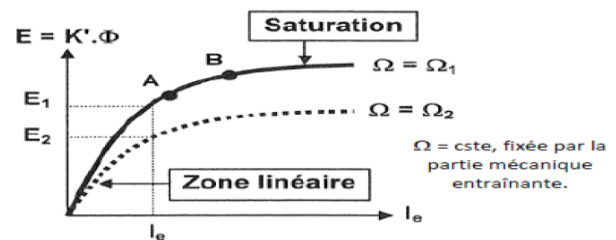
R : la résistance totale de l'induit, U_0 : la tension aux bornes de l'induit, E_0 : la f_{em} de la génératrice, I_0 : l'intensité du courant dans l'induit, N_0 : la vitesse de rotation du rotor.

La tension U_0 mesurée directement sur l'induit de la génératrice est exactement égale à la f_{em} de la Machine car l'intensité du courant est nulle, il n'y a donc pas de chute de tension due à la résistance de l'induit.

Cette caractéristique est en fait valable aussi bien en moteur qu'en génératrice. Elle montre que la zone utile de fonctionnement d'une machine se situe au voisinage de A. Sous le point A, la machine est sous utilisée et après Le point B, les possibilités de la machine n'évoluent Augmentent puisque I_e augmente.

$$k_e = \frac{E_1}{\Omega_1} = \frac{E_2}{\Omega_2}$$

Dans la zone linéaire, si $\Omega = cte$, donc si $I_e = cte$.



I . 5.2.Fonctionnement sur charge résistive:

La génératrice est entraînée par un moteur auxiliaire, elle débite un courant d'intensité I dans un rhéostat de charge (Figure I.7(a)), l'induit de la génératrice peut être remplacé par son modèle équivalent (Figure I.7(b)).

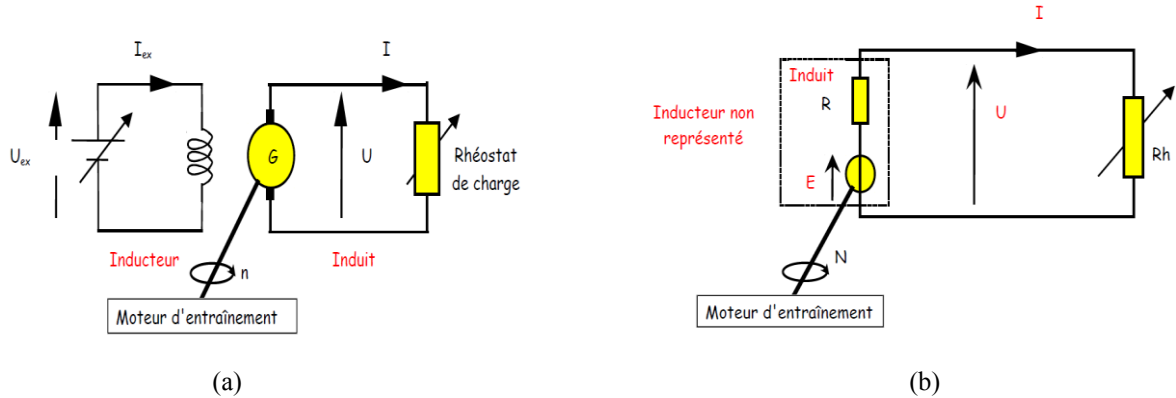


Figure I.7 : (a) Fonctionnement d'une génératrice en charge, (b) Modèle équivalent de l'induit de la génératrice.

La loi d'Ohm de l'induit se déduit facilement de son modèle équivalent :

$$U = E - R.I \quad \begin{cases} U \text{ la tension aux bornes de l'induit en } [V] \\ E \text{ la f.é.m de la génératrice en } [V] \\ R \text{ la résistance de l'induit en } [\Omega] \\ I \text{ l'intensité du courant dans l'induit en } [A] \end{cases} \quad (I.7)$$

Suivant les valeurs prises par la charge résistive, le moment du couple ($U ; I$) de la tension aux bornes de l'induit et de l'intensité du courant dans l'induit ne peut se déplacer que sur la droite déterminée par deux valeurs particulières [5]:

- U_0 valeur maximale de la tension aux bornes de l'induit de la génératrice à vide, $I = 0$ A.
- I_{cc} valeur maximale de l'intensité du courant dans l'induit court-circuité, $U = 0$ V.

I . 5. 3 Point de fonctionnement sur charge résistive :

Le point de fonctionnement du groupe Induit – Charge résistive peut se déterminer graphiquement. Il correspond au fonctionnement simultané de l'alimentation et du récepteur.

Les deux couples (courant ; Tension) issus des deux caractéristiques doivent impérativement être égaux puisqu'ils sont associés, Ainsi : Évaluation graphique du point de fonctionnement.

Le point de fonctionnement peut également se calculer à partir des deux équations (Figure I.8) [6] :

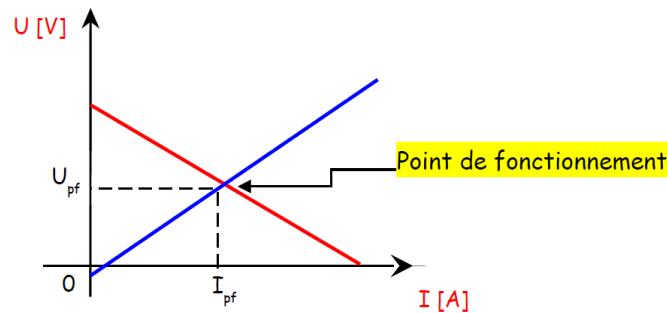


Figure I.8 : Point de fonctionnement sur charge résistive.

Le point de fonctionnement peut également se calculer à partir des deux équations : Évaluation graphique du point de fonctionnement

$$\begin{cases} U = E - R.I \\ U = R.I \end{cases} \quad (I.8)$$

Le point d'intersection (U_{pf} ; I_{pf}) de ces deux droites donne les grandeurs communes aux deux dipôles[6].

I . 5. 4 Bilan des puissances d'une génératrice:

Le bilan des puissances décline toutes les puissances, depuis la puissance absorbée d'origine mécanique jusqu'à la puissance utile de nature électrique.

Entre ces deux termes, l'étude se portera sur toutes les pertes aussi bien mécaniques qu'électriques, et enfin une puissance sera étudiée tout particulièrement, elle correspond au passage de la puissance mécanique à la puissance électrique.

Le bilan, peut être résumé à l'aide de (Figure I.9) [4].

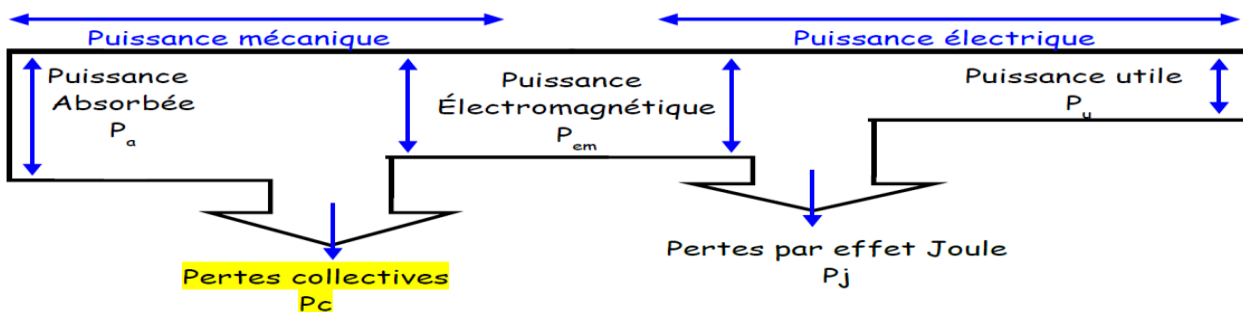


Figure I.9 : Bilan des puissances d'une génératrice.

I . 6. Fonctionnement en moteur:

I . 6. 1 Fonctionnement en charge:

L'induit du moteur est alimenté par une seconde source de tension continue, il entraîne une charge mécanique à la fréquence de rotation N (Figure I.10) [6].

La puissance électromagnétique P_{em} donne naissance au couple électromagnétique C_{em} . C'est cette Puissance qui, aux pertes près, est transformée en puissance utile sur l'arbre.

On a : $P_{em} = E \cdot I = C_{em} \cdot \Omega$, soit $C_{em} = k \cdot \phi \cdot I$ (I.9)

Le couple électromagnétique est proportionnel, à flux constant, au courant d'induit absorbé par la machine.

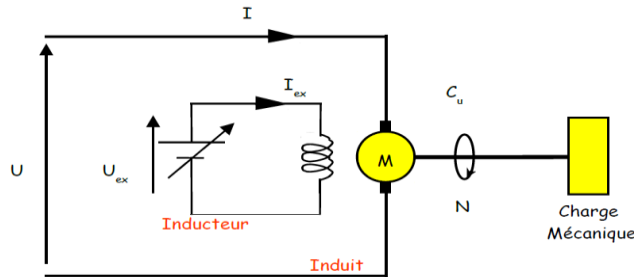


Figure I.10 : Fonctionnement d'un moteur en charge.

• Compte-tenu des pertes, le couple utile C_u (ou couple moteur C_m) dont on dispose sur l'arbre du moteur est en réalité légèrement inférieur au couple électromagnétique C_{em} :

$$C_u = C_{em} - C_p \quad (I.10)$$

• Le couple de pertes $C_p = C_{em} - C_u$ est dû :

- aux pertes ferromagnétiques dans le rotor (hystérésis et courants de Foucault) ;
- aux pertes mécaniques: frottements aux paliers et aux contacts balais-collecteur, Ventilation.

A flux constant et au couple de pertes près, le courant d'induit absorbé par la machine est

Proportionnel au couple mécanique demandé par la charge à entraîner (on fait l'approximation $I_0 = 0$, Soit $C_p = 0$, dans ce cas). [6]

On exprime la vitesse de rotation du moteur par :

$$\begin{cases} U = E + RI \\ E = K_e \cdot \Omega \end{cases} \text{ Donc : } \Omega = \frac{U - RI}{K_e} = \frac{U}{K_e} - \frac{RI}{K_e} = \Omega_0 - \frac{RI}{K_e} \quad (I.11)$$

Ω_0 : est la vitesse du moteur à vide si $I_0 = 0$, dans ce cas :

$$I = \frac{k_e}{R} (\Omega_0 - \Omega) \longrightarrow C_u = \frac{k_e \cdot k_c}{R(\Omega_0 - \Omega)} \quad (I.12)$$

I . 6. 2 Plaque signalétique du moteur :

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

• U : Tension nominale appliquée aux bornes de l'induit.

- I : Intensité nominale du courant dans l'induit
- N : Fréquence de rotation nominale du rotor
- p_u : Puissance utile nominale, d'origine mécanique délivrée par le moteur [10].

Ci-dessous l'exemple de la plaque signalétique de la machine à courant continu du téléphérique du Pic du Midi.

ABB		CE		GLEICHSTROMMASCHINE	
				MACHINE À COURANT CONTINU	
				DIRECT CURRENT MACHINE	
No. HM 2352120		1998-08		Typ. DMA+ 315 S 62 V	
P	400	kW	m_{rot} 595	kg	m_{tot} 2010
n	1373	1 / min	J 9.54	kg m²	IC 06
U	420	V	U_e 260	v	IM 1001
I	1009	A	I_e 11.2	A	IP 23
Duty	S1		El. IEC 34-1		Cl. H / F
2880 M.N.N.		Δp 18.0	mbar	V 0.94	m³/s
				t	38 °C
MOTOR					

Figure I.11: Plaque signalétique du moteur.

Caractéristiques électriques nominales		Caractéristiques mécaniques nominales
Induit	Inducteur	
U _n = 420 V I _n = 1009 A	U _{en} = 260 V I _{en} = 11,2 A	P _{un} = 400 kW N = 1373 tr/min C _{un} = 2880 N.m

Tableau I.1 : caractéristique de la plaque signalétique d'un moteur.

I . 6. 3 Bilan des puissances d'un moteur:

Le bilan des puissances décline toutes les puissances, depuis la puissance absorbée d'origine électrique jusqu'à la puissance utile de nature mécanique.

Entre ces deux termes, l'étude se portera sur toutes les pertes aussi bien mécaniques qu'électriques, et Enfin une puissance sera étudiée tout particulièrement, elle correspond au passage de la puissance électrique a la puissance mécanique [4].

Le bilan, peut être résume à l'aide schéma suivant :

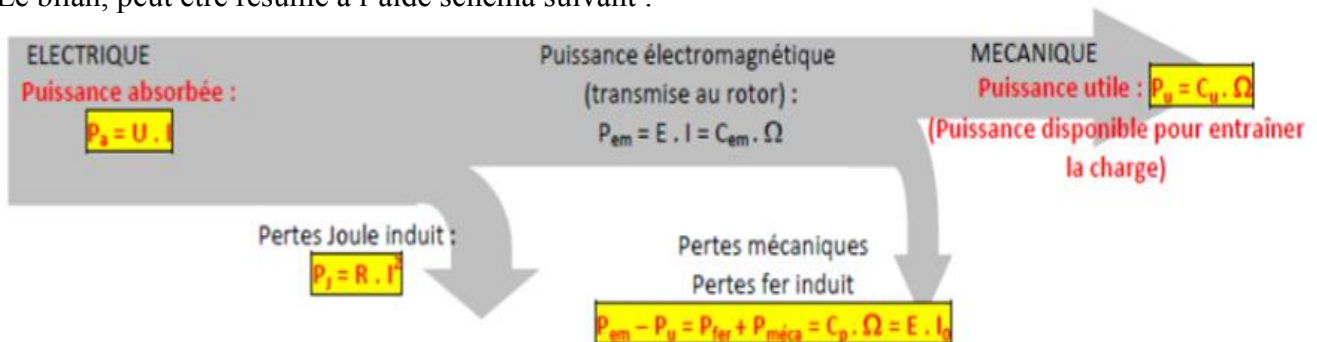


Figure I.12 : Bilan des puissance d'un moteur.

I . 6. 4 Essai à vide :

Nous dirons que le moteur fonctionne à vide s'il n'entraîne aucune charge sur son arbre. L'indice «<o>» caractérise cet essai. Sa fréquence de rotation est notée n_0 , elle est légèrement supérieure à sa Fréquence de rotation nominale, l'intensité du courant dans l'induit I_0 est très faible devant sa valeur Nominale et la tension d'alimentation U_0 de l'induit est réglée a sa valeur nominale. En faisant varier U_0 , la tension aux bornes de l'induit mesurée en volts, nous pouvons relever en ampères l'intensité du courant dans l'induit I_0 , et la fréquence de rotation n_0 en tours par seconde[6].

I . 6. 5 Essai en charge :

Le moteur est maintenant chargé, c'est-à-dire que l'arbre de ce dernier entraîne une charge résistante qui s'oppose au mouvement du rotor.

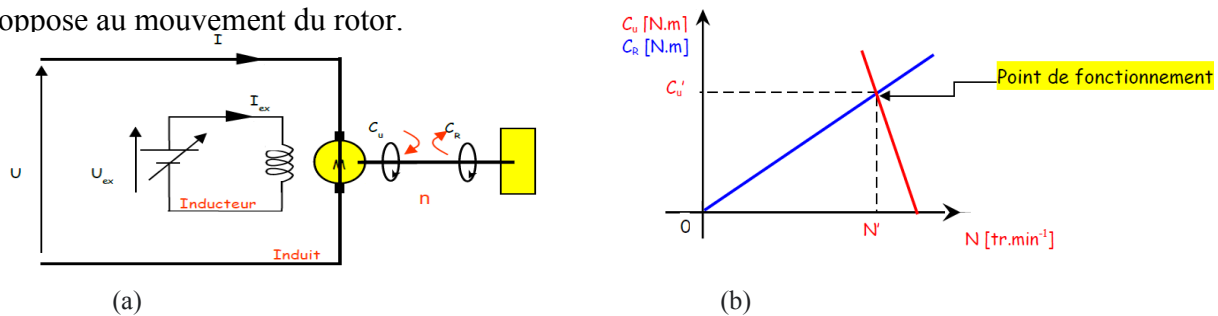


Figure I.13 : (a) Essai en charge d'un mcc, (b) Le point de fonctionnement d'un mcc.

En régime établi, le moment du couple utile délivre par le moteur est égal au moment du couple résistant que lui oppose la charge mécanique [4].

En régime permanent :

$$C_u = C_r \begin{cases} C_u: \text{moment du couple utile en newton_mètres (N.m)} \\ C_r: \text{moment du couple résistant en newton_mètres (N.m)} \end{cases}$$

I . 6. 6 .Point de fonctionnement :

Le point de fonctionnement se trouve sur l'intersection de la caractéristique mécanique du moteur et de la courbe qui caractérise le moment du couple résistant de la charge (figure I.13 (b)).

I . 6. 7. Le risque d'emballement du moteur :

Dans la relation :

$$E = N \cdot n \cdot \Phi \rightarrow n = \frac{E}{N \cdot \Phi} \quad (I.13)$$

Si l'intensité du courant dans l'inducteur s'annule, le flux tend alors vers zéro. Suivant la loi d'Ohm la Valeur de la fem n'est pas nulle

$$E = U - R \cdot I \rightarrow n = \frac{U - R \cdot I}{N \cdot \Phi} \quad (I.14)$$

La fréquence de rotation d'un moteur alimenté tend vers l'infini si le flux s'annule.

Une coupure dans le circuit d'excitation entraîne donc un emballement du moteur.

