

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQU

N° d'ordre : CE-05



DOMAINE : GENIE ELECTRIQUE

EFILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présente pour l'obtention

Du diplôme de Master Académique

Par : BERRABAH Ahmed Bahaeddine et HAMZA Oussama

Intitulé

**Commande par logique floue d'une machine
synchrone à aimant permanent**

Soutenu devant le jury compose de :

BELOUNIS Ouassila

Université De M'sila

Présidente

BELHAMDI Saad

Université De M'sila

Rapporteur

LAAMARI Yahia

Université De M'sila

Examineur

LOUAKAL KALTHOM

Université De M'sila

Examineur

Année universitaire : 2017/2018

DÉDICACES

Je dédie ce modeste travail :

*A mes chers parents, pour leur soutien
inconditionnel, leurs encouragements, et bien sûr pour
m'avoir permis de réaliser mes études dans les
meilleures conditions.*

A mes frères , ma sœur et mon neveu ISLAM .

A toute ma famille.

A tous mes amis.

*A tous les enseignants qui m'ont aidé de
proche ou de loin pour être un jour un Master.*

*A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée
de mes études.*

Berrabah Ahmed Bahaeddine

DÉDICACES

A mes chers parents, pour leur soutien inconditionnel, leurs encouragements, et bien sûr pour m'avoir permis de réaliser mes études dans les meilleures conditions.

A mon frère et mes sœurs.

A ma future femme.

A toute ma famille et mes amis.

A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être un jour un Master.

A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.

Je dédie ce modeste travail.

Hamza Oussama

REMERCIEMENTS

Avant toute chose, on remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'études.

Nous sommes très reconnaissants à Monsieur BELHAMDI Saad et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour son soutien, sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et sa patience pendant la période de la réalisation de ce travail.

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres de jury qui nous ont fait l'honneur en acceptant d'examiner ce travail.

Nos remerciements vont aussi aux enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à notre formation.

Enfin, un remerciement spécial aux étudiants de la 2eme année Master de la spécialité de génie électrique spécifiquement commande électrique.

Sommaire



SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

LISTES DES TABLEAUX

NOTAIONS ET ABREVIATIONS

INTRODUCTION GENERALE..... 01

CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT

I.1. Introduction	03
I.2. Description de la machine synchrone à aimant permanent	03
I.2.1. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents	04
• Stator.....	04
• Rotor.....	04
I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP.....	05
I.4. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	07
I.4.1. Hypothèses simplificatrices.....	07
I.4.2. Mise en équations de la machine synchrone dans le repère (a-b-c).....	07
• Equations électriques.....	07
• Equations magnétiques.....	08
• Equation mécanique.....	09
I.4.3. Transformation de Park.....	09
I.4.4. Choix du Référentiel.....	11
I.4.5. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	11
• Equations magnétiques	11
• Equations électriques	11
• Expression du couple électromagnétique.....	12

I.5. Modélisation du convertisseur statique.....	13
I.5.1. Définition de l'onduleur	13
I.5.2 Types d'onduleurs utilisés.....	14
I.5.3. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé	14
I.5.4. Principe de Commande par MLI (sinus-triangle).....	16
I.6. Résultats de simulation.....	16
I.6.1. Alimentation par réseau	17
I.6.2. Alimentation par onduleur de tension.....	19
I.7. Conclusion.....	20

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT

II.1. Introduction.....	21
II.2. Principe de la commande vectorielle.....	21
II.3. Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension.....	22
II.3.1 Description du système global.....	22
II.3.2. Découplage	23
II.3.2.1. Découplage par compensation	23
II.3.3. Calcul des régulateurs	25
II.4. Résultats de simulation.....	29
II.5. Conclusion.....	33

CHAPITRE III : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE TYPE-1 ET TYPE-2 DE LA MSAP

III.1. Introduction	34
III.2. La Logique floue type-1.....	35
III.2.1. Théorie Des Ensembles Flous.....	35
III.2.2. Les Fonctions D'appartenance	35

III.2.3. Opérateurs et normes.....	36
III.2.3.1. T-norme (intersection floue)	37
III.2.3.2. T-conorme (union floue)	37
III.2.4. Système de commande Flou	37
III.2.5. Règles Floues	38
III.2.6. Fuzzification.....	38
III.2.7. Défuzzification	39
III.2.8. Régulateur à logique floue	39
III.2.9. Résultat de simulation.....	42
III.3. La Logique floue type-2	46
III.3.1. Concept des ensembles flous de type-2	46
III.3.2. Terminologie de la logique floue type-2	46
III.3.3. Représentation des ensembles flous type-2	48
III.3.3.1. Types d'ensembles flous type-2	49
III.3.3.2. Opération sur les ensembles floue type-2	49
III.3.4. Structure d'un système flou type-2.....	51
III.4. Résultats de simulation	57
III.5. Comparaison Des Résultats...	61
III.6. Conclusion	63
CONCLUSION GENERALE.....	65
BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXE	
RESUME	

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MSAP

Figure I.1 : Description de la machine synchrone à aimant permanent.....	03
Figure I.2 : Machine munies de pièces polaire.....	04
Figure I.3 : Machine sans pièces polaire.....	05
Figure I.4 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	05
Figure I.5 : Schéma de la MSAP dans le repère abc.....	07
Figure I.6 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).	10
Figure I.7 : Schéma de l'onduleur de tension.....	13
Figure I.8 : le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge.....	14
Figure I.9 : M.L.I à échantillonnage naturel.....	16
Figure I.10 : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé...	17
Figure I.11 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé avec charge.....	18
Figure I.12 : Schéma de simulation de l'association onduleur-MSAP.....	19
Figure I.13 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension avec charge.....	20

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Figure II.1 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP.....	22
Figure II.2 : Schéma bloc de la compensation.....	24
Figure II.3 : Principe de découplage par compensation.....	24
Figure II.4 : Commande découplée.....	25

Figure II.5 : Régulateur PI.....	25
Figure II.6 : Boucle de régulation du courant I_d	26
Figure II.7 : Réponse d'un système régulé de premier ordre.....	27
Figure II.8 : Boucle de régulation du courant I_q	28
Figure II.9 : Boucle de régulation du la vitesse.....	28
Figure II.10 : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur PI.....	29
Figure II.11 : résultats de simulation de la MSAP en charge à $t=1$ s et vitesse de référence 100 rad/s.....	31
Figure II.12 : résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 100 rad/s a 50rad/s.....	32

CHAPITRE III : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE TYPE-1 ET TYPE-2 DE LA MSAP

Figure III.1 : Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	36
Figure III.2 : Exemple d'opérations sur des ensembles flous.....	36
Figure III.3 : schéma synoptique du système flou.....	38
Figure III.4 : Schéma bloc du RFT-1.....	39
Figure III.5 : Fonctions d'appartenances des variables d'entrées 'e' et ' Δe	40
Figure III.6 : Fonctions d'appartenances de la variable de sortie ' C_{ref} '.....	41
Figure III.7 : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur floue type-1.....	42
Figure III.8 : a) résultats de simulation de la MSAP en charge à $t = 1$ s et vitesse de référence 100 rad/s.....	44
Figure III.8 : b) résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 100 rad/s a 50rad/s.....	45
Figure III.9 : (a) Représentation schématique d'un ensemble flou Gaussien de type-2. Les appartenances secondaires sont représentées dans (b) , où on remarque qu'ils sont gaussiens.....	47

Figure III.10 : Représentation tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 avec une fonction d'appartenance principale gaussienne.....	48
Figure III.11 : Fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2.....	49
Figure III.12 : Structure d'un système flou type-2.....	51
Figure III.13: Schéma synoptique d'un contrôleur flou type-2 de vitesse.....	55
Figure III.14 : <i>Fonctions d'appartenances des variables d'entrées 'e' et 'Δe'</i>	56
Figure III.15 : <i>Fonctions d'appartenances de la variable de sortie 'C_{emref}'</i>	56
Figure III.16: Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur flou type-1.....	57
Figure III.17 : a) résultats de simulation de la MSAP en charge à t = 1 s et vitesse de référence 100 rad/s.....	58
Figure III.17 : b) résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 100 rad/s a 50 rad/s.....	60
Figure III.18 : comparaison des vitesses de rotation avec application de la charge	61
Figure III.19 : comparaison d'un courant d'une phase statorique avec application de la charge.....	62
Figure III.20 : comparaison de vitesse de rotation avec variation de la vitesse de référence (50 rad/s à 70 rad/s).....	62
Figure III.21 : comparaison d'un courant d'une phase statorique avec variation de la vitesse de référence (50 rad/s à 70 rad/s).....	63

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE III : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE TYPE-1 ET TYPE-2 DE LA MSAP

Tableau III.1 : matrice d'inférence du RFT-1.....	41
Tableau III.2 : matrice d'inférence du RFT-2.	55

Notations et symboles

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
PI	Correcteur Proportionnel-Intégral.
RFT-1	Régulateur Flou type-1
RFT-2	Régulateur Flou type-2
$[P(\theta)]$	Matrice de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de Park inverse.
K_p, K_i	Coefficients du régulateur de vitesse.
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
R_s	Résistance statorique.
L_s	Inductance statorique
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_{sf}	Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.
L_d	Inductance cyclique directe.
L_q	Inductance cyclique quadrature.
θ	Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.
J	Moment d'inertie
f	Coefficient du frottement.
P	Nombre de paires de pôles.
$[V_a \ V_b \ V_c]^T$	Les tensions des phases statoriques.