Pour éviter que le moteur s'emballe, il est indispensable de respecter un ordre pour le câblage ainsi qu'un ordre inverse pour le dé câblage du moteur. L'inducteur doit être alimenté en premier lors du câblage, il sera débranché en dernier au dé câblage du moteur [4].

I . 7. Types de moteurs à courant continu

Les moteurs à courant continu (CC) se déclinent en plusieurs types, chacun ayant des caractéristiques spécifiques adaptées à des besoins particuliers. Ces types de moteurs sont classifiés en fonction de la manière dont le champ magnétique est généré dans le stator (partie fixe) et de la configuration des bobines d'excitation. Les principaux types sont :

I . 7. 1 Moteur à excitation série :

I . 7. 1. 1 Principe de fonctionnement :

Dans un moteur à excitation série, l'enroulement du stator est directement connecté en série avec l'induit (le rotor). Cela signifie que le courant qui passe dans l'induit passe également dans le bobinage du stator, créant ainsi un champ magnétique.

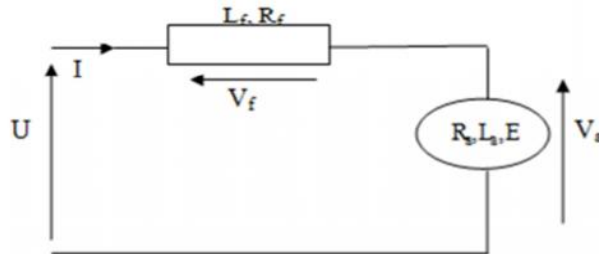


Figure I.14 : moteur à excitation série.

I . 7. 1. 2 Caractéristiques :

Ce type de moteur est caractérisé par un couple élevé au démarrage et une capacité à atteindre des vitesses très élevées. Cependant, la vitesse du moteur varie de manière significative en fonction de la charge.

À vide, la vitesse peut devenir extrêmement élevée, ce qui peut entraîner des dommages si le moteur n'est pas utilisé correctement.

I . 7. 1. 3 Applications :

Il est principalement utilisé dans des applications où un couple élevé au démarrage est nécessaire, comme dans les locomotives, les démarreurs de moteurs, ou certains appareils électroménagers puissants.

L'équation de la tension d'alimentation est :

$$U = V_a + V_f \quad (I.15)$$

Les équations du moteur deviennent alors :

$$V_a = E + R_a I + R_f I = E + (R_a + R_f) I \quad (I.16)$$

$$C_m = K_m \cdot \Phi \cdot I_a \quad (I.17)$$

Avec :

U : Tension d'alimentation du circuit d'induit (V).

I : Courant d'induit (A).

R_a : Résistance du circuit d'induit (Ω).

L_a : Inductance du circuit d'induit (H).

V_f : Tension du circuit d'excitation (V).

R_f : Résistance du circuit d'excitation (Ω).

E : Force contre électromotrice (V).

I . 7. 2 Moteur à excitation shunt:

I . 7. 2. 1 Principe de fonctionnement :

Dans un moteur à excitation shunt, les enroulements du stator sont connectés en parallèle (ou en shunt) avec l'induit. Le courant qui passe dans l'enroulement du stator est donc indépendant de celui qui passe dans l'induit.

Cela permet de générer un champ magnétique constant dans le stator.

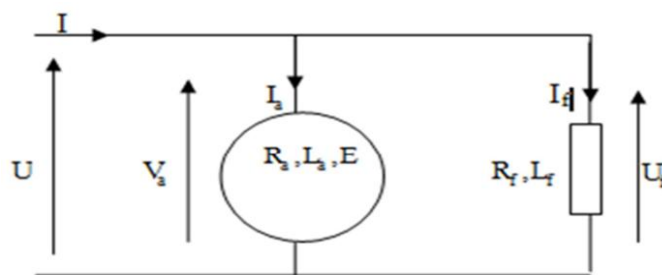


Figure I.15 : Moteur à excitation shunt

Les équations du moteur sont :

$$V_a = E + R_a I_a \quad (I.18)$$

$$U = R_a I_a + L \frac{dI_f}{dt} + E \quad (I.19)$$

$$C_{em} = K_m \cdot \Phi \cdot I_a \quad (I.20)$$

Avec :

I_a : Courant d'induit (A).

K_m : Constante propre du moteur.

C_{em} : Couple électromagnétique de la machine (N.m).

I . 7. 2. 2 Caractéristiques :

Ce type de moteur offre une vitesse relativement constante, indépendamment des variations de charge. Cependant, le couple au démarrage est moins élevé que dans le moteur à excitation série. Le moteur à excitation shunt est également plus stable et plus facile à contrôler.

I . 7. 2. 3 Applications :

Il est couramment utilisé dans les applications industrielles et les équipements de précision, comme les machines-outils, les ventilateurs, les pompes et autres équipements nécessitant une vitesse stable et un contrôle facile.

I . 7. 3 Moteur à excitation séparée :

I . 7. 3. 1 Principe de fonctionnement :

Le moteur à excitation séparée est constitué de deux enroulements induit et inducteur qui sont Alimentés séparément par deux sources distinctes. L'inducteur qui comporte une résistance R_f et une inductance L_f qu'est excitée par une source continue de tension V_f , et de courant I_f , et l'induit qui est constitué d'une résistance, d'une inductance, et d'une force contre électromotrice respectivement R_a , L_a et E . Il est excité par une source continue de tension V_a , et de courant I_a (Figure. I.16) [7] :

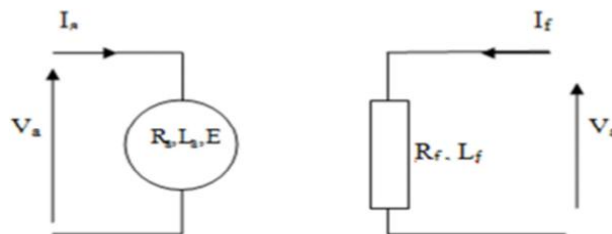


Figure I.16 : Moteur à excitation séparée.

I . 7. 3. 2 Caractéristiques :

Le moteur à courant continu à excitation séparée joint à l'avantage d'un réglage de vitesse Dans de larges limites. Cette dernière est très sensible aux variations de la tension d'induit, et Indépendante de la charge, c'est pour cela qu'on peut le coupler à de faibles charges sans risque d'emballement. Son couple est proportionnel au courant d'induit, et très important à faible vitesse, d'où ses performances dynamiques très élevées. Son courant de démarrage est très fort d'où la nécessité de le limiter pour éviter l'échauffement du circuit induit. Ce moteur est le moteur de base des asservissements de position, aussi bien pour les petites que les grandes puissances [8].

I . 7. 3. 3 Applications :

Ce moteur est employé dans les machines d'excitation (les pompes, transport, trolleybus, TG...) et les entraînements d'essuie glaces...etc.

I .7.4 Moteur à excitation composée (compound):

I . 7. 4. 1 Principe de fonctionnement :

Un moteur à excitation composée combine les principes des moteurs à excitation série et shunt. Il possède à la fois un enroulement de champ en série et un enroulement de champ en parallèle (shunt). Ce moteur bénéficie ainsi des avantages des deux types précédents [9].

I . 7. 4. 2 Moteur compound à flux additif :

Le moteur compound à flux additif est alimenté par une source de tension continue U , et de courant I . L'inducteur série contenant une résistance R , et une inductance L , est parcourue par le même courant que l'induit qui comporte une résistance, une inductance et une force contre électromotrice respectivement R_a, L_a et E et l'inducteur shunt de résistance R_f et d'inductance L_f est parcourue par un courant I_f , (Figure I.17(a)) [10].

I . 7. 4. 3 Moteur compound à flux soustractif :

Le moteur compound à flux soustractif est alimenté par une source de tension continue U et de courant I . l'inducteur série qui comporte une résistance R , et une inductance L est parcourue par le courant d'alimentation I . L'induit du moteur est constitué d'une résistance R_a , d'une inductance L_a , et d'une force contre électromotrice E et l'inducteur shunt de résistance R_f et d'inductance L_f est parcourue par un courant I_f , (Figure. I.17(b)). [7]

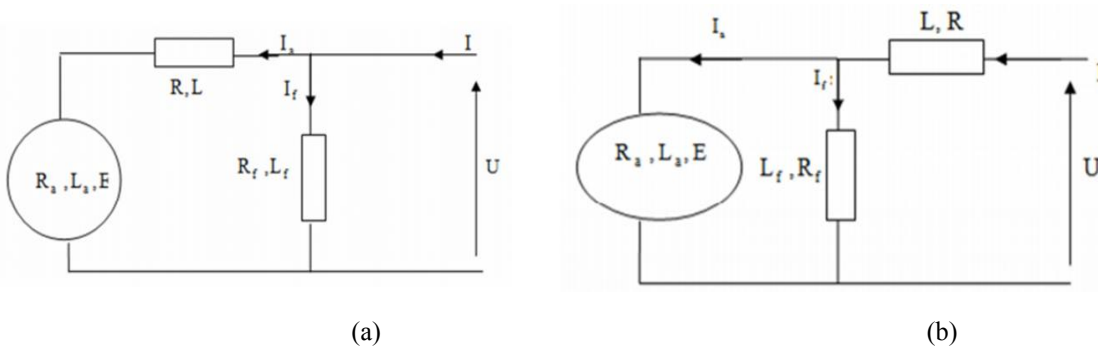


Figure I.17 : Schéma électrique du moteur compound : (a) à flux additif, (b) à flux soustractif.

I . 7. 4. 4 Caractéristiques :

Ce type de moteur offre un couple élevé au démarrage tout en maintenant une vitesse relativement constante sous charge. Il combine la stabilité du moteur à excitation shunt et la performance du moteur à excitation série.

I . 7. 4. 5 Applications :

Il est utilisé dans des applications nécessitant un couple élevé au démarrage tout en maintenant une certaine stabilité de la vitesse, comme dans les grues, les machines de traction et certains équipements industriels lourds.

I . 8 Avantages et inconvénients des moteurs à courant continu

Les moteurs à courant continu (CC) offrent de nombreux avantages qui les rendent adaptés à diverses applications industrielles et domestiques. Toutefois, ils présentent également des inconvénients qui peuvent limiter leur utilisation dans certaines situations. Voici un aperçu détaillé de leurs avantages et inconvénients.

I . 8. 1 Avantages des moteurs à courant continu:**I . 8. 1. 1 Contrôle précis de la vitesse :**

L'un des principaux avantages des moteurs à courant continu est leur capacité à offrir un contrôle précis et facile de la vitesse. En ajustant la tension appliquée au moteur, on peut facilement contrôler la vitesse de rotation du rotor, ce qui est particulièrement utile dans les applications nécessitant une régulation fine, comme les robots ou les systèmes de transport.

I . 8. 1. 2 Couple élevé au démarrage:

Les moteurs à courant continu, notamment les moteurs à excitation série, sont capables de fournir un couple important dès le démarrage. Ce couple élevé est essentiel pour des applications telles que les démarreurs de moteurs, les véhicules électriques ou les ascenseurs, où il est nécessaire de démarrer sous une charge importante.

Simplicité de conception et de contrôle :

Les moteurs CC sont relativement simples à concevoir et à contrôler. Ils ne nécessitent pas de systèmes de commutation électronique complexes, comme les moteurs à courant alternatif (CA), ce qui les rend plus simples à comprendre et à implémenter dans des systèmes de contrôle. Cela permet également de réduire le coût initial de production pour certaines applications.

I . 8. 1. 3 Adaptabilité aux charges variables:

Les moteurs à courant continu sont bien adaptés aux applications où la charge varie fréquemment,

car leur vitesse peut être ajustée en temps réel pour s'adapter aux changements de la charge. Cela les rend idéaux pour des applications comme les ventilateurs, les pompes et les équipements de chauffage.

I . 8. 1. 4 Maintenance relativement simple:

Comparé à d'autres moteurs électriques, comme les moteurs synchrones ou asynchrones, le moteur à courant continu est facile à entretenir, car il comporte moins de composants complexes, surtout dans le cas des moteurs à balais. Les opérations de maintenance se limitent souvent à la vérification des balais et du collecteur, qui peuvent être remplacés facilement.

I . 8. 2 Inconvénients des moteurs à courant continu:

I . 8. 2. 1 Usure des balais et du collecteur :

L'un des principaux inconvénients des moteurs à courant continu traditionnels réside dans l'usure des balais et du collecteur. Les balais, qui sont en contact constant avec le collecteur pour transmettre le courant au rotor, s'usent avec le temps en raison du frottement. Cela nécessite un entretien régulier, ce qui peut entraîner des coûts supplémentaires et une durée de vie limitée pour le moteur.

I . 8. 2 . 2 Génération d'étincelles:

En raison de la commutation du courant dans le rotor, les moteurs à courant continu génèrent souvent des étincelles au niveau du collecteur. Ces étincelles peuvent entraîner une perte d'énergie et parfois causer des dommages à long terme aux balais et au collecteur. Elles peuvent également poser un problème dans des environnements sensibles aux risques d'incendie ou d'explosions.

I . 8. 2 . 3 Limitations de vitesse:

Les moteurs à courant continu peuvent atteindre des vitesses relativement élevées, mais leur conception limite la vitesse maximale à laquelle ils peuvent fonctionner de manière stable et sûre. À des vitesses trop élevées, le moteur peut devenir instable, et la génération d'étincelles peut augmenter, entraînant une perte d'efficacité et des risques de défaillance.

I . 8. 2 . 4 Taille et poids:

Les moteurs à courant continu ont tendance à être plus volumineux et plus lourds que certains moteurs alternatifs, en particulier dans des applications à faible puissance. Cela peut limiter leur utilisation dans des applications où la compacité et la légèreté sont cruciales, comme dans certains appareils portables ou des systèmes de transport légers.

I . 8. 2 . 5 Coût d'entretien et durée de vie limitée:

En raison de l'usure des balais et du collecteur, les moteurs à courant continu nécessitent des interventions de maintenance régulières pour remplacer ces pièces. Cela peut entraîner des coûts d'entretien plus élevés par rapport aux moteurs sans balais ou à ceux utilisant des technologies modernes comme les moteurs à courant alternatif. La durée de vie du moteur peut aussi être limitée par l'usure constante des composants mécaniques.

I . 9. Conclusion:

Les moteurs à courant continu ont évolué au fil des décennies pour devenir des composants essentiels dans divers secteurs grâce à leur efficacité, leur flexibilité et leur capacité à répondre à des besoins spécifiques en termes de contrôle de la vitesse et du couple. Les innovations récentes, telles que les moteurs sans balais, les systèmes de contrôle intelligents et l'intégration dans des applications IoT, ont permis d'améliorer leur performance et leur fiabilité. Cependant, des défis demeurent, notamment la réduction des coûts de production, l'utilisation de matériaux rares et la durabilité dans des environnements extrêmes.

Néanmoins, avec l'essor de la mobilité durable, des énergies renouvelables et des technologies de stockage d'énergie, les moteurs à courant continu continueront de jouer un rôle clé dans la transformation des industries et la transition énergétique, tout en devant s'adapter aux exigences environnementales et technologiques futures.

Chapitre II

Modélisation d'un moteur à courant continu

II.1 Introduction :

Le moteur à courant continu peut être modélisée par le biais d'équations électrique, Électromécanique et mécanique. Ces trois groupes d'équations nous permettrons de mieux appréhender la machine à courant continu dans son fonctionnement réel.

Du coté électrique nous pouvons dire que la machine à courant continu se définit par un circuit d'induit et un circuit inducteur ; l'induit de la MCC peut être vu comme une résistance et une inductance en série avec une source de tension commandée proportionnelle à la vitesse. Du coté mécanique, nous représentons la machine à courant continu par l'inertie de l'induit augmentée de celui de la charge entraînée. [11]

II.2. Description de la machine à courant continu:

Le moteur à courant continu dont nous allons établir les équations est représenté par (la Figure .II.1) :

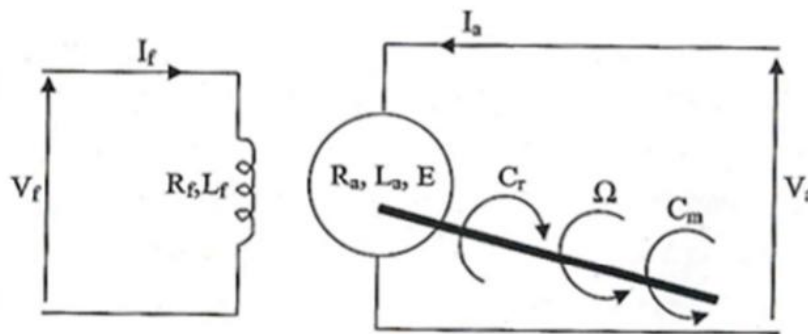


Figure II.1: schéma électrique du moteur à excitation séparée

Partie électrique : nous pouvons dire que la machine à courant continu se définit par un circuit d'induit et un circuit d'inducteur ; l'induit de la machine à courant continu peut être vu comme une résistance R_a et une inductance L_a en série avec une source de tension commandée V_a et proportionnelle à la vitesse.

Partie mécanique : nous représentons la machine à courant continu par l'inertie de l'induit augmenté de celui de la charge entraînée [9].

II.3. équations de la machine à courant continu :

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

Moyennant des modifications à partir du premier (Figure II.2) [11].

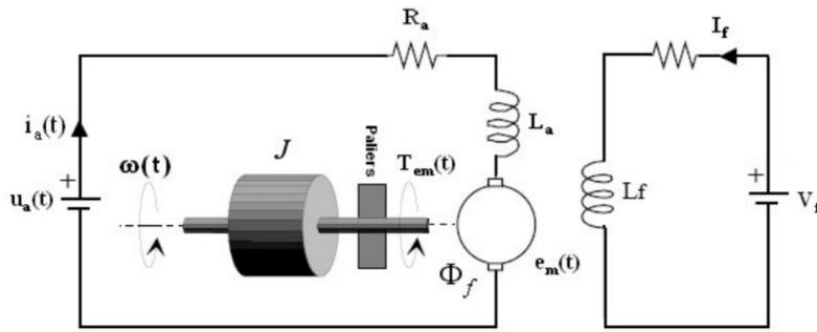


Figure II.2: Schéma d'un entraînement avec une MCC à excitation indépendante

Les signaux y intervenant sont les suivants :

- La tension aux bornes de l'induit $u_a(t)$ (l'indice 'a' correspond à Anker, c'est à dire induit en langue allemande) ;

Le circuit électrique de l'induit, faisant apparaître :

- La résistance de l'induit R_a ;
- L'inductance de l'induit L_a ;
- Une tension $e_m(t)$ appelée force électromotrice (f.é.m), proportionnelle à la vitesse angulaire $\omega(t)$;
- Le courant traversant le circuit d'induit $I_a(t)$;
- Le couple électromagnétique instantané $T_{em}(t)$ produit ;
- L'inducteur, fixé au stator, créant un flux magnétique d'excitation ϕ_f ;
- La charge mécanique, dépendante de l'application (inertie J , frottement visqueux, Élasticité de la transmission, etc.) ;

La vitesse $\omega(t)$ du rotor du moteur.[11]

II.3.1 Équations électriques :

Prenant en compte la résistance R_a et l'inductance L_a du circuit d'induit, du Collecteur, des balais et des connexions, et en les supposant toutes les deux constantes (pas de Variation due à l'échauffement ni à la saturation magnétique), l'équation de tension induite S'écrit :

$$U_a(t) = R_a \cdot i_a + \frac{d\psi}{dt} = R_a \cdot i_a(t) + \frac{d(N.\Phi f)}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$U_a(t) = R_a \cdot i_a(t) + L_a \frac{di_a}{dt} + e_m(t) \quad (\text{II.2})$$

II.3.2 Équations électromécaniques

La tension induite $e_m(t)$, appelée f.é.m ("force électromotrice" dans l'optique de l'exploitation en générateur) est proportionnelle à la vitesse angulaire $\omega(t)$ et au flux inducteur $\phi_f(t)$:

$$e_m(t) = k. \phi_f(t). \omega(t) \quad (\text{II.3})$$

K est une constante dépendant de la construction de la machine.

La première équation montre que $e_m(t)$ s'oppose à $U_a(t)$, c'est à dire que le moteur réagit en créant une FEM $e_m(t)$ tendant à équilibrer $U_a(t)$. Cet effet correspondra à une contre-réaction bien visible dans le schéma fonctionnel du moteur [11].

Le couple électromagnétique $T_{em}(t)$ développé a pour expression :

$$T_{em} = k. \phi_f. i_a(t) \quad (\text{II.4})$$

II.3.3. Équation mécanique

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

$$J_t \frac{d\omega}{dt} = T_{em}(t) - B\omega(t) - T_r(t) - T_f(t) \quad (\text{II.5})$$

Ou :

J_t : Inertie totale entraînée (moteur J_m et charge J_{ch})

B_m : Coefficient de frottement visqueux

T_r : Couple résistant

T_f : Couple de frottement de coulomb

Voilà en somme les équations régissant le fonctionnement du moteur. Mais pour mieux les

Exploiter, nous allons utiliser leurs transformées de Laplace . [11]

II.4. Transformées de Laplace :

$$U = E + RI + L \frac{di}{dt} \quad (\text{II.6})$$

La transforme de la place :

$$U(s) = E(s) + R I(s) + L s I(s)$$

(II.7)

$$\underbrace{U(s) - E(s)}_{\xi_1} = (L s + R) I(s) \quad (\text{II.8})$$

$$\frac{I(s)}{\xi_1} = \frac{1}{L s + R} \rightarrow I(s) = \frac{1}{L s + R} (U(s) - E(s)) \quad (\text{II.9})$$

$$J \frac{d\omega}{dt} - C_{em} - f. \omega - c_r \quad (\text{II.10})$$

La transforme de la place :

$$J_s \omega_s = C_{em} - f. \omega - c_r \quad (\text{II.11})$$

$$(J_s + f)\omega(s) = \underbrace{C_{em} - c_r}_{\xi_2} \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{\omega(s)}{\xi_2} = \frac{1}{J_s + f} \rightarrow \omega(s) = \frac{1}{J_s + f} (C_{em} - c_r) \quad (\text{II.13})$$

$$C_{em} = k_c I(s) \quad (\text{II.14})$$

II. 5. Modes de réglage de la vitesse des MCC :

Pour illustrer les différents modes de réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu, nous avons opté pour un moteur à excitation séparée qui est soumis à une alimentation continue.

En régime variable nous avons :

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E \quad (\text{II.14})$$

$$E = K \cdot \Phi \cdot \Omega \quad (\text{II.15})$$

En régime établi (la variation de I est nulle), les équations (I.21) et (I.22) deviennent :

$$V_a = R_a I_a + E \quad (\text{II.16})$$

A partir des équations (I.22) et (I.23), on déduit l'expression générale de la vitesse de rotation du moteur :

$$\Omega = \frac{V_a - R_a I_a}{K \cdot \Phi} \quad (\text{II.17})$$

Avec : K est une constante du moteur.

On remarque que la vitesse de rotation Ω dépend de trois variables à savoir la tension de l'induit V_a , la résistance de l'induit R_a et le flux Φ ce qui donne les trois possibilités de réglage suivantes [8] :

- ✓ Réglage rhéostatique.
- ✓ Réglage par variation du flux.
- ✓ Réglage par variation de la tension.

II. 5.1. Réglage rhéostatique :

Ce mode de réglage est basé sur la variation de la résistance totale de l'induit. On peut diminuer la vitesse en augmentant la résistance d'induit avec un rhéostat branchée en série avec l'induit (Figure (II.3)). [8]

On a en paramétriques la relation suivante :

$$\Omega = \frac{V_a - (R_a + R_h) \cdot I_a}{K \cdot \phi} \quad (\text{II.18})$$

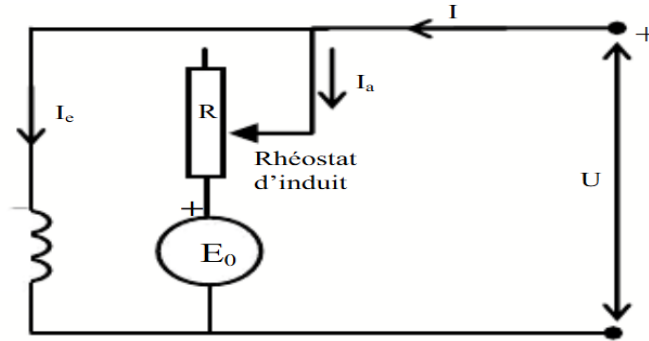


Figure II.3 : Réglage de vitesse par rhéostat en série avec l'induit.

Cette méthode de réglage est simple à réaliser, mais elle n'est pas souhaitable sur le plan technologique et économique, car le rhéostat dissipe autant de puissance que le moteur.

II. 5.2. Réglage par variation du flux :

Il est important de noter, qu'en vertu de la relation du couple ($C = k \cdot \phi \cdot I_a$), on a toujours intérêt à appliquer le flux maximal lors du démarrage pour permettre au moteur de porter à la vitesse nominale toutes les masses qui sont initialement au repos.

Par ailleurs, du fait de la saturation du fer de la machine, cette valeur du flux ne peut pas être augmentée davantage. Il en résulte donc d'après la relation qui donnant la vitesse du moteur ; que le réglage est obtenu par augmentation de la vitesse par rapport à la vitesse nominale en réduisant la valeur du flux (courant d'excitation). Cela se réalise par l'introduction d'un rhéostat de champ dans le circuit d'excitation.

On a les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Omega = \frac{V_a - R_a I_a}{k \phi} \\ C_m = k \cdot \phi \cdot I_a \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Pour:

$$C = 0; I_a = 0 \rightarrow \Omega = \frac{V_a}{k \phi}$$

Lorsqu'on réduit la valeur de ϕ , la vitesse augmente.

Pour: $\Omega = 0; I_a = \frac{U_a}{R_a} \rightarrow C = k \cdot \phi \cdot \frac{U_a}{R_a}$

Lorsqu'on réduit la valeur de Φ , le couple diminue.

Ce réglage est mauvais du point de vue technique ; les caractéristiques étant concourantes. Il est bon du point de vue économique car la puissance dissipée dans l'inducteur étant très faible par rapport à la puissance absorbée ; le rendement du moteur ne sera pas modifié.

Remarque :

- Avec ce procédé, on ne peut qu'augmenter la vitesse du moteur par rapport à sa vitesse nominale.
- Si le couple résistant est constant ($C_m = k \cdot \phi \cdot I_a = cte$), l'intensité augmentera quand on diminuera le flux et le moteur risquera de chauffer. Dans ces conditions, on doit dimensionner le moteur en conséquence. Il est à noter que cet inconvénient n'a pas lieu si entraînement est à puissance constante car en vertu de la relation $P = U \cdot I_a = cte$, comme la tension U est constante, l'intensité I_a demeurera constante.

II. 5.3. Réglage par variation de la tension :

Le flux d'excitation étant fixé à sa valeur nominale, le réglage est obtenu par réduction de la vitesse par rapport à la vitesse nominale en réduisant la valeur de la tension d'alimentation.

En vertu des relations:

$$\begin{cases} \Omega = \frac{V_a - R_a I_a}{k'} \\ C_m = k' I_a \\ K' = k \cdot \phi \end{cases} \quad (II.20)$$

Pour: $C = 0; I_a = 0 \rightarrow \Omega = \frac{V_a}{k} \rightarrow \Delta\Omega = \frac{\Delta V_a}{k'}$

Lorsqu'on réduit la tension V_a , la vitesse diminue.

Pour : $\Omega = 0; I_a = \frac{U_a}{R_a} \rightarrow c = k' \frac{U_a}{R_a} \rightarrow \Delta C = k' \frac{\Delta U_a}{R_a}$

Lorsqu'on réduit la valeur de la tension, le couple diminue.

Calculons la pente ($C\Delta / \Delta \Omega$) :

$$\frac{\Delta c}{\Delta \Omega} = \frac{k'^2}{R_a} = cte \quad (II.21)$$

Les caractéristiques se déplacent parallèlement par rapport à la caractéristique d'origine, comme le montre la figure suivante [8] :

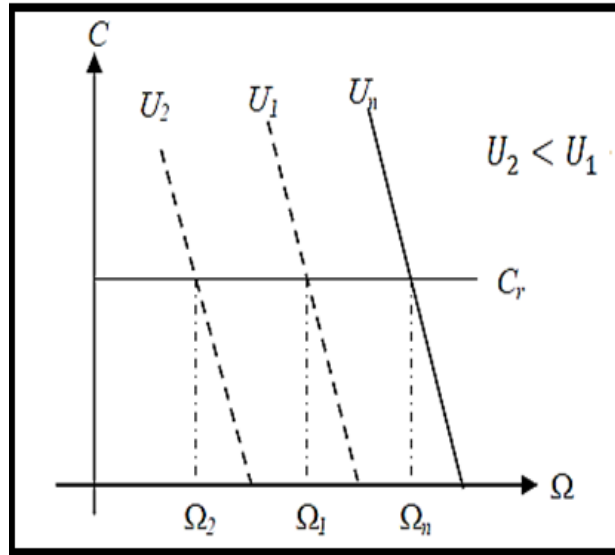


Figure II.4 : Caractéristique de réglage par la tension d'induit.

Ce mode de régulation présente des avantages techniques majeurs, préservant les caractéristiques originales sans distorsion (comme la courbe de vitesse du moteur). Il est également économiquement efficace, évitant tout gaspillage d'énergie et offrant un rendement opérationnel élevé.

Cependant, la mise en œuvre de cette méthode nécessite l'utilisation d'un variateur de vitesse. Cette exigence a longtemps constitué un défi majeur, mais les récents progrès en électronique de puissance ont permis aux convertisseurs électroniques d'accomplir cette tâche avec une efficacité et une fiabilité optimales.

II.6. simulation du MCC sous Matlab Simulink :

La simulation du MCC (moteur à courant continu) permet d'analyser et de prédire ses performances dynamiques sans avoir recours à des expérimentations réelles. Elle repose sur la représentation mathématique de ses équations électriques et mécaniques, telles que la tension induite, le courant, la force électromotrice (f.é.m), le couple et la vitesse de rotation. Cela se fait à l'aide de logiciels comme MATLAB/Simulink.

Les paramètres de notre machine sont: $R=1.67 \, \Omega$, $K_e=60.3 \, \text{mNm.A}^{-1}$, $K_v=60.3 \, \text{mNm.A}^{-1}$, $L= 0.19 \, \text{mH}$, $J= 0.0398 \, \text{Kg.m}^2$, $F=0.001$.

Le modèle de simulation est défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} I(s) = \frac{1}{Ls+R} (U(s) - E(s)) \\ \omega(s) = \frac{1}{J_s+f} (C_{em} - c_r) \\ C_{em} = k_c I(s) \end{cases}$$

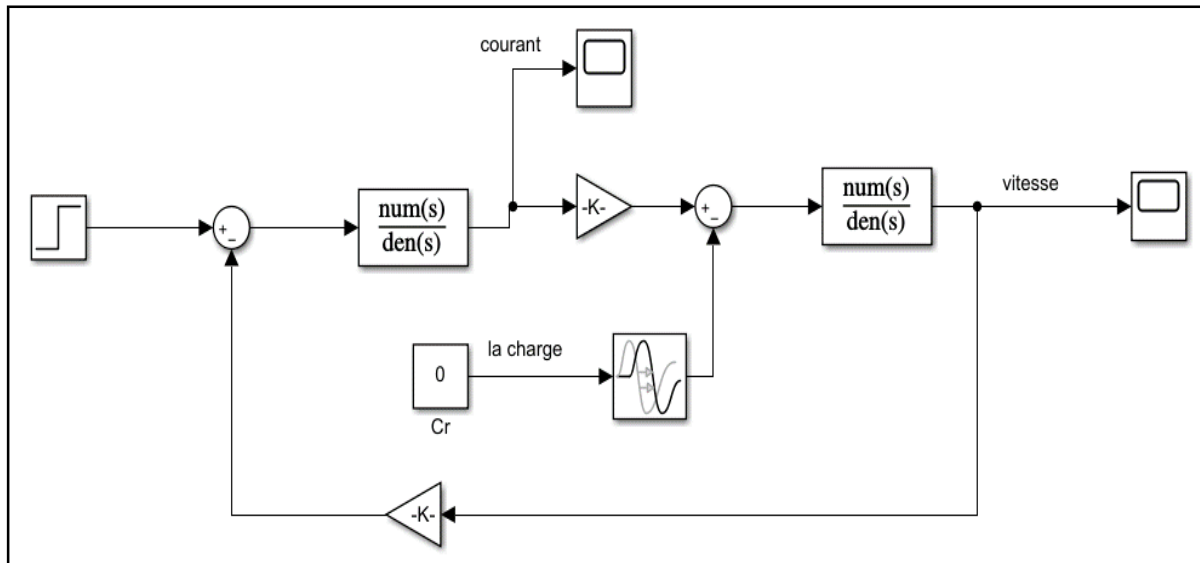
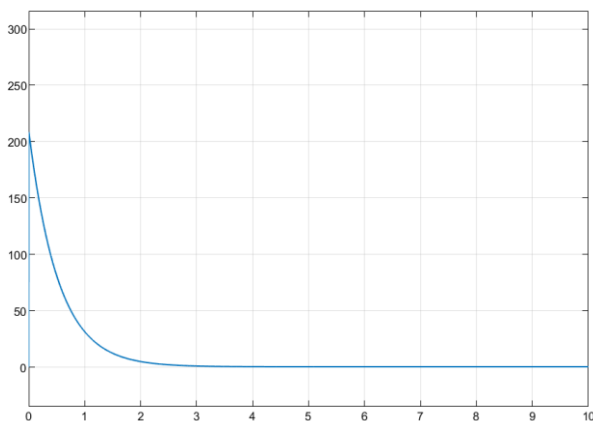
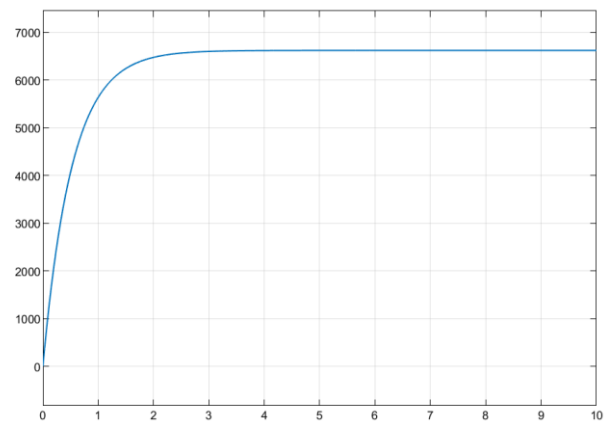


Figure II.5 : Schémas bloc du MCC sous MATLAB/Simulink.

La figure suivante (Figure II.6) montre le courant (a) et la vitesse (b) à vide de notre MCC :



(a)



(b)

Figure II.6 : (a) courant à vide, (b) vitesse à vide.