$[I_a \ I_b \ I_c]^T$	Les courants des phases statoriques.
I_d, I_q	Courants statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
V_d, V_q	Tensions statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
u_{ao}, u_{bo} et u_{co}	Des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).
$[\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$	Vecteur flux statoriques.
Φ_f	Flux des aimants.
Φ_d	Flux statorique instantané dans l'axe d.
Φ_q	Flux statorique instantané dans l'axe q.
ω_r	Vitesse électrique du rotor.
Ω	Vitesse de rotation de la machine.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
X_{ref}	Valeur de référence

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages : une faible inertie rotorique, une dissipation de chaleur efficace et un couple massique important. De plus, l'élimination des balais réduit les bruits et supprime la nécessité de leurs maintenances. Les recherches actuellement ont pour but de remplacer les Machines à Courant Continu (MCC) par des MSAP dans le domaine industriel initialement occupé par la commande des MCC. Le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique et une régulation de son courant d'induit permet de maîtriser son couple. Pour la MSAP, la fonction du collecteur est réalisée par un onduleur synchronisé avec la position du rotor [LAH 09].

Il existe de nombreux principes de commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel).

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique de couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines-outils, la traction électrique [SAE 11].

Les régulateurs conventionnels type PI et retour d'états largement utilisés. Ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques. Pour pallier ces dégradations, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est plus que nécessaire. Un certain nombre de ces commandes ont été déjà appliquées à la machine synchrone à aimants permanents telles que la commande floue, la commande adaptative et les réseaux de neurones [CHO 11].

Aujourd'hui, de nouvelles techniques de commande plus compétitives, plus aptes à surmonter les non linéarités des systèmes et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse sont proposées à la recherche. En particulier, la logique floue (Fuzzy logic) constitue une autre alternative intéressante [ZAD 65].

Plusieurs avantages lui, sont reconnus : le raisonnement proche du raisonnement naturel de l'opérateur, l'indépendance d'une modélisation, la maîtrise des systèmes à

réguler avec un comportement non linéaire, l'obtention fréquente de meilleurs prestations dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier, par simulation numérique, la commande en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension, avec orientation du flux, par des régulateurs de différents algorithmes (régulateurs classiques et régulateurs flous).

Le premier chapitre concerne, dans une première partie la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents à partir des hypothèses classiques de linéarité. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI*.

Le deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI.

Le troisième chapitre est consacré à la commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons présenté les notions générales de la logique floue type-1 et type-2 ainsi que la composition d'un système de commande floue.

Dans la phase finale, nous avons présenté une étude comparative entre les différents régulateurs (PI, Régulateur flou type-1 et type-2).

Chapitre I

Modélisation Et Simulation De La
Machine Synchrone A Aimant
Permanent

I.1. Introduction

Les progrès technologiques enregistrés dans le domaine des matériaux magnétiques (aimants permanents) ont permis à la MSAP plusieurs applications industrielles en particulier dans la robotique. Elle offre plusieurs avantages à savoir une puissance massique élevée, un couple de démarrage important, une réduction de l'entretien etc.... Mais un des inconvénients de cette machine est l'impossibilité du réglage de l'excitation. Le champ de l'aimant varie avec le temps et la température mais de manière non significative [AHM 04].

Le moteur étudié dans ce mémoire fait partie des moteurs alimentés en courant alternatif. Les moteurs synchrones avec les aimants placés au rotor, le stator gardant sa structure bobinée, ce qui constitue leur principal intérêt, remplacent peu à peu les moteurs à courant continu.

Dans ce chapitre, nous décrirons d'abord les différentes structures des machines synchrones, puis nous étudierons les différentes solutions possibles pour alimenter des machines synchrones à l'aide de convertisseurs statiques. Nous établirons ensuite les équations générales de la machine synchrone à aimants permanents à rotor lisse dans des repères liés au rotor. Ces équations se simplifient pour les machines synchrones classiques à répartition sinusoïdale des conducteurs statoriques, comme pour celles à répartition non sinusoïdale à rotor lisse. Cependant, pour valider le modèle mathématique obtenu, des simulations numériques d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI sinus triangle.

I.2. Description de la machine synchrone à aimant permanent

La machine synchrone est constituée de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer [KRI 10].



Figure (I.1) : *Structure de la machine synchrone à aimant permanent.*

I.2.1. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

- **Stator :**

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault pour limiter les pertes dans le fer [SAE 11].

- **Rotor :**

Parmi les structures des machines synchrones à aimants permanents, nous pouvons distinguer deux types [REK 91] :

- 1- Machines munies de pièces polaires (rotor saillant).
- 2- Machines sans pièces polaires (rotor lisse).

- Dans le premier type, les pièces polaires servent à la concentration du flux d'induction magnétique permettant d'obtenir une induction normale suffisante au niveau de l'entrefer avec des aimants bon marché (Ferrites). La figure (I.2) présente un exemple de cette structure.

- Dans ce type de machine, l'inducteur présente une anisotropie magnétique (pôles saillants), et dans la plupart des configurations, contrairement aux machines classiques, la valeur de l'inductance transversale (axe interpolaire) L_q est supérieure à celle de l'inductance longitudinale (axe polaire) L_d [SAE 11].

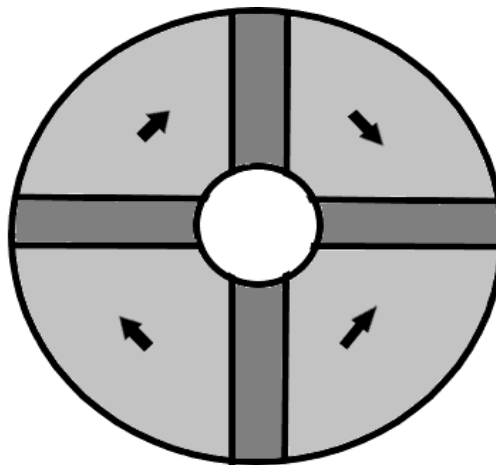


Figure (I.2) : Machine munies de pièces polaire.

- Dans les machines sans pièces polaires l'aimantation des aimants est généralement radiale au niveau de l'entrefer (figure I-3). Des structures mixtes (aimantations parallèle et perpendiculaire à l'entrefer) sont aussi parfois utilisées. Les aimants du type terres-rares ou

ferrites ont une perméabilité voisine de celle de l'air ; il en résulte que, pour ces machines, l'effet de saillance peut être négligé et la réaction d'induit est très faible : pas de couple pulsatoire dû à la variation de réluctance et peu de risque de démagnétisation des aimants [REK 91].

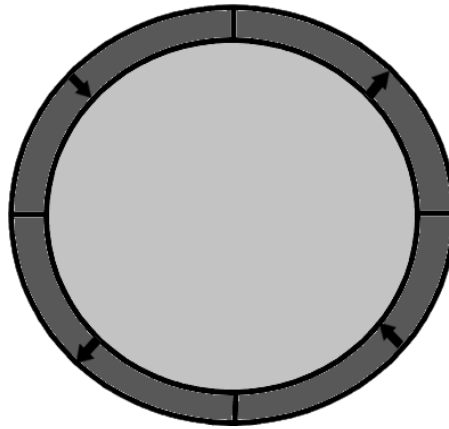


Figure (I.3) : Machine sans pièces polaire.

I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP :

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La figure (I.4) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un "pas" élémentaire P_0 comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante.

Nous obtenons pour cette structure, $P_0 = 90^\circ$ Ceci correspond au passage de la figure (I.4.a) à la figure (I.4.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.4.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [BOU 14].