Un courant initial élevé (Figure II.6 (a)) est observé, qui diminue très rapidement avec le temps. Ce courant élevé au démarrage est dû au courant d'appel nécessaire pour vaincre l'inertie du rotor. Une fois la vitesse stabilisée, le courant diminue fortement pour atteindre une valeur très faible, ce qui indique un fonctionnement à vide (c'est-à-dire sans charge mécanique).

La vitesse (Figure II.6 (b)) augmente rapidement lors du démarrage, puis se stabilise à une valeur constante d'environ 7000 tr/min. Cela indique que la machine atteint un régime permanent stable en condition de fonctionnement à vide.

La figure suivante (Figure II.7) montre le courant et la vitesse pour un couple résistant C_r de 3 N.m de notre MCC appliqué à l'instant $t = 2s$:

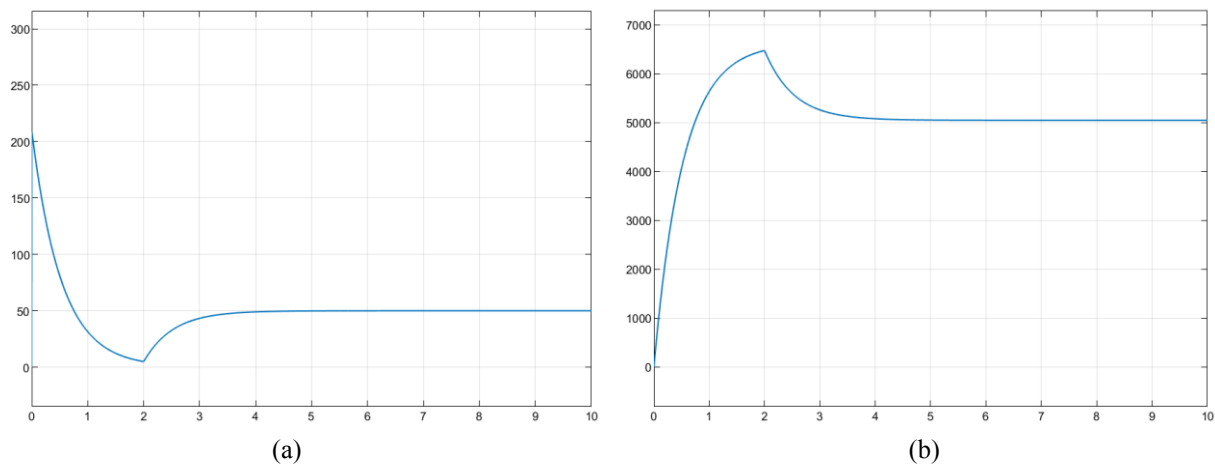


Figure II.7 : (a) courant en charge, (b) vitesse en charge.

D'après la Figure II.7 (a), on observe qu'à partir de l'instant $t = 2$ s, une charge de 3 N.m est appliquée. Cela provoque une augmentation du courant jusqu'à atteindre une nouvelle valeur stable (environ 50 A). Ce courant supplémentaire est nécessaire pour compenser le couple résistant dû à la charge mécanique ajoutée.

Inversement, dans la Figure II.7 (b), on observe une diminution de la vitesse après l'application de la charge, suivie d'une stabilisation autour de 5000 tr/min. Cette réduction de vitesse est due au couple résistant appliqué. La machine atteint alors un nouveau régime permanent de fonctionnement en charge.

Conclusion :

Dans ce chapitre, la simulation de la machine à courant continu à l'aide de MATLAB Simulink a été présentée. Le comportement du système en conditions de marche à vide et en charge a été exploré, ainsi que l'effet de cette dernière sur les profils de vitesse et de courant.

Chapitre III

Commande et Asservissement des MCC

Introduction :

En automatique, on appelle système ou processus l'objet à étudier. La définition d'un système est liée aux grandeurs d'entrée et de sortie considérées. Il peut être défini comme un ensemble des éléments exerçant collectivement une fonction déterminée. Un système communique avec l'extérieur par l'intermédiaire de grandeurs, fonctions du temps, appelées signaux. En général, ces signaux (d'entrée et de sortie) ne sont pas de même nature. Les grandeurs d'entrée sont les grandeurs qui agissent sur le système. Il en existe deux types commandes et perturbations. Les signaux de sortie d'un système sont aussi appelés réponse du système. Un système possédant une seule entrée est dit mono variable, si de plus il possède une seule sortie, il est dit scalaire. Pour observer les grandeurs de sortie, on utilise des capteurs. C'est l'information de ces capteurs qui va permettre d'élaborer la commande (régulation) .

III.1.Définition d'un système asservi [13]

Un système asservi est un système automatique dont la commande est ajustée en fonction de la différence entre une valeur de consigne désirée et la valeur réelle de la sortie du système, mesurée par un capteur. En d'autres termes, il s'agit d'un système qui cherche à maintenir sa sortie à un niveau souhaité, en compensant les perturbations et en s'adaptant à des variations de la consigne.

On peut donc définir la structure générale d'un système asservi par la figure III.1 :

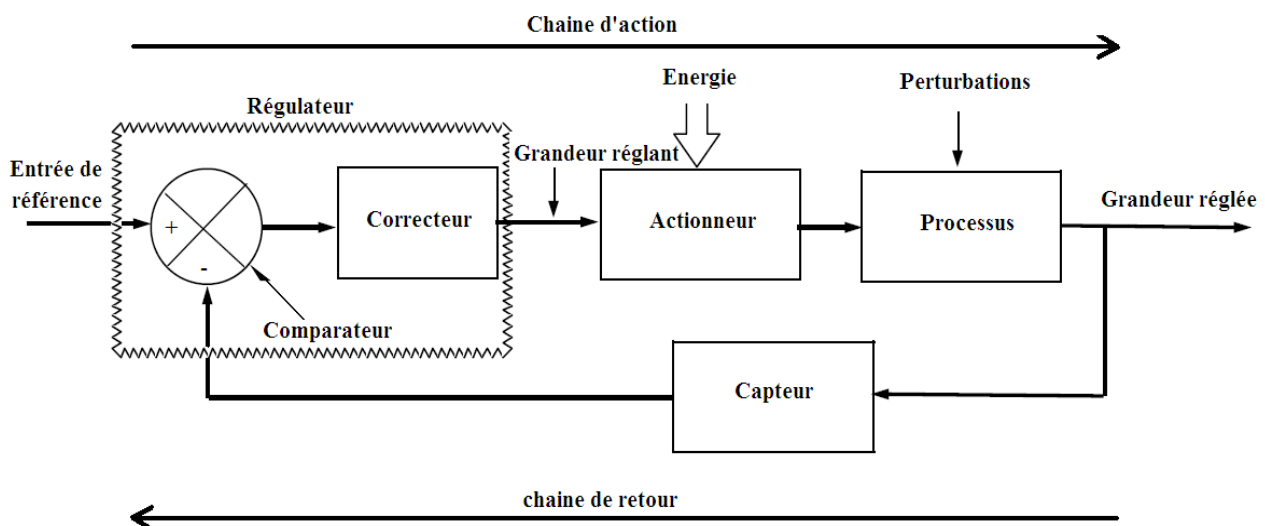


Figure III.1 : Structure d'un diagramme fonctionnel d'un système asservi.

L'ensemble des blocs et informations régissent le fonctionnement d'un système asservi sont :

- **Le processus** : c'est un système qui suit des lois physiques qui lui sont propres et qui dépendent de l'énergie transmise par l'actionneur et des éventuelles perturbations extérieures.
- **L'actionneur** : sur la chaîne d'action, il joue le rôle d'amplificateur réglable selon la commande

qui lui est appliquée et il délivre la puissance nécessaire à la réalisation de l'action.

- **Le régulateur (comparateur + correcteur) :** son rôle est essentiel, c'est l'organe intelligent du système asservi. Il réalise la comparaison entre la grandeur de consigne et la grandeur de retour et délivre la grandeur de commande adéquate.

Remarque : Pour calculer cette différence, il faut que les deux signaux soient de mêmes natures.

- **Le capteur :** le capteur est l'élément capital et le premier maillon d'une chaîne de mesure. Il délivre l'information image de la grandeur physique de sortie qui doit être régulée ou asservie à la consigne. Sa précision joue un rôle essentiel si l'on veut concevoir un système bouclé performant.
- **Entrée de consigne :** la consigne, est l'entrée d'action, c'est la grandeur réglante du système.
- **Sortie régulée :** la sortie régulée représente le phénomène physique que doit régler le système.
- **Perturbation :** on appelle perturbation tout phénomène physique intervenant sur le système qui modifie l'état de la sortie. Un système asservi doit pouvoir maintenir la sortie à son niveau indépendamment des perturbations.
- **Erreur ou écart :** on appelle erreur ou écart, la différence entre la consigne et la mesure de la sortie.

Cette mesure ne peut être réalisée que sur des grandeurs de même nature.

- **Chaîne d'action :** c'est la chaîne fonctionnelle reliant la sortie d'un comparateur à la sortie du système réglé.
- **Chaîne de retour :** c'est la chaîne fonctionnelle reliant une sortie du système réglé à l'une des entrées d'un comparateur

III. 2. Méthodologie d'étude des systèmes asservis. [16]

Pour concevoir un système asservi on pourra opérer de manière suivante :

Modéliser le système : C'est la mise en équation du comportement expérimental du système.

Choix du type de commande : C'est de choisir le type de régulateur qui convient au système (analogique ou numérique).

Choisir un correcteur : Il dépend de mode utilisé soit en continu ou échantillonné.

Essais : C'est de comparer les résultats pratiques aux résultats théoriques et d'apporter des modifications en cas nécessité et valider le modèle.

III.3. Régulation :

La régulation automatique est l'ensemble des techniques qui permettent de contrôler une grandeur physique (température, vitesse, pression), sans intervention humaine, pour la maintenir à une valeur donnée, appelée consigne. C'est une branche de l'automatisme. Ces techniques ne sont pas seulement un moyen de commander des processus mais aussi un moyen de réduire les pertes de production,

d'augmenter la qualité et la quantité des produits, d'augmenter la disponibilité des unités et de diminuer les coûts marginaux de production. [13]

Dans ce qui suit, on présentera les principaux types d'actions des régulateurs [14].

➤ Régulateur proportionnel (P) :

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

Ce régulateur produit un signal de commande proportionnel au signal d'erreur. [15]

$$U(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) \quad (\text{III.1})$$

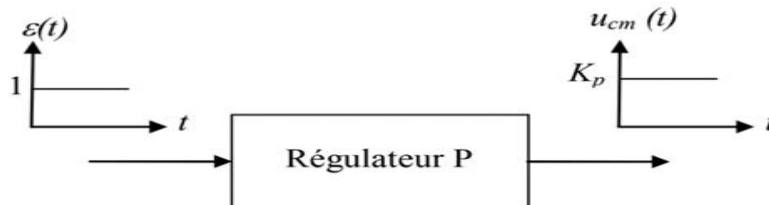


Figure III.2 : action proportionnelle.

➤ Régulateur intégral (I):

Elle crée un signal de commande qui est l'intégrale du signal d'erreur.

$$U(t) = K_I \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{III.2})$$

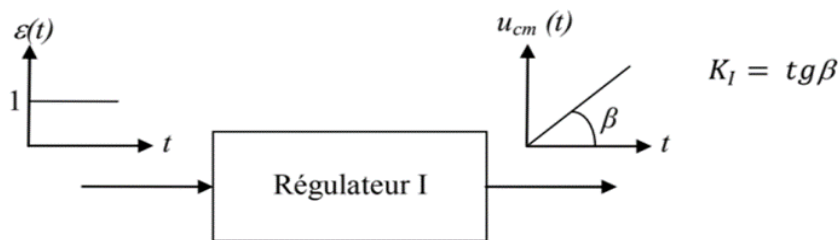


Figure III.3 : action intégrale.

➤ Régulateur intégral (D) :

L'action(D) crée un signal de commande qui est la dérivée du signal d'erreur.

$$U(t) = K_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (\text{III.3})$$

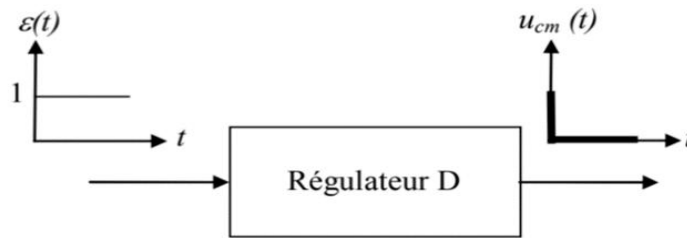


Figure III.4 : action dérivée.

III.3.1. Régulateur proportionnel-intégral (PI):

Chaque boucle de régulation est dotée d'un régulateur proportionnel intégral *PI* classique, présenté sur la Figure III.5, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne [16].

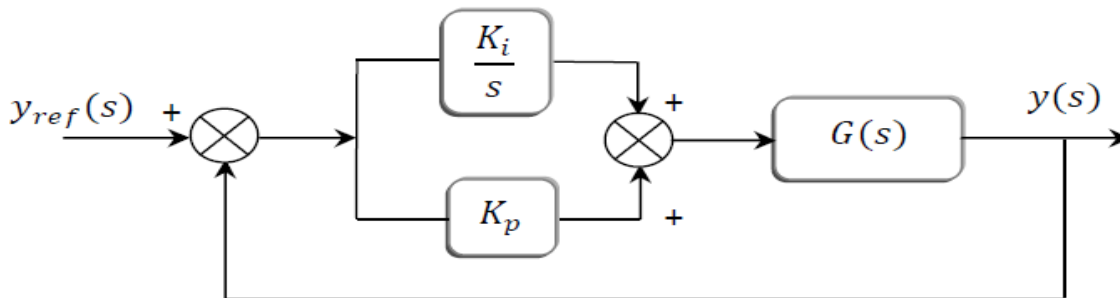


Figure III.5 : schéma de commande utilisant la structure PI

Soit $G(s)$ un système du premier ordre peut être donné par une des fonctions suivantes :

$$G(s) = \frac{G_1}{s + \tau_1} \quad (\text{III.4})$$

Avec : $\tau_1 = 1/\tau$

On considère deux méthodes pour déterminer les paramètres K_p et K_i du régulateurs *PI* :

- **La méthode de placement des pôles** [17] :

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F(s) = \frac{G_1 K_p + G_0 K_i}{s^2 + (\tau_1 + G_1 K_p)s + G_1 K_i} \quad (\text{III.5})$$

Le calcul des paramètres K_p et K_i ne peut être réalisé qu'à travers la méthode de placement des pôles. La fonction de transfert en boucle fermée, peut être exprimée sous la forme d'un modèle standard du second ordre, représenté par l'équation suivante :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III.6})$$

A partir de l'équation caractéristique, on impose les pôles du système en boucle fermée de sorte que le système soit sous-amorti ($0.7 \leq \varepsilon < 1$), Les pôles de $H(s)$ sont :

$$\begin{cases} s_1 = \omega_n(-\varepsilon + j\sqrt{1-\varepsilon^2}) = -\frac{1}{\tau_p} + j\omega_a \\ s_2 = \omega_n(-\varepsilon - j\sqrt{1-\varepsilon^2}) = -\frac{1}{\tau_p} - j\omega_a \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Ou :

$$\tau_p = \frac{1}{\omega_n} \text{ et } \omega_a = \omega_n \sqrt{1-\varepsilon^2}$$

La réponse transitoire est alors donnée par l'oscillation de pseudo-période $\frac{2\pi}{\omega_a}$ amortie par une exponentielle de constante de temps.

$$\begin{cases} \tau_1 + G_1 K_p = 2\varepsilon\omega_n \\ G_1 K_i = \omega_n^2 \end{cases}$$

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\varepsilon\omega_n - \tau_1}{G_1} \\ K_i = \frac{\omega_n^2}{G_1} \end{cases}$$

- La méthode de compensation des pôles

Lors de l'utilisation d'un régulateur PI (Proportionnel-Intégral), un zéro est introduit dans la fonction de transfert en boucle fermée, ce qui peut affecter la réponse transitoire du système. Pour remédier à ce problème, la méthode de compensation des pôles est considérée comme plus adaptée pour déterminer les paramètres K_i (intégral) et K_p (proportionnel). Cette méthode consiste à imposer que le zéro du régulateur soit égal à l'un des pôles de la fonction de transfert du système à commander, tout en définissant une constante de temps τ_{bf} conforme aux objectifs de performance du système.

La fonction de transfert en boucle fermée prend la forme suivante :

$$F(s) = \frac{G_0 K_i (\frac{K_p}{K_i} s + 1)}{(\tau s + 1)(s + (K_p s + K_i) \frac{G_0}{\tau s + 1})} \quad (\text{III.8})$$

D'où

$$\begin{cases} (\frac{K_p}{K_i} s + 1) = (\tau s + 1) \rightarrow \tau = \frac{K_p}{K_i} \\ F(s) = \frac{G_0 K_i}{s + G_0 K_i} \rightarrow \tau_{bf} = \frac{1}{G_0 K_i} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_P = \frac{1}{G_0 \tau_{bf}} \\ K_I = \frac{\tau}{G_0 \tau_{bf}} \end{cases}$$

III.4. La commande PI en régulation de vitesse :

Le contrôleur proportionnel-intégral (PI) est placé dans la chaîne directe du système de contrôle, où il est connecté en série avec le processus, comme illustré dans la Figure IV.2. Ce régulateur utilise le signal d'erreur $E(t)$ pour générer le signal de commande $U(t)$ en s'appuyant sur deux actions principales : proportionnelle et intégrale.

$$\begin{aligned} U(t) &= K_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^T \varepsilon(t) dt \\ U(s) &= K_p \varepsilon(s) + K_i \frac{\varepsilon(s)}{s} \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

K_p : Gain d'action proportionnelle.