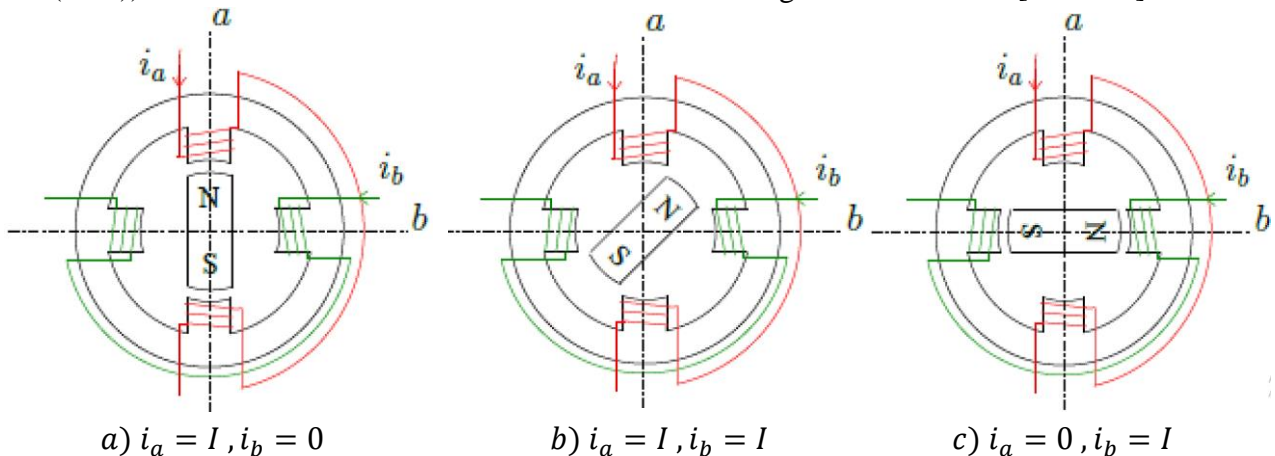


Figure (I.4) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

I.3.1. Les avantages de la MSAP

La machine synchrone a beaucoup d'avantages par rapport aux autres types de machine à courant continue, synchrone à excitation électrique et asynchrone [CHO 11].

Parmi les avantages peut citer :

- Meilleure caractéristique thermique la localisation des pertes fers et joules au stator simplifie le refroidissement de la machine.
- Pas de contacts glissants.
- Rendement et facteur de puissance élevés.
- Pas de courant d'excitation.
- Une capacité de fonctionnement avec une grande vitesse.
- Puissance massique élevée.

I.3.2. Les inconvénients de la MSAP

Parmi les inconvénients de la MSAP on cite [SAE 11]:

- Coût de la machine élevé.
- Les vibrations et les chocs influent sur la structure de la machine.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

I.3.3. Les domaines d'application de MSAP

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Les automobiles.
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives).
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- Les servomoteurs.
- Les applications robotiques.
- La production d'électricité.
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- Les machines-outils.
- Les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.4. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande et sa simulation dans les différents régimes de fonctionnements [BOU 14].

I.4.1. Hypothèses simplificatrices

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit aux hypothèses simplificatrices données dans la majorité des références [SAE 11] [CHO 11] [LAH 09] :

- On néglige la saturation du circuit magnétique.
- La distribution de la F.M.M créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- Le système de tension est équilibré.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- Les pertes par courants de foucault et par hystérésis sont négligées.

I.4.2. Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c)

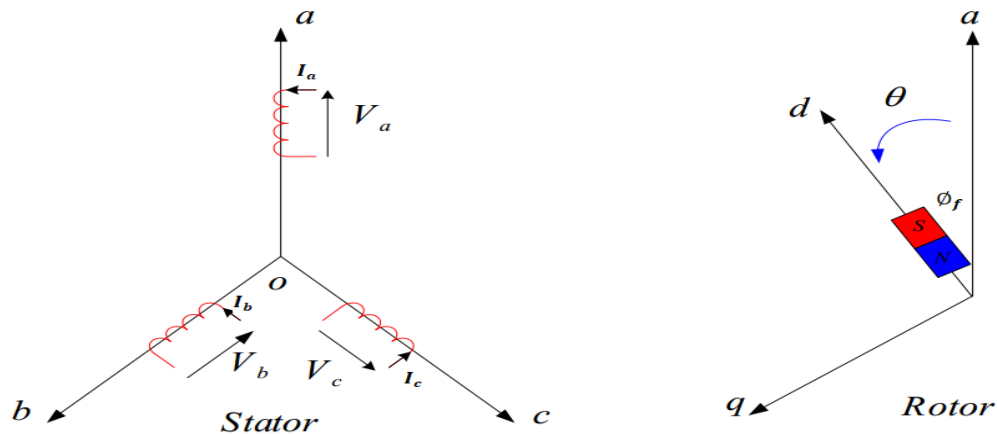


Figure (I.5) : Schéma de la MSAP dans le repère abc.

- **Equations électriques :**

a) Au stator

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Avec :

$[V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques.

$[I_a \ I_b \ I_c]^T$: Vecteur courants statoriques.

$[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$: Vecteur flux statoriques.

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$: Matrice résistance d'un enroulement statorique.

- **Equations magnétiques :**

a) Flux statorique

$$[\phi_{abc}] = [L_s][I_{abc}] + [\phi_{sf}] \quad (1.2)$$

$[M_{sf}]$: est le matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$$\begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$, alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (1.4)$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Avec :

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

b) Flux rotorique

$$[\phi_f] = [L_f][I_f] + [\phi_{sf}] \quad (1.7)$$

$$[M_{sf}] = [M_{fs}]^T \quad (1.8)$$

On développe les équations sous formes :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sf}] \\ [V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} [\phi_f] \end{cases} \quad (1.9)$$

- **Equation mécanique :**

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega) \quad (1.10)$$

Avec :

$\Omega = \omega_r/P$: Vitesse de rotation de la machine.

J : moment d'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

ω_r : vitesse électrique du rotor.

f : coefficient du frottement.

P : Nombre de paires de pôles.

Nous constatons que les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont non linéaires et elles sont en fonction de la position du rotor θ . Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations, alors pour la simplification de ce problème on doit utiliser la transformation de Park.

I.4.3. Transformation de Park

Le modèle biphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel (a, b, c) en un repère biphasé fictive (d, q), qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants) [BOU 14]. Ce passage est obtenu par la transformation de PARK.

La Figure (I.6) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω_r .

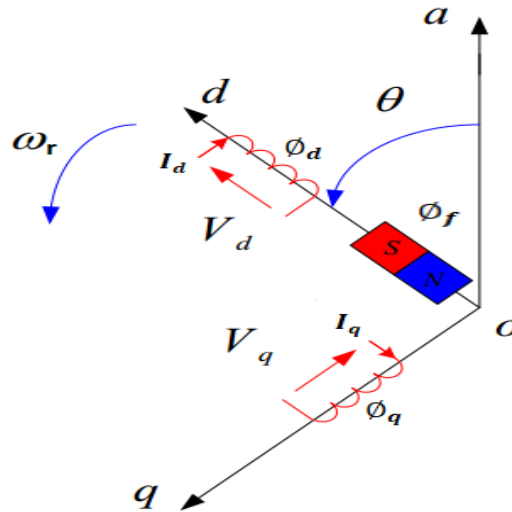


Figure (I.6) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q) .

a) Passage direct : triphasé au biphasé

La matrice de passage notée $[P(\theta)]$ appelée matrice de Park est donnée par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Le passage du système triphasé au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant les relations suivantes :

$$[V_d \ V_q]^T = [P(\theta)][V_a \ V_b \ V_c]^T \quad (1.12)$$

$$[I_d \ I_q]^T = [P(\theta)][I_a \ I_b \ I_c]^T \quad (1.13)$$

$$[\phi_d \ \phi_q]^T = [P(\theta)][\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T \quad (1.14)$$

b) Passage inverse : biphasé au triphasé

La matrice de passage inverse de Park $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

L'angle θ est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt \quad (1.16)$$

I.4.4. Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes de la MSAP, on distingue trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) :

- **Référentiel lié au stator :**

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_{\theta} = 0$$

- **Référentiel lié au rotor :**

Dans cette référence, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r :

$$\omega_{\theta} = \omega_r$$

- **Référentiel lié au champ tournant :**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_{\theta} = \omega$$

ω : Pulsation de l'alimentation.