$K_i = 1/T_i$: Gain d'action intégrale.

T_i : Constante du temps, dite temps d'action intégrale.

Le régulateur PI est donc conçu dans le domaine temporel comme la somme des deux actions. On obtient alors un asservissement composé d'un terme proportionnel et d'un terme intégral, mises en parallèle, on parle d'asservissement PI :

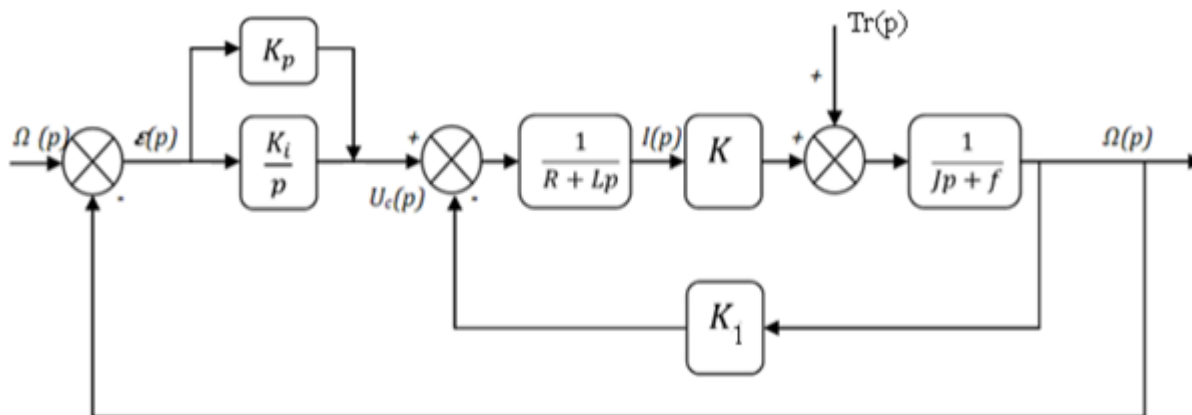


Figure III.6 : Schéma bloc du correcteur PI en régulation de vitesse

III.4.1. Cas d'une commande Proportionnelle ($K_i=0$, $K_d=0$) :

Dans le cas d'un contrôle proportionnel, l'erreur est virtuellement amplifiée d'un certain gain constant qu'il conviendra de déterminer en fonction du système.

$$\text{Consigne}(t) = k_p * \varepsilon(t) \quad (\text{III.11})$$

Ce qui en Laplace donne :

$$\text{Consigne}(s) = k_p * \varepsilon(s) \quad (\text{III.12})$$

L'idée étant d'augmenter l'effet de l'erreur sur le système afin que celui-ci réagisse plus rapidement aux changements de consignes. Plus la valeur de k_p est grande, plus la réponse ne l'est aussi. En revanche, la stabilité du système s'en trouve détériorée et dans le cas d'un k_p démesuré le système peut même diverger.

Si l'on prend l'exemple d'une voiture qui dérive, la régulation proportionnelle consiste à contre braquer rapidement pour rétablir la voiture. [18]

Effets du correcteur proportionnel :

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

La fonction de transfert :

$$G(s) = \frac{S(s)}{E(s)} = -\frac{R_2}{R_1} = K_p$$

III.4.2. Cas d'une commande Proportionnelle-Intégrale ($K_d=0$) :

Le correcteur de type PI est une régulation de type P auquel on a ajouté un terme intégral, il élabore alors une commande qui peut être donnée par la relation suivante :

$$U_c(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon \tau \cdot d\tau$$

En appliquant la transformée de Laplace, l'équation devient

$$U_c(s) = k_p \varepsilon(s) + k_I \frac{\varepsilon(s)}{s} \quad (\text{III.13})$$

Le terme intégral complète l'action proportionnelle puisqu'il permet de compenser l'erreur statique et d'augmenter la précision en régime permanent. L'idée est d'intégrer l'erreur depuis le début et d'ajouter cette erreur à la consigne, lorsque l'on se rapproche de la valeur demandée, l'erreur devient de plus en plus faible. Le terme proportionnel n'agit plus mais le terme intégral subsiste et reste stable, ce qui maintient le moteur à la valeur demandée.

L'intégrale agissant comme un filtre sur le signal intégré, elle permet de diminuer l'impact des perturbations (bruit, parasites), et il en résulte alors un système plus stable.

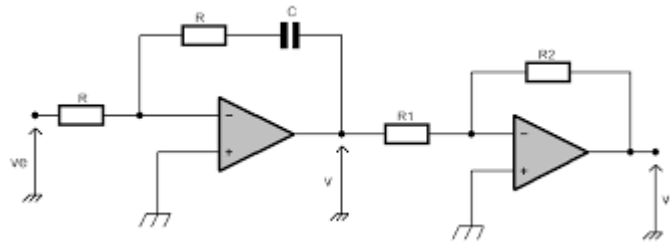


Figure III.7 : Schéma électronique du correcteur PI

Ce montage est une réalisation électrique possible d'un correcteur proportionnel-intégral synthétisé par les méthodes de l'automatique.

La forme dans l'espace de Laplace d'un tel correcteur est : $C(s) = K_p \cdot \frac{1+T_i s}{T_i s}$

Déterminons la transmittance de tension de cette ensemble, ou autrement dit la fonction de transfert entre la sortie et l'entrée. Pour cela, remarquons que chaque AOP constitue un montage amplificateur inverseur et considérons les impédances complexes de chaque élément:

$$V = -V_e \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{R} = -V_e \frac{1 + j\omega RC}{j\omega RC}$$

$$V_s = -V \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + j\omega RC}{j\omega RC}$$

Si: $s = j\omega$

Alors:
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + RC s}{RC s}$$

$$K_p = R_2/R_1 \quad T_i = R.C$$

La fonction de transfert finale est donc bien identique à la forme d'un correcteur **PI**. Les valeurs de **RC** et de K_p dépendent du système à corriger.

➤ Résumé sur l'action des paramètres (coefficients) :

Après avoir expliqué précédemment le rôle de chaque action, proportionnelle, intégrale et dérivé, on représente un résumé sur l'action des paramètres (coefficients) dans le (tableau III.1) suivant :

Coefficients	Temps de montée	Temps de stabilisation	Dépassement	Erreur Statique
K_p	Diminue	Augmente	Augmente	Diminue
K_i	Diminue	Augmente	Augmente	Augmente

Tableau III.1 : Récapitulatif des paramètres PI

III.5. La commande floue (logique floue) :

La logique floue constitue une extension de la logique classique, offrant la possibilité de modéliser les imperfections et les incertitudes des données. Elle s'inspire, dans une certaine mesure, de la flexibilité du raisonnement humain, ce qui en fait un outil puissant pour représenter des connaissances complexes et imprécises. Contrairement aux approches déterministes, la logique floue est particulièrement adaptée aux situations où les données sont floues, incomplètes ou difficiles à formaliser mathématiquement. Elle permet ainsi de pallier les limites des méthodes de contrôle classiques, notamment dans des environnements dynamiques et non linéaires.

Les applications de la logique floue sont nombreuses et variées, touchant des domaines aussi divers que l'automatisation, la robotique, la gestion de systèmes complexes, et bien d'autres. Elle est particulièrement utile dans les cas où aucun modèle déterministe n'existe ou ne peut être facilement représenté, ainsi que dans des situations où l'imprécision des données rend le contrôle par des méthodes traditionnelles inefficace.

Dans la littérature, les travaux sur la logique floue et ses applications sont extrêmement vastes. Dans ce chapitre, nous aborderons les notions fondamentales de la logique floue, les étapes clés du raisonnement flou, ainsi que la structure d'un système de commande basé sur cette approche. L'objectif est de fournir une compréhension approfondie de cette méthode et de montrer comment elle peut être mise en œuvre pour résoudre des problèmes complexes, notamment dans le domaine du contrôle des systèmes.

III.5.1. Principe de la logique floue :

➤ Ensembles flous :

Si la fonction caractéristique d'un ensemble classique ne peut prendre que deux valeurs soit 1 ou bien 0, la fonction d'un ensemble flou peut prendre toutes les valeurs comprises entre 0 et 1.

On définit alors un sous ensemble A de U comme suit :

$$A = \frac{x}{\mu_A(x)}, \forall x \in U$$

$\mu_A(x)$: degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble flou A.

μ_A : est la fonction d'appartenance définie dans l'intervalle $[0,1]$.

$\mu: x \rightarrow [0,1]$

$x \rightarrow \mu_A(x)$

III.5.2. Concept de la logique floue :

La pensée humaine est un mélange de la logique et de l'imagination. C'est-à-dire une superposition de rigueur et d'intuition agissant ensemble ou séparément. La logique humaine est un enchaînement d'idées et de concepts aboutissant à des conclusions qui entraînent des décisions.

Le caractère flou de la pensée humaine est illustré par sa capacité de résumer les informations pour extraire à partir des collections de données une conclusion en rapport avec la tâche considérée.

En termes plus formels, la logique floue vise à modéliser les aspects qualificatifs imprécis et incertains.

[19]

III.5.3. Variables linguistiques :

L'utilisation des ensembles flous offre une base pour une voie systématique de manipulation des concepts vagues et imprécis. On peut alors employer les ensembles flous pour représenter des variables linguistiques. Une variable linguistique est une variable dont les valeurs sont des mots ou des phrases dans un langage naturel ou systématique [20].

III.5.4. Univers du discours :

C'est l'ensemble noté U , qui contient toutes les valeurs que peut prendre la variable linguistique. Un des premiers pas dans la conception d'une application floue est de définir l'ensemble de référence ou univers de discours pour chaque variable linguistique. L'univers de discours est l'ensemble de référentiel qui contient tous les éléments qui sont en relation avec le contexte de donné.

La notion d'univers de discours se conçoit aisément reprenons le concept d'âge : l'utilisateur pourra décrire la variable « âge » par un certain nombre de mots. Par exemple « jeune », « entre deux âges » et « âgé ». Pour chacun de ces prédicats, on pourra donner une fonction d'appartenance. L'univers de discours d'une variable couvre l'ensemble des valeurs prises par cette variable. [20]

III.5.5. Fonction d'appartenance :

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

- **Le type** : La forme du nombre flou qui peut être triangulaire, trapézoïdale, gaussienne ou sigmoïdale qui montré par la figure III.8.
- **La hauteur** : $H(A) = \sup_{x \in X} (\mu_A(x))$ de la fonction d'appartenance, un sous ensemble flou est dit normalisé s'il est de hauteur 1.
- **Le noyau** : $N(A) = \{x \mid \mu_A(x) = 1\}$ est l'ensemble des éléments qui appartiennent totalement à A , pour les fonctions de type triangulaire, le noyau est un singleton qui est appelé aussi valeur

modale.

- **Le support** : $S(A) = \{x \mid \mu_A(x) \neq 0\}$, cet ensemble décrit l'ensemble des éléments qui sont partiellement dans A.

La figure III.9 représenté la hauteur, noyau et le support dans la fonction d'appartenance. [16]

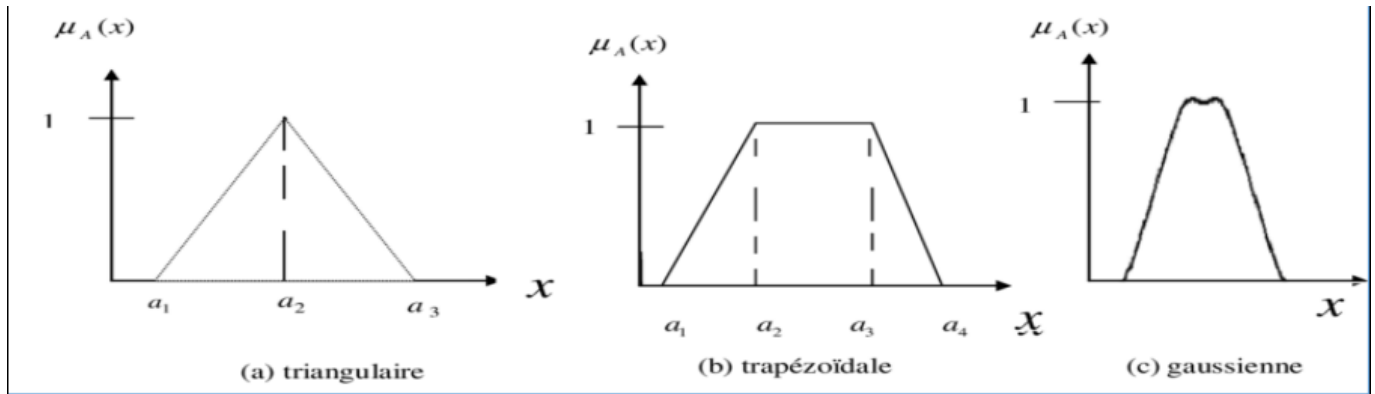


Figure III.8 : formes des fonctions d'appartenance

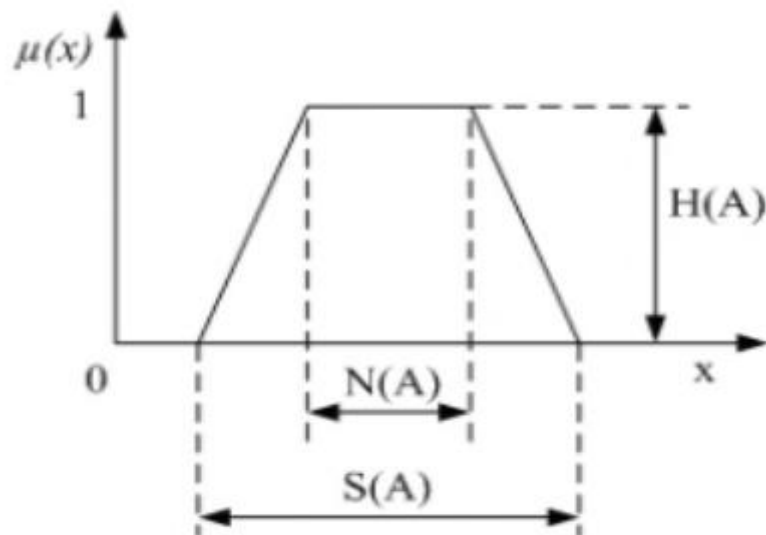


Figure III.9 : Représentation de la hauteur, le noyau et support

III.5.6. Application de la logique floue :

Au cours des années soixante-dix, différentes équipes de recherche ont contribué à faire connaître cette nouvelle technique, de ces recherches ont découlé divers concepts nouveaux tels que : langage flou, système flou, relation floue...etc. Parallèlement aux travaux sur la recherche, différentes applications industrielles ont été menées, la plus importante est sans doute celle menée dans les années quatre-vingt par Hitachi consistant à faire la commande automatisée du métro de Sendaï (ville située à 300 Km de Tokyo), ce dispositif géré par un ordinateur utilisant des algorithmes flous a permis une réduction de 10% de la consommation d'énergie, de plus la conduite était tellement douce. [21].

III.5.7. Structure d'un contrôleur flou :

La logique floue est fréquemment utilisée dans la conception de régulateurs, notamment les régulateurs flous (ou Fuzzy Logic Controllers - FLC en anglais). Ce modèle permet d'intégrer à la fois les observations scientifiques et l'expertise de l'opérateur dans des représentations symboliques et qualitatives. Un contrôleur flou se compose de quatre blocs essentiels :

- Base de connaissance.
- Interface de Fuzzification.
- Mécanisme d'inférence.
- Interface de Defuzzification.

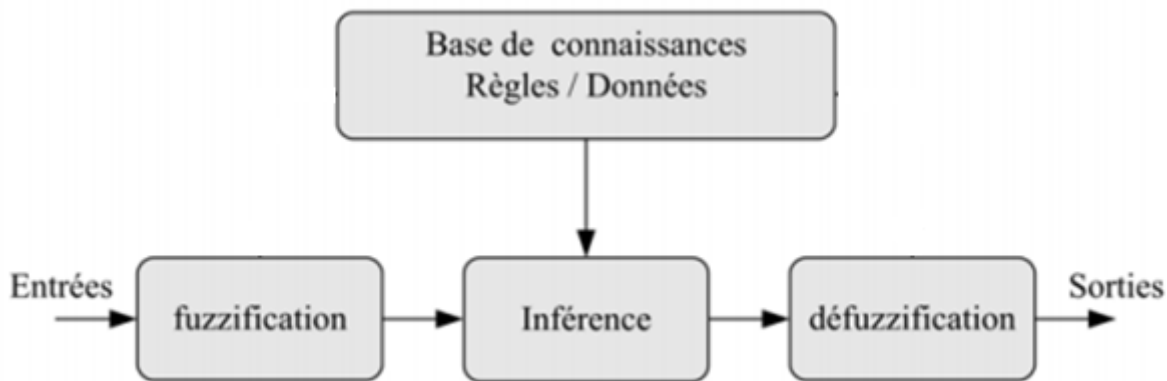


Figure III.10 : structure interne d'un système flou

a- Base de connaissance :

Elle contient les définitions des fonctions d'appartenance (formes et paramètres) associées aux variables d'entrée/sortie ainsi que l'ensemble des règles floues. Le problème initial est alors décomposé en un ensemble de règles, de la forme : "SI variable EST propriété, ALORS action"

Qui définit la réponse désirée du système en sortie pour les conditions d'entrée du système.