I.4.5. Application de la transformation de Park à la MSAP

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

- **Equations magnétiques :**

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (1.17)$$

- **Equations électriques :**

Les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d \end{cases} \quad (1.18)$$

En remplaçant les expressions des flux (1.17) dans les équations de tension (1.18), nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (1.19)$$

- **Expression du couple électromagnétique :**

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{géo}} = P \frac{dw_e}{d\theta} \quad (1.20)$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (1.21)$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(\frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \right] \quad (1.22)$$

- $\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} \left(\frac{d\Phi_d}{dt} I_d + \frac{d\Phi_q}{dt} I_q \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (1.23)$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (1.24)$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \Phi_f] \quad (1.25)$$

Le système peut être mis sous forme d'équations d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

Avec :

$$[X] = [I_d \ I_q]^T \text{ et } [U] = [V_d \ V_q \ \phi_f]^T$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega_r (L_q/L_d) \\ -\omega_r (L_d/L_q) & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & -\omega_r/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & 0 \\ 0 & -R_s/L_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_q/L_d \\ -L_d/L_q & 0 \end{bmatrix} = [A_1] + \omega_r [A_2]$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_q \end{bmatrix} = [B_1] + \omega_r [B_2]$$

I.5. Modélisation du convertisseur statique

I.5.1. Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il permet d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande.

L'onduleur est très utilisé dans l'industrie en premier temps il est utilisé comme un convertisseur électronique statique plus performant et en deuxième lieu comme un appareil de commande. Il est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération et en peut remplacer chaque bras par des interrupteurs [CAD] [SAE 11] [BOU 09].

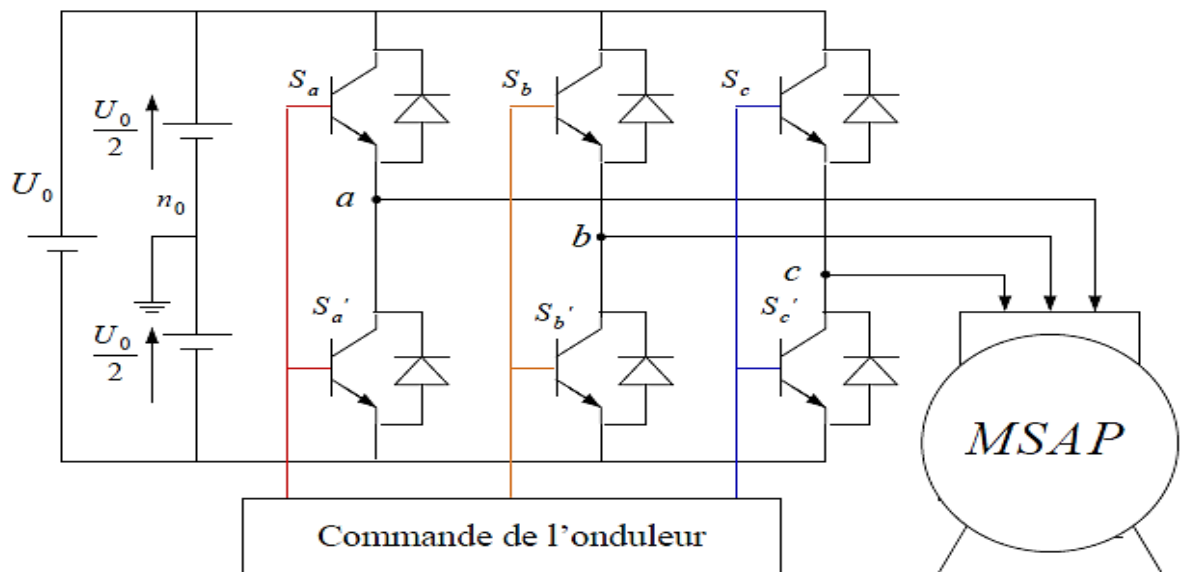


Figure (I.7) : Schéma de l'onduleur de tension.

I.5.2 Types d'onduleurs utilisés

On a plusieurs types d'onduleur dans l'industrie selon des conditions précises [BOU 14] :

a) Selon la source :

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu.

b) Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.).

c) Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).

I.5.3. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont Complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [ANN 09].

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bas haut (a boucle fermé).

$S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bas bas (a boucle fermé).

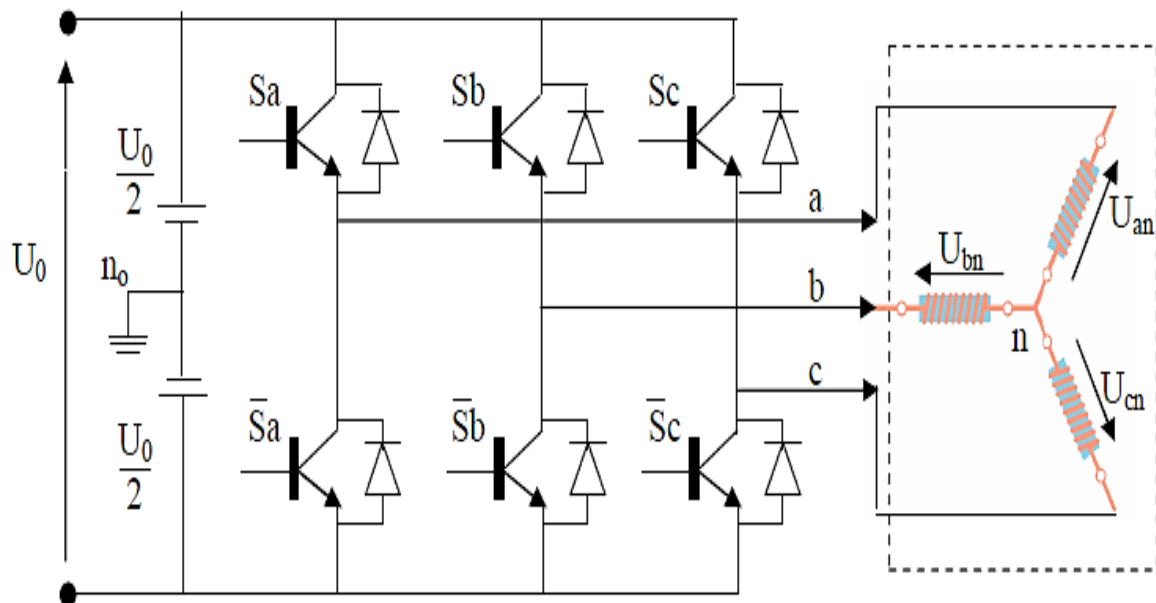


Figure (I.8) : le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [BOU 14] [ANN 09] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées u_{ab}, u_{bc} et u_{ca} , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (1.27)$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).

Soit " n " l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (1.28)$$

u_{an}, u_{bn} et u_{cn} : sont les tensions simples de la machine synchrone à aimants permanent.

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (1.29)$$

Par la somme des équations de (1.28), on a :

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (1.30)$$

En remplaçant (1.30) dans (1.28), on aboutit à :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (1.31)$$

Alors :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{u_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{u_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{u_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (1.32)$$

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} u_o \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

La commande 'Si' de l'onduleur de tension triphasée sont généralement générées par une stratégie de Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

I.5.4. Principe de la Commande MLI (sinus - triangle)

Dans la méthode de M.L.I. naturelle, les instants d'échantillonnage ainsi que les largeurs des impulsions de commande sont déterminés par la comparaison entre la tension modulante sinusoïdale « modulatrice » basse fréquence et une onde triangulaire « porteuse » haute fréquence.

La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension modulante aux instants d'échantillonnage. Ces instants étant définis de manière naturelle par la comparaison de deux ondes, il n'existe pas de période d'échantillonnage bien définie, d'où le qualificatif d'échantillonnage naturel, figure (I.9).

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, ce qui rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques, Ceci justifie l'apparition de la MLI régulière ou échantillonnée [ANN 09].

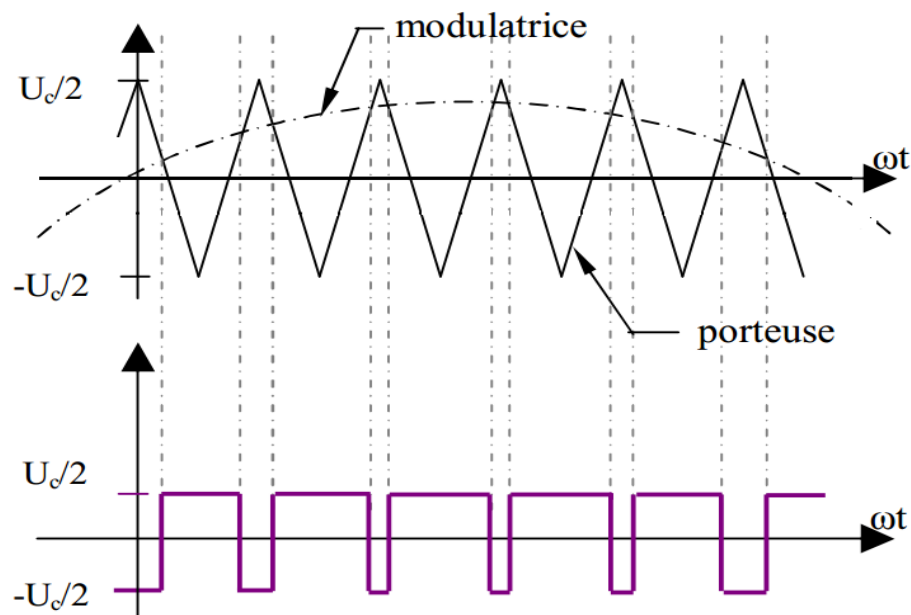


Figure (I.9) : M.L.I à échantillonnage naturel

I.6. Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

I.6.1. Alimentation par réseau

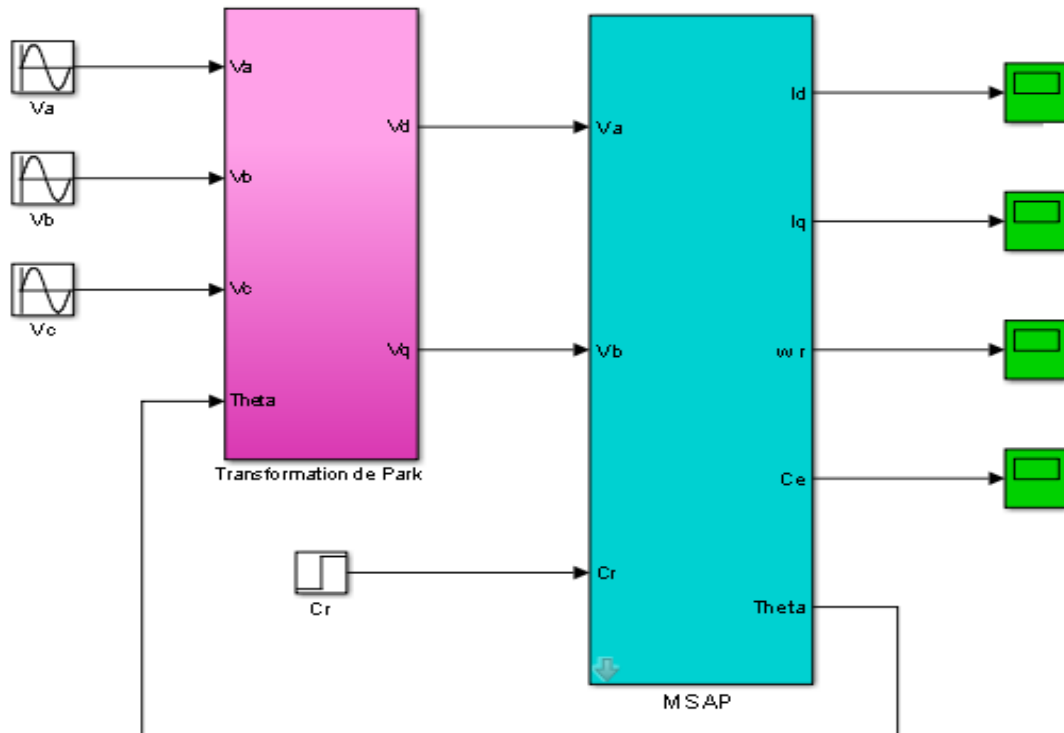
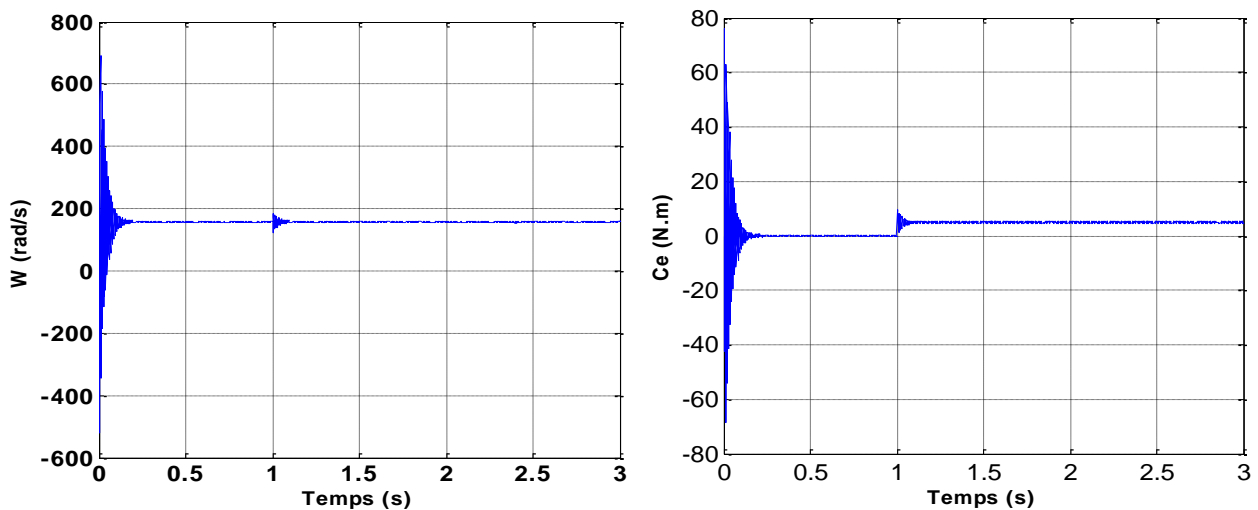


Figure (I.10) : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.

La figure (I.10) illustre le schéma bloc de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220\text{ V}$ et de fréquence 50 Hz . En deuxième étape on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 1\text{ s}$.

Résultats de simulation :

- **Test en charge :**



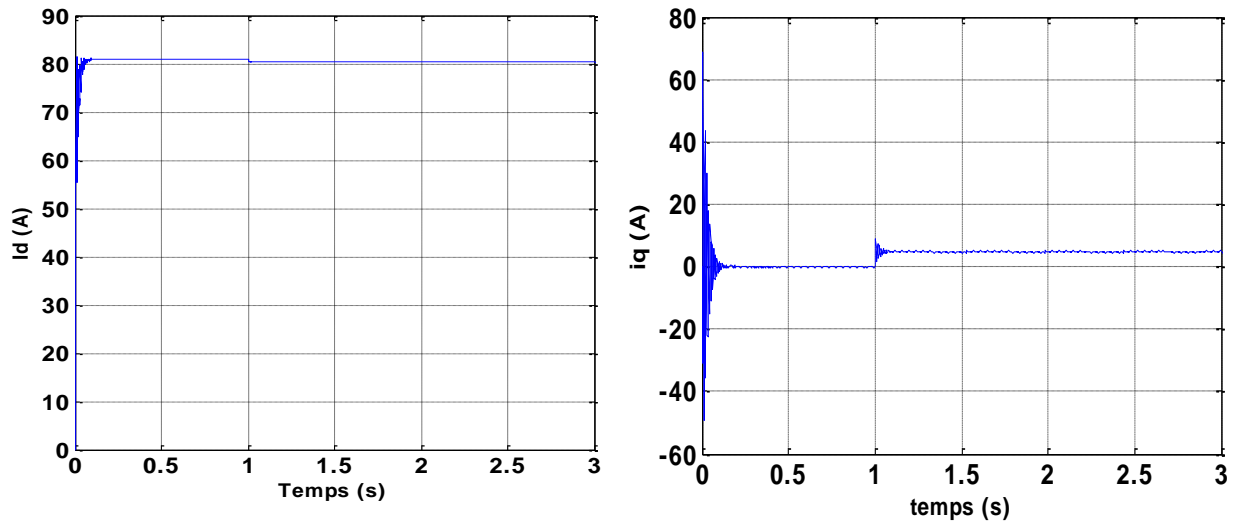


Figure (I.11) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé avec charge.

Interprétations des résultats :

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimentée directement par le réseau 220V et sans application du couple de charge. L'examen des courbes montre :

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 314 rad/sec .
- La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négatives très faible et de courte durée.
- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.
- Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important et cela s'explique par la *F.E.M* qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps court.
- D'après l'application d'un échelon du couple résistant ($C_r = 5 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 1\text{s}$), nous remarquons une perturbation de la vitesse de rotation puis se stabilise à sa valeur nominale, suivi d'une augmentation du couple électromagnétique à une valeur compensant la charge appliquée. Suivi d'un appel supplémentaire du courant illustré par une augmentation des courants i_q et diminution de i_d .