Le nombre et la complexité des règles dépendent du nombre de paramètres d'entrée qui doivent être utilisés et du nombre de variables floues associées à chaque paramètre. Dans le cas où plusieurs données d'entrée sont retenues, les règles vont s'exprimer par exemple comme suit :

Si x_1 est A1 ET x_2 est A2 alors y est B

Si x_1 est A1 OU x_2 est A2 alors y est B

Où x_1 , x_2 et y sont les grandeurs physiques caractéristiques du système, A1, A2 et B sont les termes linguistiques, « OU » et « ET » les opérateurs de liaison des fonctions d'entrée.

b- La Fuzzification :

La Fuzzification est le premier traitement qui entre en compte dans la structure d'un contrôle régi par logique floue, durant cette phase les informations issues du système sont tout d'abord normalisées. Ensuite, les données normalisées sont transformées en qualifications linguistiques.

Les entrées dans un système flou sont en général mesurées à l'aide d'organes de mesures qui sont le plus souvent de type analogique. Étant donné que, l'implémentation du système flou se fait toujours en numérique, il faut d'abord convertir les entrées analogiques en digital, puis on procède à la Fuzzification. L'adaptation des entrées permet de garantir l'appartenance de celles-ci à l'univers de discours choisi. La dernière étape de Fuzzification est la génération des degrés d'appartenance à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance. [22]

c- Mécanisme d'inférence :

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

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

Méthode d'inférence min-max :

Avec la méthode d'inférence max-min le mot ALORS est représenté par l'opération minimum de la valeur de la règle et de la fonction d'appartenance considérée de la sortie. Ainsi la règle : Si ε est P et $\Delta\varepsilon$ est Z ALORS u est P est traduite par la surface hachurée de la figure(II.5) qui représente la fonction d'appartenance partielle.

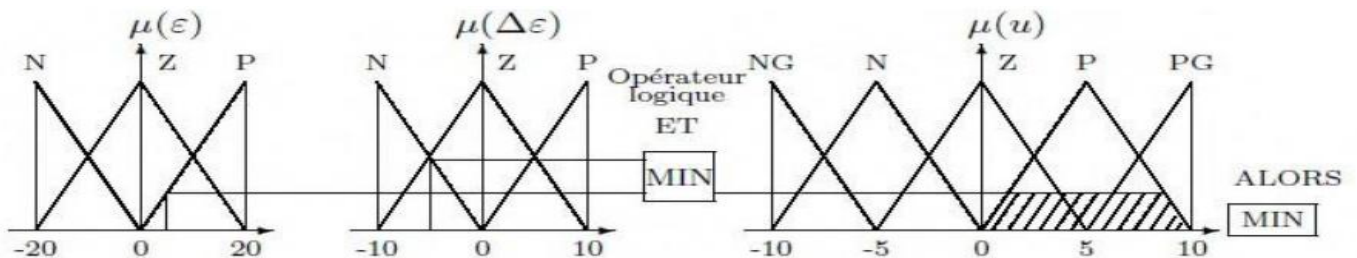


Figure III.11 : Définition de « Alors » dans la méthode d'inférence max-min

Par ailleurs l'interaction entre les règles sera nommée OU ainsi, on considère que les deux règles suivantes :

- Si ε est Z et $\Delta\varepsilon$ est N ALORS μ est N
- Si ε est P et $\Delta\varepsilon$ est Z ALORS μ est P

Se lisent :

- Si ε est Z et $\Delta \varepsilon$ est N ALORS μ est N
- Si ε est P et $\Delta \varepsilon$ est Z ALORS μ est P

Et ce OU se traduit par l'opération max. Nous obtenons ainsi la fonction d'appartenance résultante.

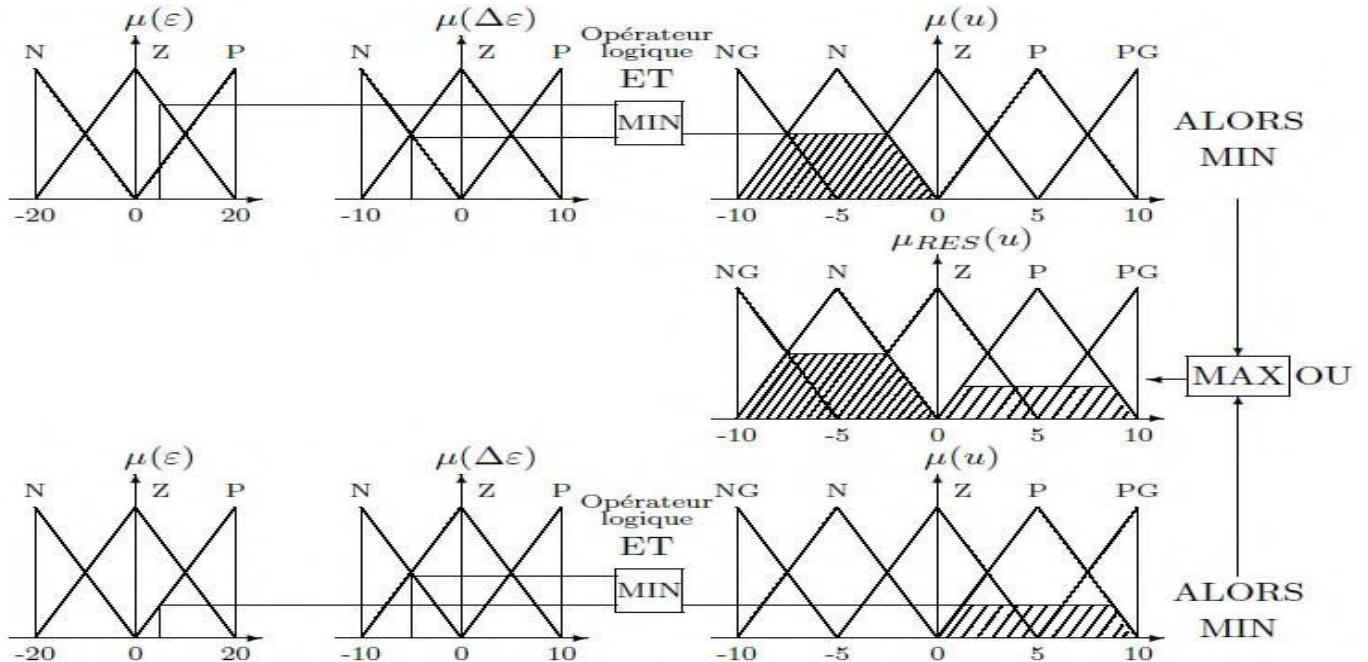


Figure III.12 : Définition de OU dans la méthode d'inférence max-min

L'application de l'ensemble des règles donne la fonction d'appartenance partielle représentée sur la Figure III.13

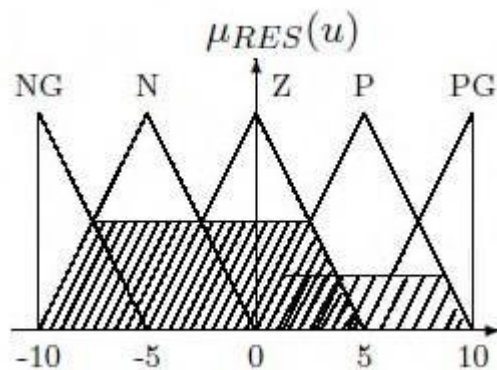


Figure III.13 : Fonction d'appartenance résultante.

Méthode d'inférence max-produit :

La différence avec la méthode précédente est la réalisation d'ALORS qui se traduit par la multiplication de la fonction d'appartenance considérée par la valeur de la règle. Ce résultat est illustré sur la Figure III.14

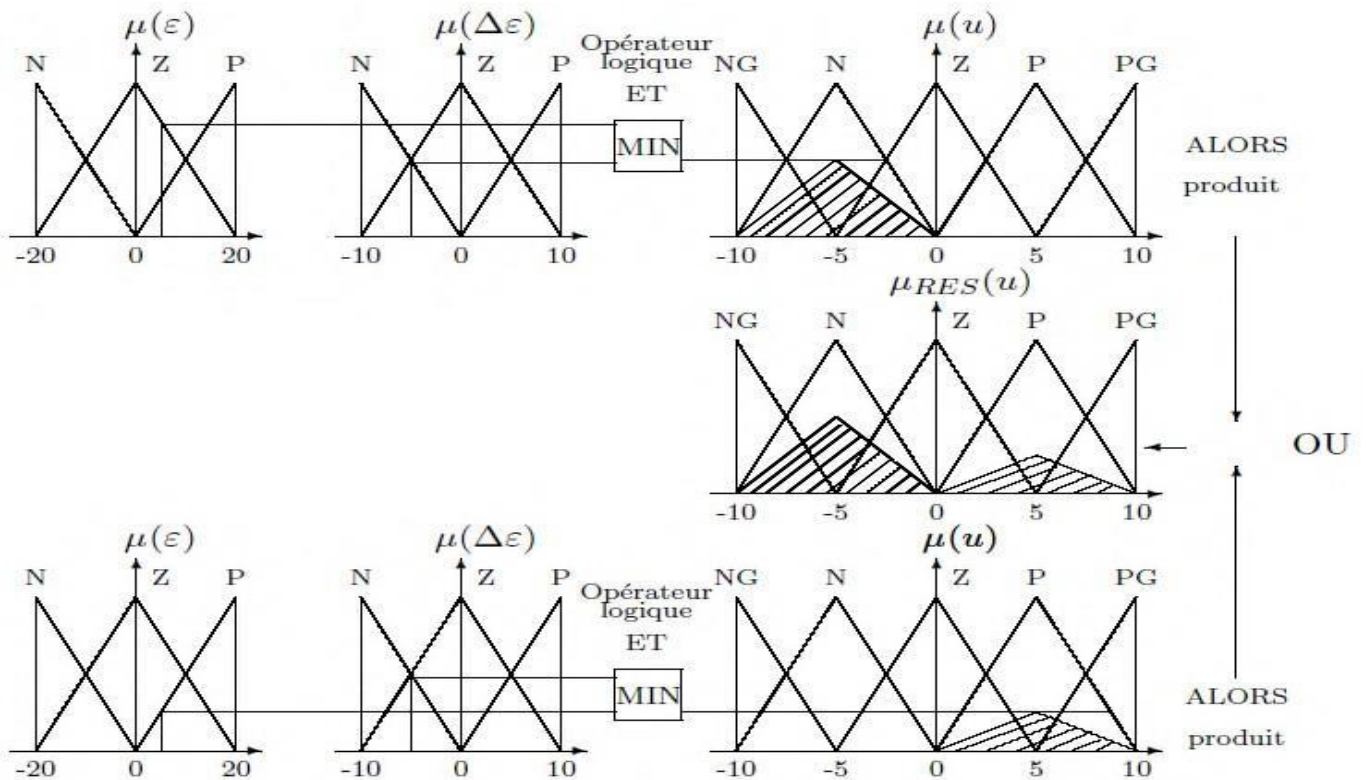


Figure III.14 : définition d'ALORS dans la méthode d'inférence max-produit

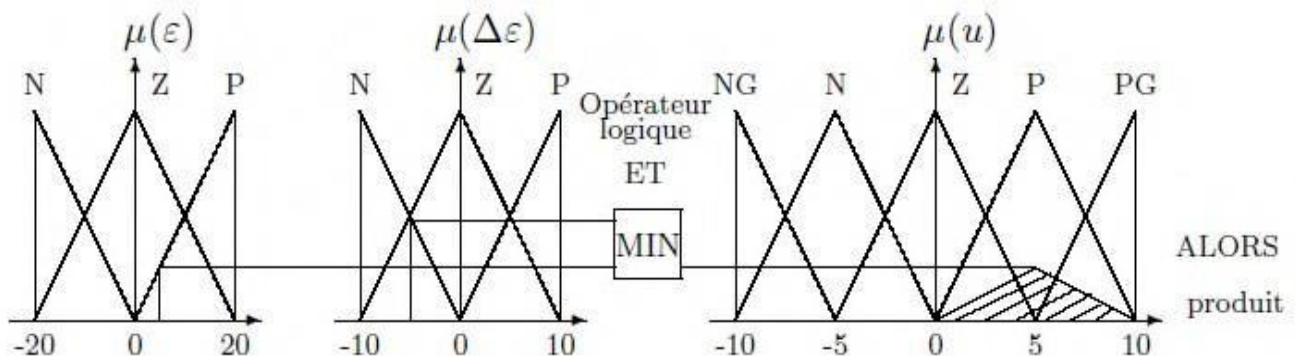


Figure III.15 : Définition de OU dans la méthode d'inférence max-produit.

La Méthode d'inférence somme-produit

Proche de la méthode précédente, il suffit de remplacer la traduction de « ALORS » par la somme des fonctions d'appartenance partielles.

d- La Defuzzification :

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

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

La méthode de Defuzzification par le centre de gravité, est la méthode la plus utilisée en commande floue du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative de l'ensemble flou issu de l'agrégation des règles. [23]

Méthode par centre de gravité :

Cette méthode est la plus coûteuse en temps de calcul mais la plus utilisée, elle consiste à prendre comme valeur de sortie l'abscisse du centre de gravité de la surface de la fonction d'appartenance résultante (Figure IV.15) [23].

$$X_r = \frac{\int u \mu(X_r) d(X_r)}{\int \mu(X_r) d(X_r)} ; u: \text{domaine d'intégration}$$

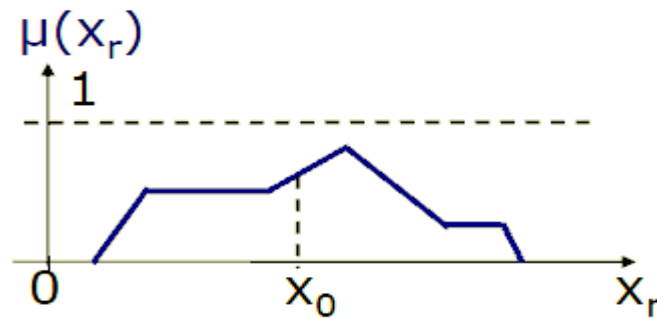


Figure III.16 : Méthode par centre de gravité

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

$$X_r = \frac{\sum_{i=1}^{n_i} X_{ri} \mu(X_r)}{\sum_{i=1}^{n_i} \mu(X_r)} \rightarrow \text{Nombre de sous ensemble flous}$$

❖ Cette méthode peut être simplifiée en prenant chaque sous ensemble séparément et en calculant se propre moyenne de tous les barycentres (figure III.17)

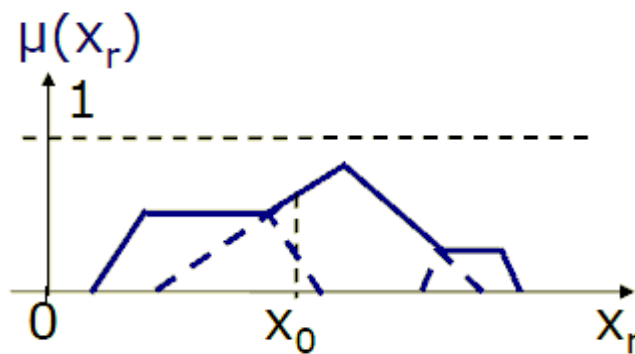


Figure III.17 : méthode par centre de gravité simplifié.

Méthode du maximum :

Cette méthode consiste à choisir comme valeur de sortie correspondant à l'abscisse le maximum de la fonction d'appartenance (Figure III.18).

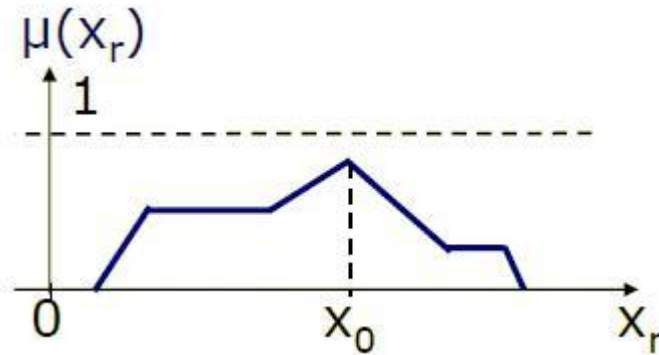


Figure III.18 : méthode de maximum

Cette méthode est simple, rapide et facile à réaliser mais introduit des ambiguïtés dans certains cas [24].

Conclusion :

Ce chapitre a permis de comprendre les principes de base de l'asservissement ainsi que son rôle essentiel dans le contrôle des systèmes dynamiques et dans l'amélioration de la précision, de la stabilité et des performances des systèmes automatisés. Ces notions sont fondamentales pour concevoir des systèmes de régulation fiables et efficaces dans les domaines de l'ingénierie et de l'industrie, où des techniques comme la commande classique (PI) et la commande intelligente (logique floue) sont étudiées afin d'assurer un pilotage optimal des procédés. L'intégration de ces approches contribue à renforcer la robustesse, l'adaptabilité et la qualité des systèmes modernes de régulation.

Chapitre IV

Résultats et discussions

Introduction

Dans ce chapitre, nous mettons en œuvre la commande de la vitesse d'une machine à courant continu à l'aide d'un régulateur PI classique et des régulateurs PI intelligents basés sur la logique floue de type Mamdani, qui se différencie par le nombre de variables linguistiques et les fonctions d'appartenance utilisées. L'objectif principal est de réduire l'erreur statique, de limiter les dépassements et de raccourcir les temps de réponse et de montée. L'objectif final est de concevoir une commande précise, rapide, stable et robuste. Une comparaison des performances des différents régulateurs sera effectuée afin de déterminer celui qui offre les meilleurs résultats.

IV.1. Régulateur PI classique :

Le schéma suivante représente la MCC avec un régulateur PI sous l'environnement MATLAB/Simulink avec les paramètres : $k_i = 0.01$, $k_p = 20$, $k_d = 0$, $C_r = 0.01$.