I.6.2. Alimentation par onduleur de tension

Le schéma bloc du modèle de la MSAP associé à un onduleur est représenté par la figure (I.12) :

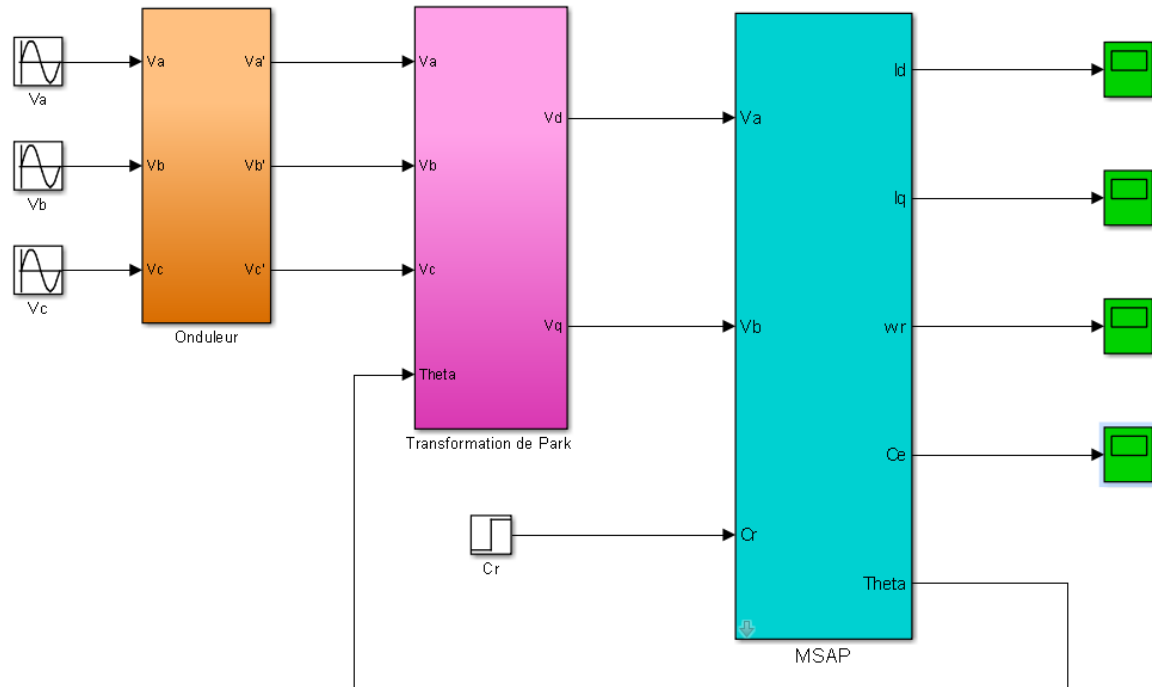
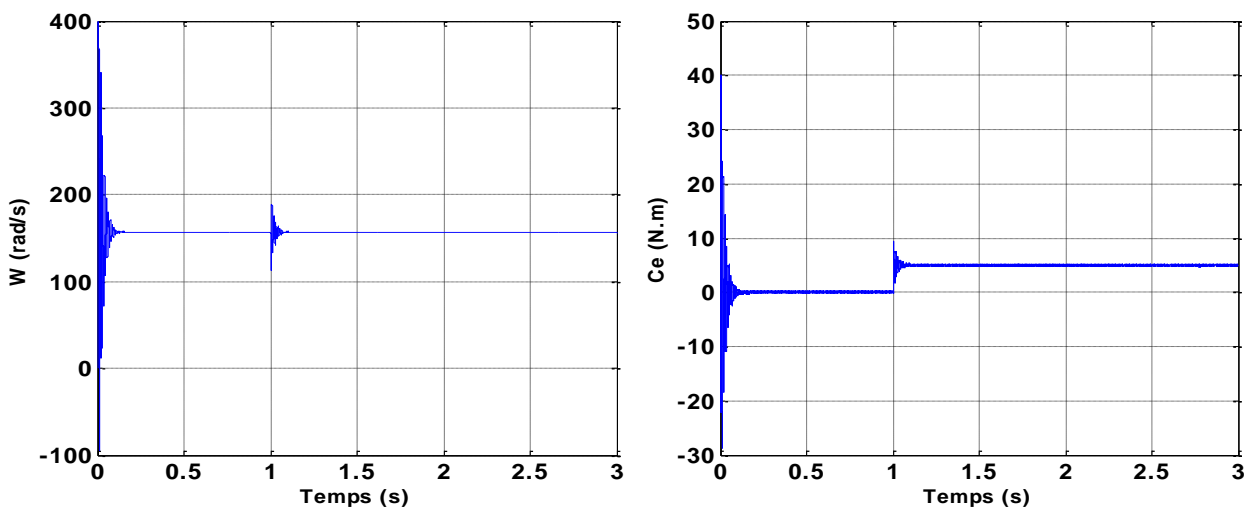


Figure (I.12) : Schéma de simulation de l'association onduleur-MSAP.

La figure (I.12) illustre le schéma bloc de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220\text{ V}$ et de fréquence 50 Hz . En deuxième étape on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 1\text{ s}$.

Résultats de simulation :

- **Test en charge :**



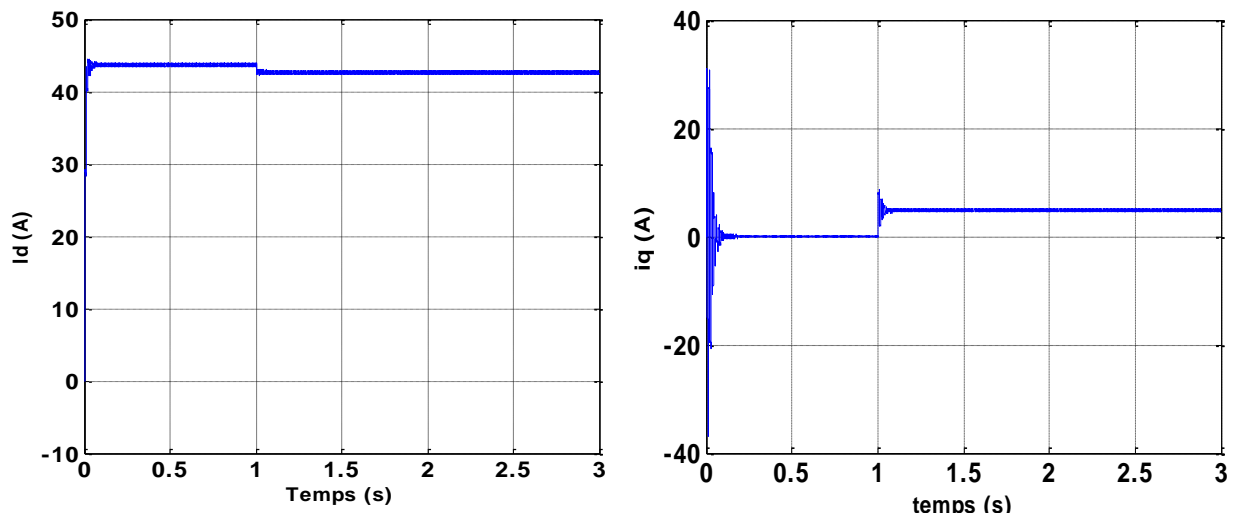


Figure (I.13) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension avec charge.

Interprétations des résultats :

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus sans onduleur (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations sur la vitesse, le couple et les courants statoriques.

I.7. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, les principes fondamentaux sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi que sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Ensuite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : MLI sinus-triangle. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commende par MLI sinus-triangle.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les repenses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bonnes surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge.

Donc, pour obtenir des performances élevés (poursuite, robustesse, rapidité, etc.) on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande Vectorielle De La
Machine Synchrone A Aimant
Permanent

II.1. Introduction

La commande de machine synchrone est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le couple et le flux statorique [AKSTOU 08].

Au début des années 70 Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control) qui permet d'assimiler la machine synchrone à une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [NAB 10]. Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide des correcteurs *PI*. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

II.2. Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec le courant statorique I_d . Tandis que, la composante I_q permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la (MCC). Si le courant I_d est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer.

D'autre part, si le courant I_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer [BEN 09].

La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant I_d à une valeur nulle. Cette stratégie permet l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. Si le courant I_d est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [MAH 12].

L'équation (1.26), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables I_d, I_q .

$$C_{em} = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)I_d I_q + I_q \phi_f]$$

Avec : $L_d = L_q$

Si le courant I_d est forcé à zéro ($I_d = 0$) la composante de flux statorique devient :

$$\Phi_d = \Phi_f \quad (2.1)$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \Phi_f I_q \quad (2.2)$$

Comme le flux Φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_q .

Donc :

$$C_{em} = K_t I_q \quad (2.3)$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} P \Phi_f \quad (2.4)$$

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

II.3. Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension

II.3.1 Description du système global

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [MAH 12] [BEN 15].