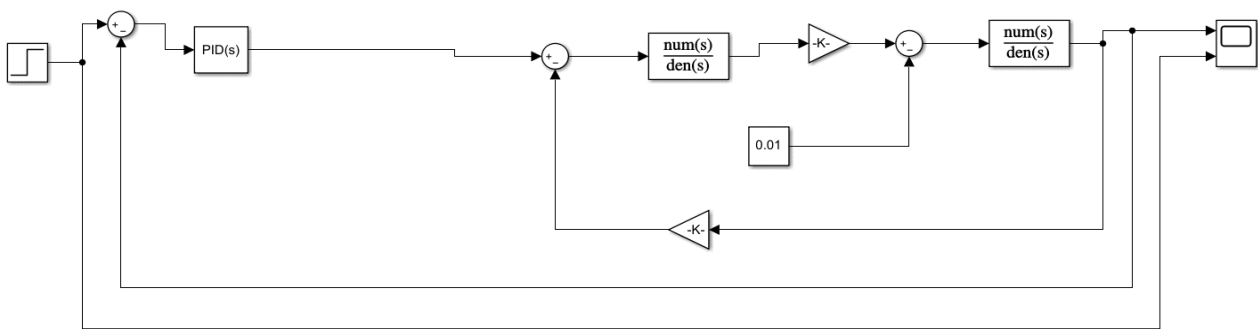


Figure IV.1 : schémas bloc d'une MCC commandée par un PI classique.

La caractéristique de vitesse du MCC commandé par le régulateur PI est montrée dans la Figure IV.2 :

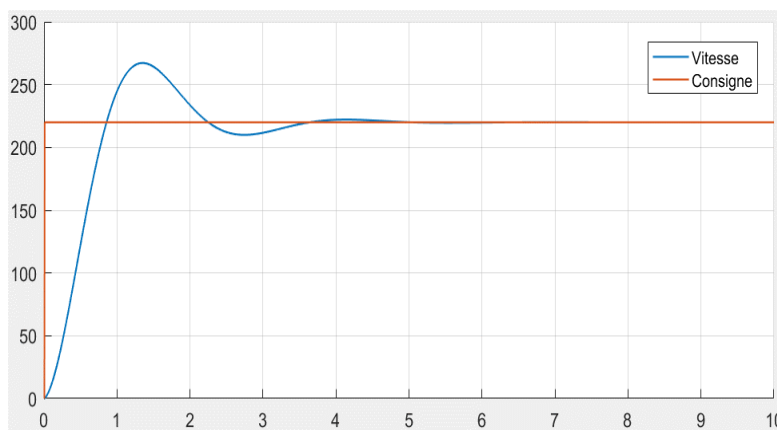


Figure IV.2 : réponse en vitesse du MCC commandé par le régulateur PI

On observe que la vitesse de la MCC suit une dynamique oscillatoire au début, caractérisée par un dépassement notable avant de se stabiliser autour de la consigne.

Pour concevoir un contrôleur PI flou optimal, nous pouvons comparer deux différents contrôleurs avec des valeurs linguistiques variées (3 et 5) pour les entrées et (2, 3 et 5) pour la sortie. Voici un plan détaillé pour cette comparaison :

IV.2. Régulateur PI Flou (3*3) :

On considère que le système est commandé par un régulateur à base de logique floue. La technique retenue consiste à déterminer un correcteur à base de logique floue équivalent au correcteur continu et à simuler le système (Figure V.3).

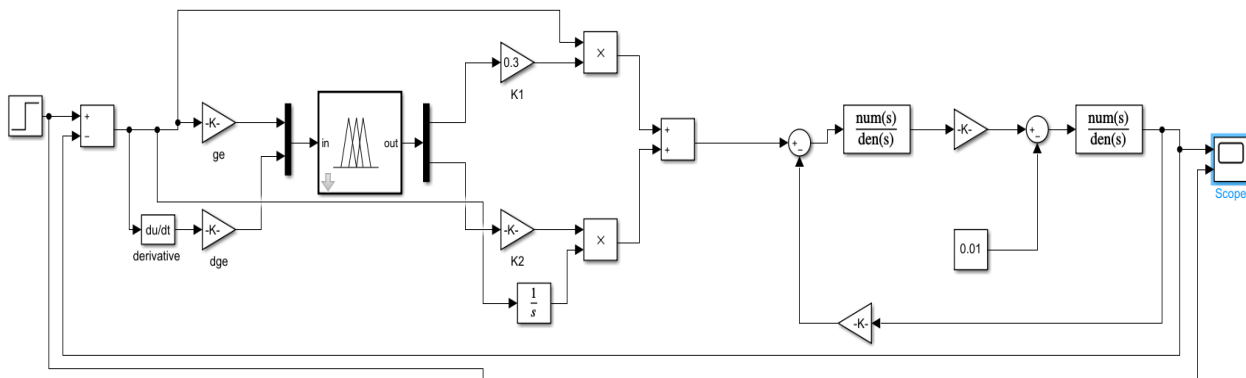


Figure IV.3 : bloc de la commande en vitesse d'une MCC par RLF.

On se propose de réaliser à l'aide des commandes de la boîte à outils et Simulink, un régulateur à base de flou avec deux entrées : l'erreur (e) et sa variation (ve) et deux sorties (K_p) et (K_i). Par défaut, l'interface propose une entrée et une sortie avec la méthode de mamdani.

- **Définition des variables d'entrées et de sorties:** L'intervalle des entrées = $[-1 \ 1]$
L'intervalle des sorties = $[0 \ 1]$
- **L'ensemble flou d'entrées:**(GN) Grand négative, (Z) Zéro, (GP) Grand positive

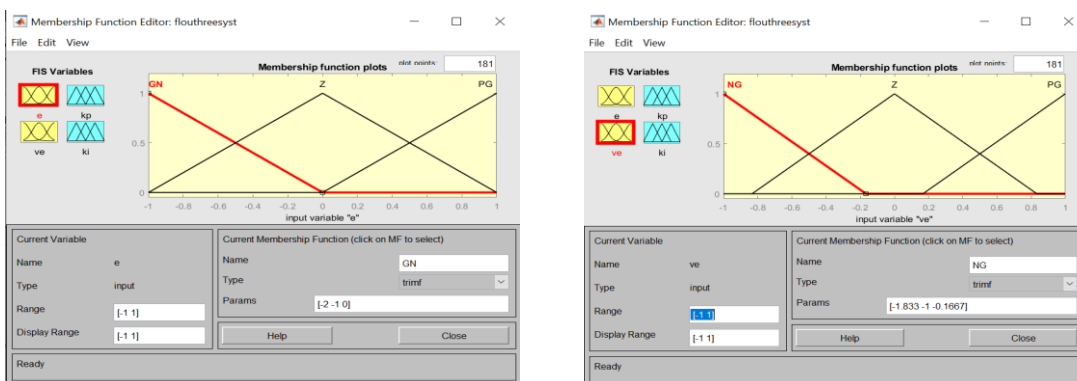


Figure IV.4 : Fonctions d'appartenance pour les entrées de régulateur e et ve .

Et pour la sortie du régulateur : (P) Petit, (G) Grand, (N) Nul

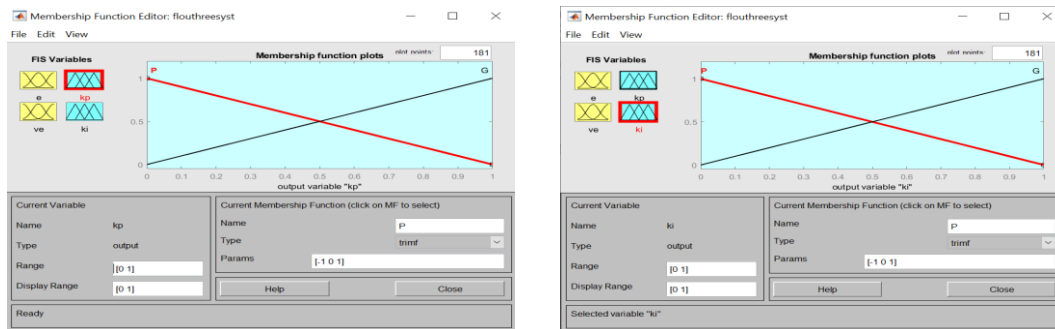


Figure IV.5 : Fonctions d'appartenance pour les sorties de régulateur K_p et K_i .

Lors de la construction du modèle du système sur SIMULINK, Nous avons utilisé les données décrites dans les tableaux suivants :

e \ ve	GN	Z	GP
GN	G	G	G
Z	G	p	G
GP	G	G	G

Tableau IV.1 : base des règles utilisée(K_p)

e \ ve	GN	Z	GP
GN	G	p	G
Z	p	p	p
GP	G	p	G

Tableau IV.2 : base des règles utilisée(K_i)

A partir des deux tableaux il est clair que nous avons utilisé deux fonctions d'appartenances pour la sortie (G) et (P).

La Figure IV.6 montre la réponse du système commandé par ce régulateur PI flou (3*3)

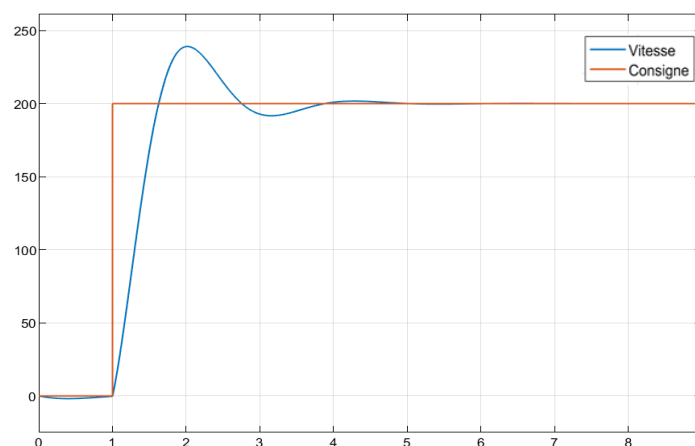


Figure IV.6 : réponse en vitesse du MCC commandé par le régulateur PI flou (3*3).

Pour une sortie représentée par trois fonctions d'appartenance (P, N et G), les tableaux précédents deviennent :

$\begin{smallmatrix} e \\ \backslash \\ ve \end{smallmatrix}$	GN	Z	GP
GN	G	G	G
Z	P	N	P
GP	G	P	G

Tableau IV.3 : base des règles utilisée(K_p)

$\begin{smallmatrix} e \\ \backslash \\ ve \end{smallmatrix}$	GN	Z	GP
GN	G	N	G
Z	P	N	P
GP	G	N	G

Tableau IV.4 : base des règles utilisée(K_i)

La Figure IV.7 montre la réponse en vitesse du système commandé par le régulateur PI flou (3*3) avec trois fonctions d'appartenances pour la sortie :

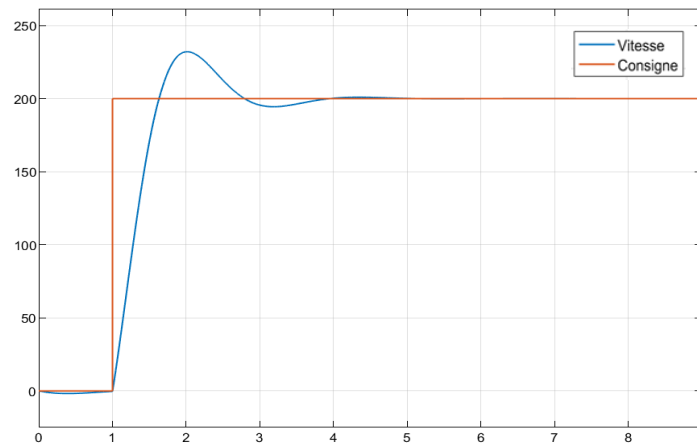


Figure IV.7 : réponse en vitesse commandé par le régulateur PI flou (3*3) avec trois fonctions d'appartenance.

Les deux figures (IV.7 et V.8) illustrent la même caractéristique de vitesse de la MCC contrôlée par le régulateur PI flou (3x3), avec une légère amélioration du premier dépassement ($D\%$: 19.5% $\rightarrow$ 16%) observée dans la figure IV.8.

IV.3. Régulateur PI Flou (5*5) :

Comme nous l'avons fait précédemment, nous allons comparer un régulateur PI flou (5*5) de sortie représentée par deux fonctions d'appartenance triangulaire et un régulateur PI flou (5*5) de sortie représentée par cinq fonctions d'appartenance triangulaire. Comme le montre dans les tableaux V.5, V.6, V.7 et V.8.

- **Ensembles flou d'entrées :** (GN) Grand négative, (NM) Négative moyenne, (Z) Zéro, (PM) Positive moyenne, (GP) Grand positive
- **Ensembles flou de sortie du premier PI flou (5*5) :** (G) Grand, (P) Petit.

- **Ensembles flou de sortie du deuxième PI flou (5*5) :** (GG) Grand Grand, (MG) moyen Grand, (N) Nul, (MP) Moyen Petit, (PP) Petit Petit.

$\begin{smallmatrix} e \\ \backslash \\ ve \end{smallmatrix}$	GN	NM	Z	PM	GP
GN	G	G	G	G	G
NM	P	G	G	G	P
Z	G	G	G	G	G
PM	P	G	G	G	P
GP	G	G	G	G	G

Tableau IV.5 : règles d'inférence (K_p : G, P)

$\begin{smallmatrix} e \\ \backslash \\ ve \end{smallmatrix}$	GN	NM	Z	PM	GP
GN	G	P	P	P	G
NM	G	G	P	G	G
Z	G	G	G	G	G
PM	G	G	P	G	G
GP	G	P	P	P	G

Tableau IV.6 : règles d'inférence (K_i : G, P)

$\begin{smallmatrix} e \\ \backslash \\ ve \end{smallmatrix}$	GN	NM	Z	PM	GP
GN	GG	MG	MP	MP	PP
NM	MG	MP	MP	PP	MP
Z	MG	MP	N	MP	MG
PM	MP	PP	MP	MG	GG
GP	PP	MP	MG	GG	GG

Tableau IV.7 : règles d'inférence (K_p : GG, MG, N, MP, PP)

$\begin{smallmatrix} e \\ \backslash \\ ve \end{smallmatrix}$	GN	NM	Z	PM	GP
GN	GG	MG	N	MP	PP
NM	MG	MP	N	PP	MP
Z	N	N	N	N	N
PM	MP	PP	N	MG	GG
GP	PP	MP	N	GG	GG

Tableau IV.8 : règles d'inférence (K_i : GG, MG, N, MP, PP)

La fuzzification des entrées des régulateurs (5*5) est identique dans les deux cas, tandis que celle des sorties diffère (figure IV.9).

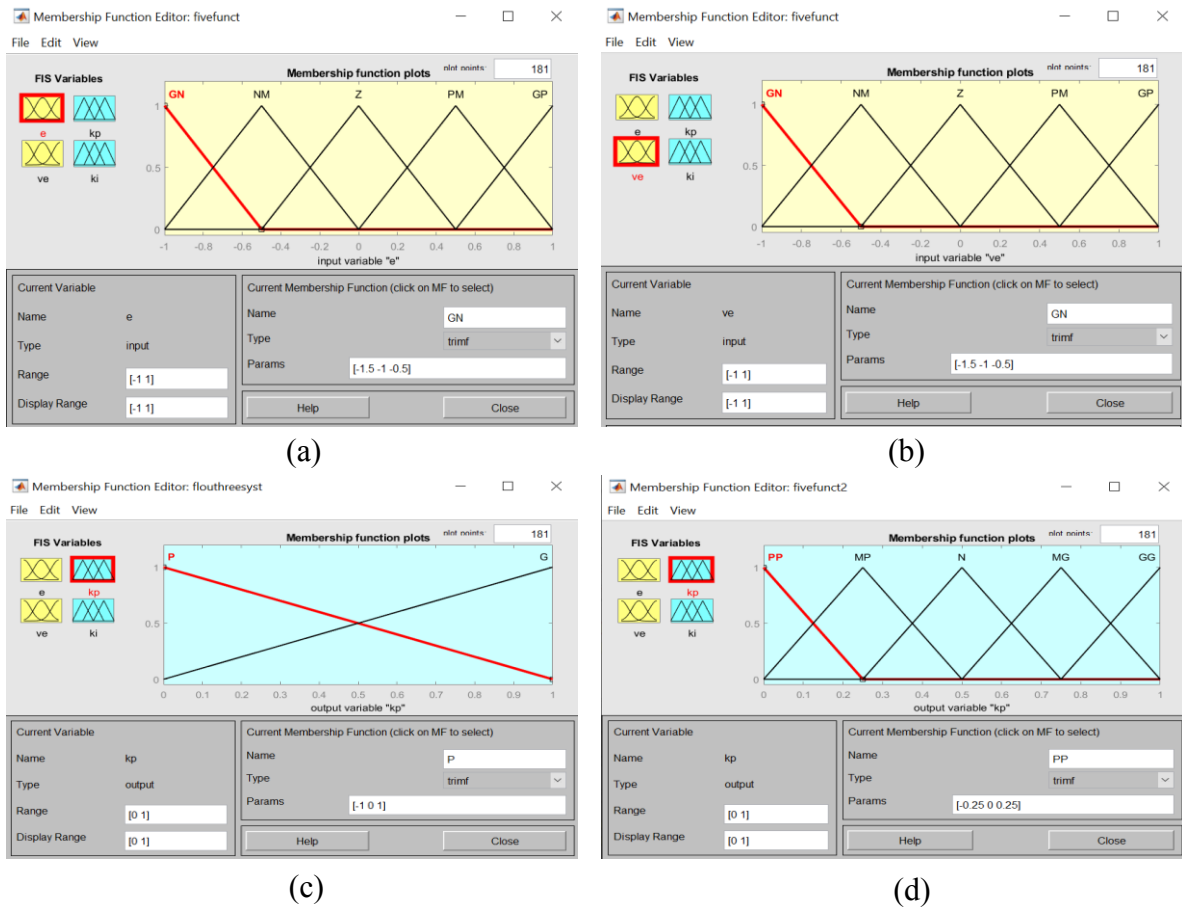


Figure IV.9 : (a) et (b) fuzzification d'entrées des régulateurs, (c) fuzzification d'une sortie du premier régulateur (5*5), (d) fuzzification d'une sortie du deuxième régulateur (5*5).