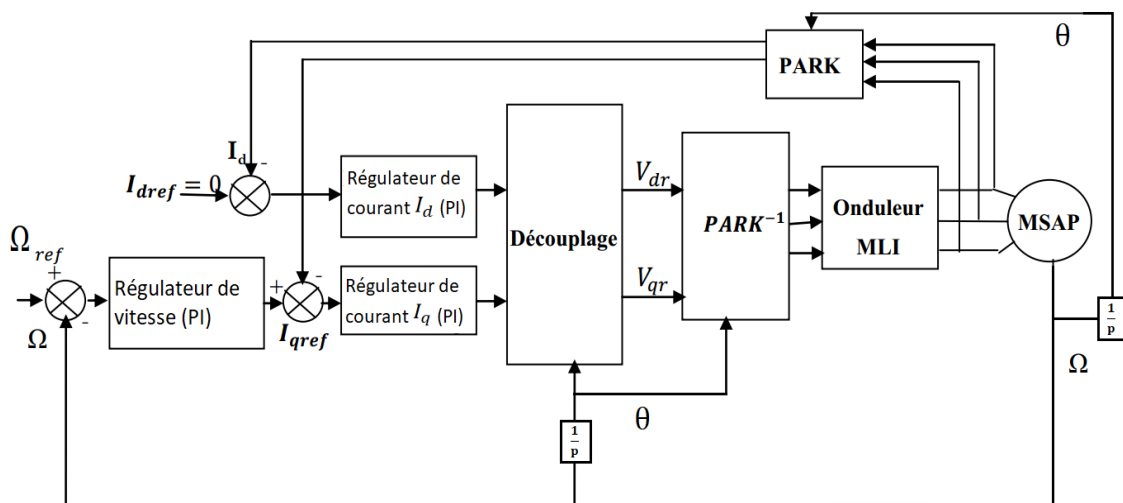


Figure (II.1) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP.

La figure (II.1) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en vitesse et commandée par orientation du flux.

La figure montre que la commande vectorielle est constituée de deux principale boucle à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants I_d , I_q et la transformation directe et inverse de Park.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est permise de générer le courant de référence I_{qref} qui est comparé à la valeur du courant I_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliquée à l'entrée du régulateur du courant I_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant I_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant I_d et I_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dr} et V_{qr} et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

II.3.2. Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants I_d , I_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires $w_r I_q$, $w_r I_d$ et $I_d I_q$. [BEN 05]

$$\begin{cases} V_d = \left(L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \right) - \omega_r L_q I_q \\ V_q = \left(L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \right) - \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (2.5)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation, cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

II.3.2.1. Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d , e_q représente dans la figure (II.2) telle que [BEN 05] :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (2.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \end{cases} \quad (2.7)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega_r L_q I_q \\ e_q = \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (2.8)$$

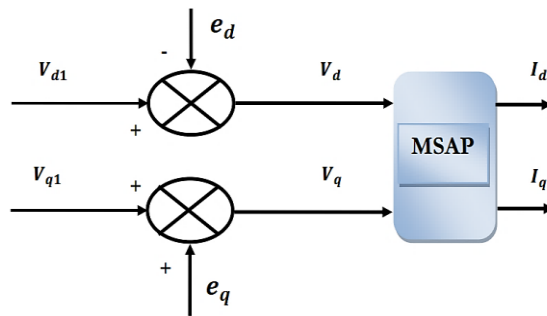


Figure (II.2) : Schéma bloc de la compensation.

Les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_d et le courant I_q ne dépend que de V_q , leurs expressions s'écrivent comme suit :

$$I_d = \frac{V_{d1}}{sL_d + R_s} \quad , \quad I_q = \frac{V_{q1}}{sL_q + R_s}$$

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI [ABD 11].

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la (Figure II.3)

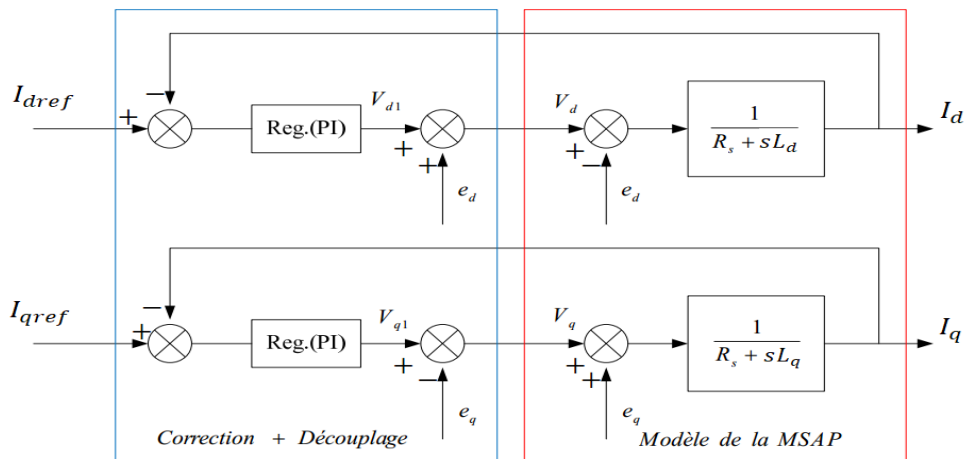


Figure (II.3) : Principe de découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la (Figure II.4).

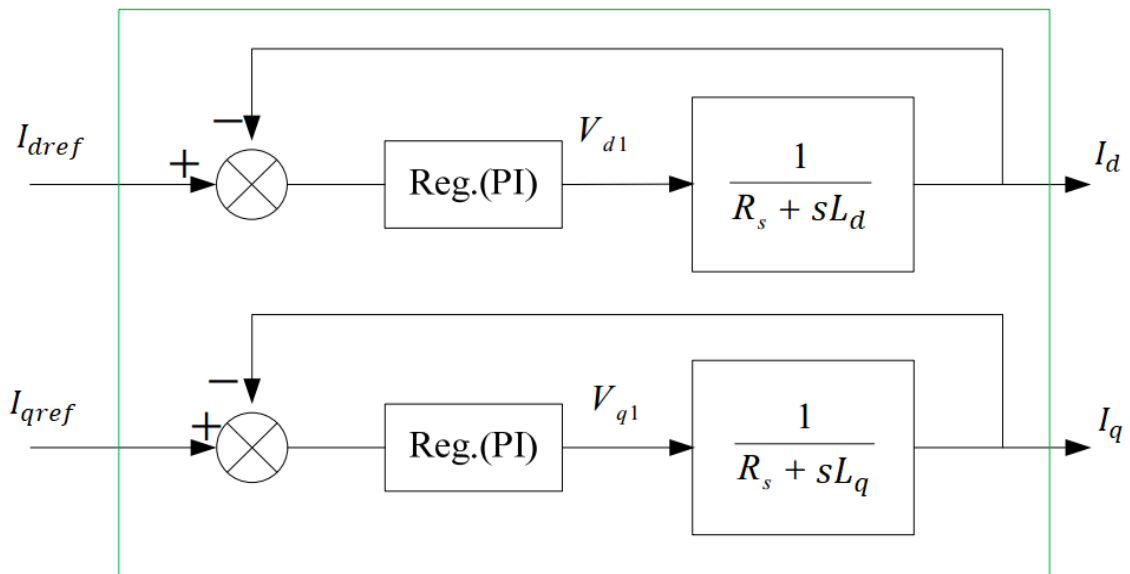


Figure (II.4) : Commande découplée.

II.3.3. Calcul des régulateurs

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (proportionnelle, intégrale, dérivée). Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes [BOU 14].

Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI). Dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement. Comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse.

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :

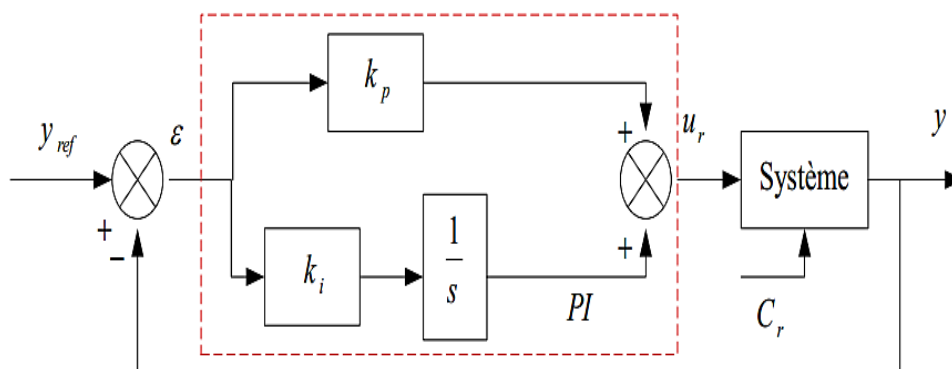


Figure (II.5) : Régulateur PI.