La Figure IV.10 montre les réponses du système commandé par les deux régulateur PI flou (5*5)

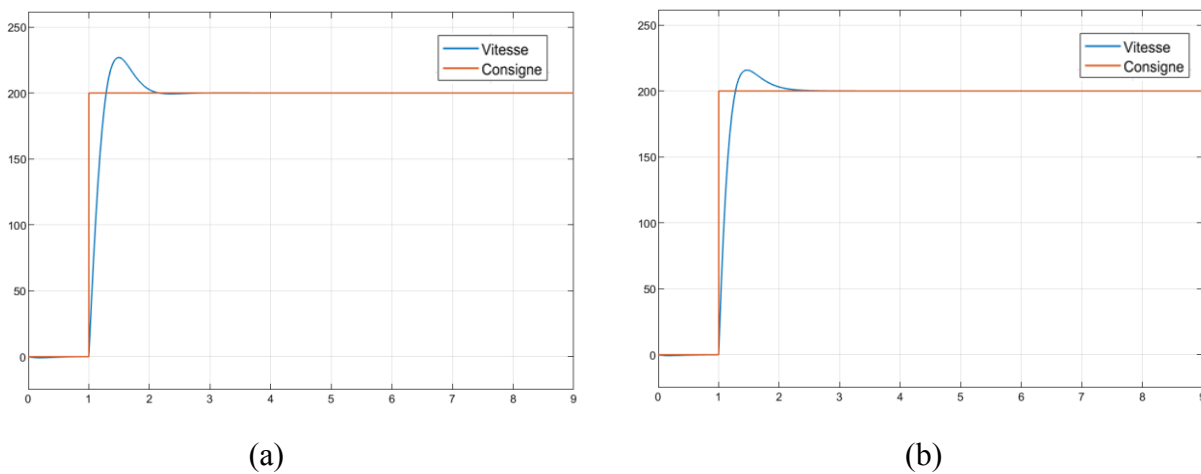


Figure IV.10 : (a) vitesse réglée par le premier régulateur PI flou (5*5), (b) vitesse réglée par le deuxième régulateur PI flou (5*5).

Les deux régulateurs PI flous (5*5) démontrent un contrôle efficace, atteignant une erreur en régime permanent nulle et des temps de réponse relativement rapides. Cependant, le deuxième régulateur PI flou (5x5) (représenté dans la Figure IV.10 (b)) semble offrir une meilleure performance en termes de réponse transitoire, présentant spécifiquement un dépassement plus faible et potentiellement un amortissement plus rapide comparé au premier régulateur PI flou (5x5) (représenté dans la Figure IV.10 (a)). Cela suggère que le deuxième régulateur est accordé de manière plus optimale pour réduire le pic transitoire tout en maintenant une bonne vitesse de réponse.

IV.4. Comparaison entre le régulateur PI classique et PI flou (5*5):

Schéma bloc de simulation :

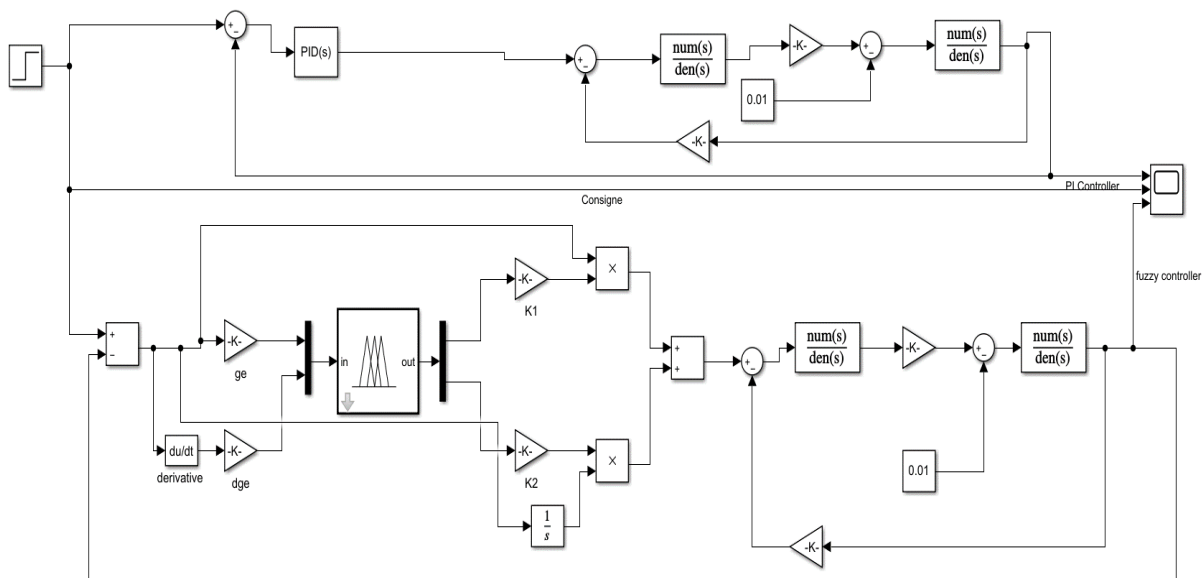


Figure IV.11 : schémas bloc de comparaison entre les deux régulateurs.

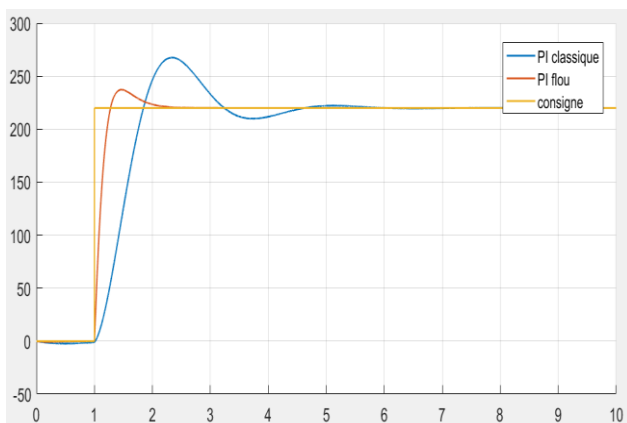


Figure IV.12 : réponses en vitesse

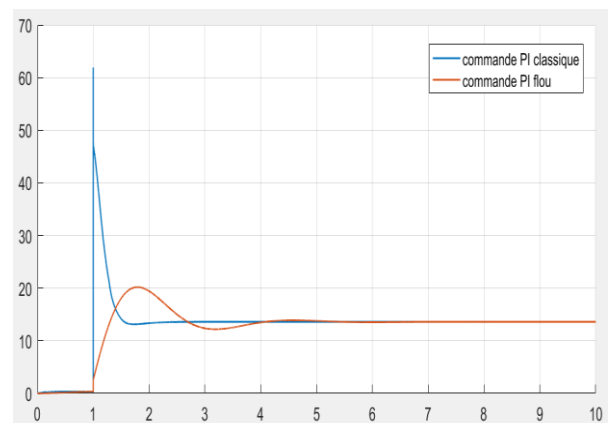


Figure IV.13 : Courbes de la commande

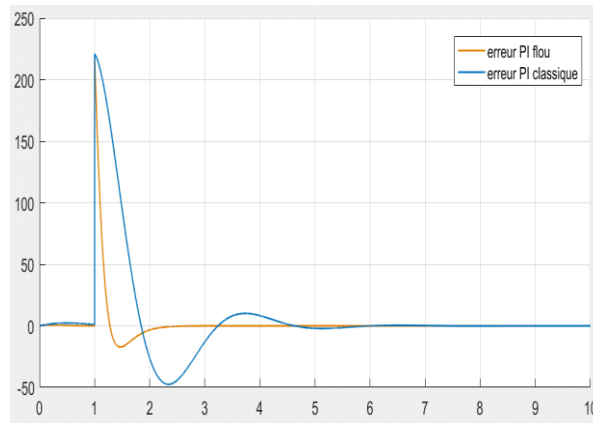


Figure IV.14 : Courbes de l'erreur

En comparant les résultats des deux types de commandes (PI classique et PI floue), nous constatons que la commande par logique floue réduit significativement le dépassement et diminue les oscillations (Figure IV.13), donc elle stabilise le système plus en douceur, ce qui est souvent préférable pour la robustesse et la protection du système contrôlé.

Le régulateur PI flou (Figure IV.14) semble offrir une meilleure performance en termes de stabilité de l'erreur (moins de dépassement et oscillations plus faibles). Il est donc plus performant pour minimiser l'erreur.

De plus, en analysant les résultats des deux ensembles de règles floues linguistiques utilisées, nous trouvons que la méthode avec 5 règles est la plus précise. Nous constatons que le choix approprié des paramètres du contrôleur flou permet d'obtenir de meilleures performances.

Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de deux techniques de commande par régulateur PI intelligent à base de logique floue et PI classique pour la machine à courant continu.

La conception de contrôleurs flous avec différentes valeurs linguistiques et nombre de fonctions d'appartenance permet d'explorer un large éventail de configurations pour trouver celle qui offre les meilleures performances pour une application spécifique.

Conclusion générale :

À la fin de ce mémoire, il apparaît clairement que le contrôle des moteurs à courant continu constitue l'une des applications essentielles dans les systèmes industriels et électroniques modernes.

Les performances de ce type de contrôle dépendent fortement du type de régulateur utilisé. Dans ce travail, une comparaison a été effectuée entre le régulateur traditionnel PI et le régulateur PI basé sur la logique floue (PI Fuzzy), en se concentrant sur leur impact sur la réponse, la vitesse et la stabilité du moteur.

Les résultats ont montré que le régulateur PI traditionnel offre des performances acceptables dans des conditions linéaires et stables, mais il rencontre des difficultés face aux changements soudains ou aux systèmes non linéaires. En revanche, le régulateur PI Fuzzy a démontré son efficacité en améliorant

La qualité du contrôle grâce à une réponse plus rapide, une réduction des oscillations et une diminution du dépassement (overshoot), en plus de sa capacité à s'adapter aux changements du système sans avoir besoin de reconfigurer les paramètres.

Par conséquent, on peut dire que l'utilisation de la logique floue pour améliorer les performances des régulateurs PI ouvre de larges perspectives pour le développement de systèmes de contrôle plus

Intelligents et efficaces, notamment dans les applications qui nécessitent une grande flexibilité et une réponse rapide dans des conditions de fonctionnement non idéales.

Références :

- [1] B. K. Bose, '*Modern Power Electronics and AC Drives*'. Pearson Education. Pages : 800, (2002).
- [2] T. Wildi, '*Electrical Machines, Drives and Power Systems*'. Pearson Education. Pages : 672, (2006).
- [3] A. Hughes, '*Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications*'. Elsevier, (2013).
- [4] <https://projet.eu.org/pedago/sin/1ere/9-mcc.pdf>
- [5] http://www.est-usmba.ac.ma/coursenligne/Chapitre7_MCC.pdf
- [6] https://elearning.univeloued.dz/pluginfile.php/13628/mod_resource/content/1/cours_mcc%20-%20Touil%20Slimane.pdf
- [7] G. Segulier, F. Notelet, 'Electrotechnique Industrielle', Technique et documentation Lavoisier, 5e tirage revu, 1987.
- [8] K. Rafil, M. Meziani, 'Etude de la commande et de la régulation d'un moteur à courant continu', Mémoire d'ingénieur d'état en Machines électriques, UMMTO, 2006.
- [9] B. A. Hassiba et B. M. Fadhila, 'modélisation et simulation d'une régulation de la machine à courant continu', mémoire de master en génie électrique instrumentation université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou; 2017/2018.
- [10] A. Lakhdar, 'Systèmes Asservis'. Université Ferhat Abbas Sétif 1. Licence Électrotechnique (troisième année).
- [11] Etude d'un laboratoire virtuel de simulation des machines à courant continu.
- [12] B. Elhadj, 'Modélisation des machines électriques', cours.
- [13] M. Ksouri et P. Borne, 'Régulation industrielle', Editions Technip, Paris.
- [14] B. Zoubir, 'Commande des machines électriques', cours, Licence Académique en Génie Electrique.
- [15] A. Bougherza, M. Mimoune, 'Etude Comparative en Simulation entre un Régulateur PID Classique et un Régulateur PID Intelligent', Projet de Fin d'Etude préparé En vue de l'obtention du diplôme de master en électromécanique ; Centre Universitaire BOUSSOOUF Abdelhafid – Mila ; 2021/2022
- [16] E. Gdoy, 'Outils de modélisation, méthodes et architectures de commande', Régulation industrielle, 2eme EDITION, 2014.

Références Bibliographiques

- [17] K.J.A. ström, T. Hägglund, C.C. Hang, W.K. Ho, 'Automatic Tuning and Adaptation for PID Controllers - A Survey', Control Eng. Practice, Vol. 1, No. 4, pp. 699-714, 1993.
- [18] projet.eu.org/pedago/sin/term/6-asservissement_PID.pdf
- [19] B. B. Meunier, 'La logique floue et ses applications', Edition Addison-Wesley, France SA, 1995.
- [20] Godjevac, 'dées nettes sur la logique floue', Presse polytechnique et universitaire romande Lausanne ,1999.
- [21] E. Levrat, 'logique floue', Cours de DEA, non publié, CRAN, Nancy, 1995.
- [22] D. Salim, 'Logique floue et SMA : Aide à la décision floue dans les systèmes multi- agents', Mémoire Magister en informatique, Universitaire Mentouri de Constantine ,2009.
- [23] O. Cazier, 'Instabilités dynamiques de systèmes frottants en présence de variabilités Paramétriques', Application au phénomène de crissement, Thèse de doctorat, l'université de VALENCIENNES, 2012 .
- [24] L. Mourad, B. Nawel, D. Hayet, 'Planification de la trajectoire D'un robot mobile par la logique floue', Mémoire de fin d'étude, l'université de Bechar Promotion ,2010.
- [25] N.Benamrouche, S .Osmani, 'système asservis linéaire', document imprimé disponible à la bibliothèque de la faculté de GEI de l'UMMTO1
- [26] S. Jean-Pierre, C. I. Philippe, 'initiation à l'asservissement et à la régulation', http://www.educauto.org/Mutualisation/transfert.php?name=ASSERVIR_1011.ZIP&hit=267&file=Documents/ASSERVIR_1011.ZIP&num=10113
- [27] <http://lyc58-fr.ac-dijon.fr/ljr/cours/supsi/si/cde-syst/Performancesystemeasservi.pdf>
- [28] M. Villain, 'système asservis linéaires' , édition marketing S.A 1996 ISBN 2-7298-5652-8

Résumé :

Le mémoire traite du sujet du "**contrôle intelligent du moteur à courant continu**". Il commence par une définition complète des moteurs à courant continu, leur structure, leurs types, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Les différentes méthodes de contrôle de la vitesse y sont abordées, telles que le **contrôle rhéostatique**, le **contrôle par variation de la tension** ou du **flux magnétique**.

Ensuite, l'étude passe à la **modélisation mathématique** du moteur à l'aide d'équations électriques et mécaniques, avec des applications dans l'environnement **Matlab/Simulink**. Le mémoire traite également des **systèmes de contrôle asservis** et des techniques modernes telles que le **régulateur PI** et la **logique floue**, visant à améliorer la réponse du système.

Enfin, une **comparaison** entre le **contrôle classique** et le **contrôle intelligent** a été effectuée pour démontrer l'efficacité des solutions modernes.

Abstract:

The thesis addresses the topic of "**Intelligent Control of the DC Motor**". It begins with a comprehensive definition of DC motors, including their structure, types, advantages, and disadvantages. Various methods for speed control are discussed, such as **rheostatic control**, **voltage variation**, and **magnetic flux adjustment**.

The study then moves on to the **mathematical modeling** of the motor using electrical and mechanical equations, with applications implemented in the **Matlab/Simulink** environment. It also covers **servo control systems** and modern techniques such as the **PI controller** and **fuzzy logic** to improve system response.

Finally, a **comparison** between **classical control** and **intelligent control** is conducted to demonstrate the effectiveness of modern solutions.

ملخص :

المذكر تتناول موضوع "التحكم الذكي في محرك التيار المستمر". حيث قدمت في البداية تعريفاً لمحركات التيار المستمر، بنيتها، أنواعها ومزاياها وعيوبها.

كما تم التطرق إلى طرق التحكم في سرعتها باستخدام تقنيات مختلفة مثل التحكم الرهيوستاتي والتحكم عبر تعديل الجهد أو الفيض المغناطيسي.

ثم انتقل البحث إلى نمذجة رياضية للمحرك باستخدام معادلات كهربائية و ميكانيكية مع تطبيقات في **Matlab/simulink** ، كما تناولت المدكرة أنظمة التحكم الموزرة والتقنيات الحديثة مثل المنظم **PI** . والمنطق الضبابي لتحسين استجابة النظام بيئة.