La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (2.9)$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.10)$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral.

II.3.3.1 Régulation du courant I_d

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivante :

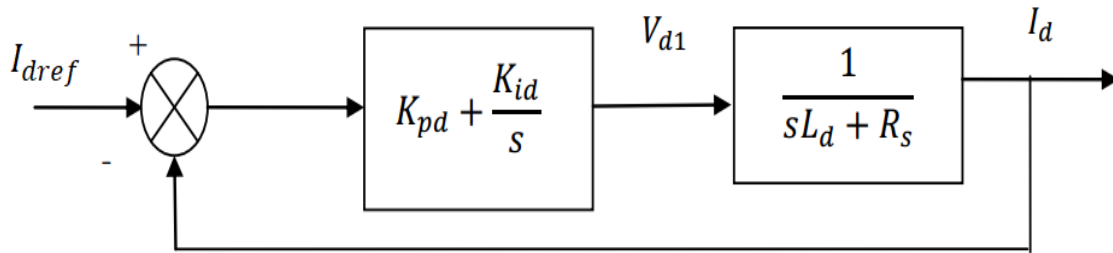


Figure (II.6) : Boucle de régulation du courant I_d

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (2.9) pour les deux axes d et q :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.11)$$

- En boucle ouverte la fonction de transfert est donnée par :

$$F_{bod}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left(\frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s} \right) \cdot s} \right) \quad (2.12)$$

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad (2.13)$$

Avec : $T_d = \frac{L_d}{R_s}$

- La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{F_{bod}(s) + 1} \quad (2.14)$$

Calcul des paramètres du régulateur « PI » :

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (2.10), en posant $\ll \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \gg$, les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermé seront :

$$\begin{cases} F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s.R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}}.s+1} \end{cases} \quad (2.15)$$

La constante de temps est : $\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$ supposons que le temps de réponse t_r sera égale à :

$\ll t_r = 3 * \tau_d \gg$, les gains du régulateur « PI » pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3 * R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3 * L_d}{t_r} \end{cases} \quad (2.16)$$

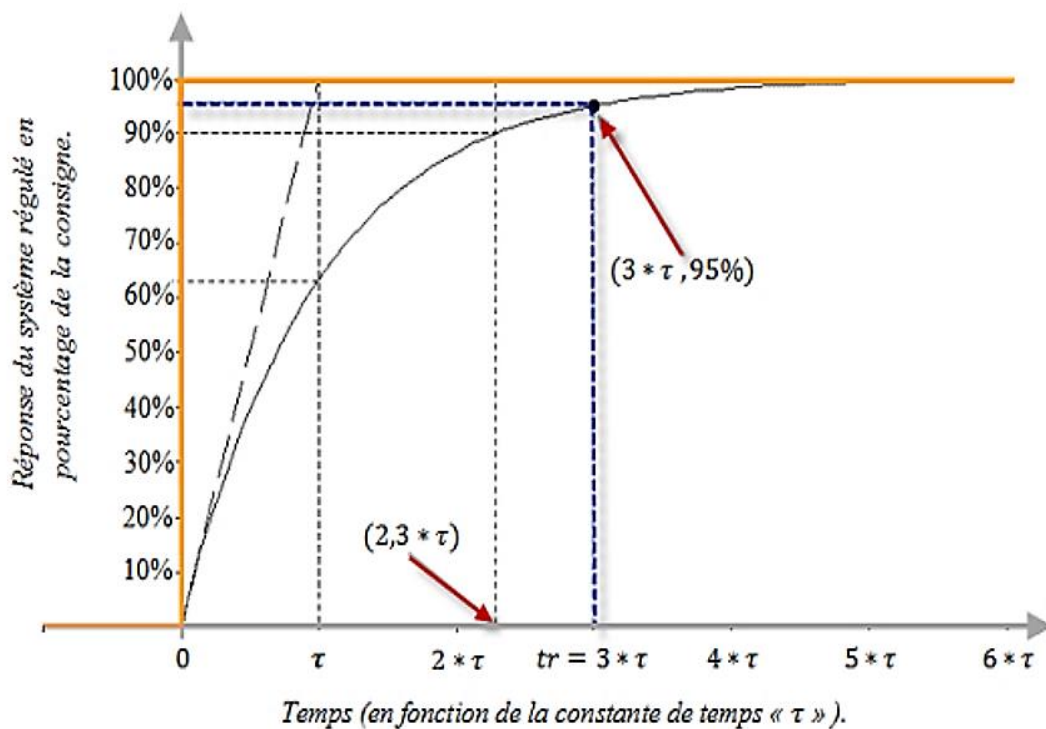


Figure (II.7) : Réponse d'un système régulé de premier ordre.

Cette méthode est dite : méthode de compensation de pôle (on compense le pôle du système avec le zéro du correcteur), facile à calculer sauf que le système final sera du premier ordre, moins de performance si en le comparant avec un autre de deuxième ordre [MAH 12].

II.3.3.2 Régulation du courant I_q

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant I_q avec

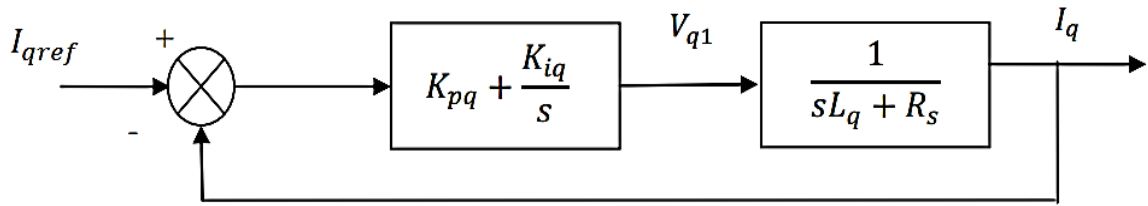


Figure (II.8) : Boucle de régulation du courant I_q .

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{iq}} \Rightarrow K_{iq} = \frac{3 * R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3 * L_q}{t_r} \end{cases} \quad (2.17)$$

II.3.3.3 Régulation de la vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

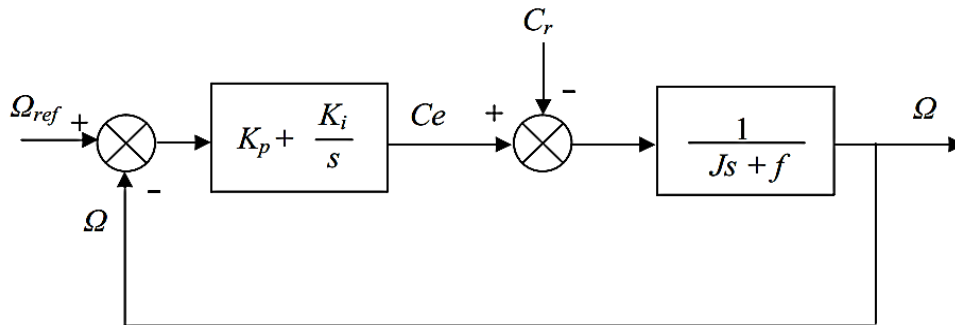


Figure (II.9) : Boucle de régulation de la vitesse.

Dans le cas d'un système régulé régi par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur $\ll K_p, K_i \gg$ seront en fonction de deux grandeurs :

- Coefficient d'amortissement : $\ll \xi \gg$
- Pulsation propre non amortie : $\ll w_0 \gg$ ou bien $\ll w_n \gg$

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (2.18)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r = 0$) :

$$FTBO_\Omega = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{js+f} \quad (2.19)$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{Js^2 + (f + K_p)s + K_i} \quad (2.20)$$

La fonction de transfert $FTBF_{\Omega}$ est alors identifiée à une fonction du second ordre sans zéro :

$$F_{BF}(s) = \frac{a}{s^2 + 2\xi.w_0.s + w_0^2} \quad (2.21)$$

L'identification des gains du régulateur est obtenue en comparant les deux dénominateurs, d'où les paramètres du correcteur « PI » seront :

$$\begin{cases} \frac{f + K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{w_0} & \Rightarrow K_p = \frac{2\xi K_i}{w_0} - f \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{w_0^2} & \Rightarrow K_i = Jw_0^2 \end{cases} \quad (2.22)$$

On choisit alors le coefficient d'amortissement ξ et w_n on déduit K_p et K_i .

Généralement les coefficients K_p et K_i sont ajustables, dans certain le calcul exact de

II.4. Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc.

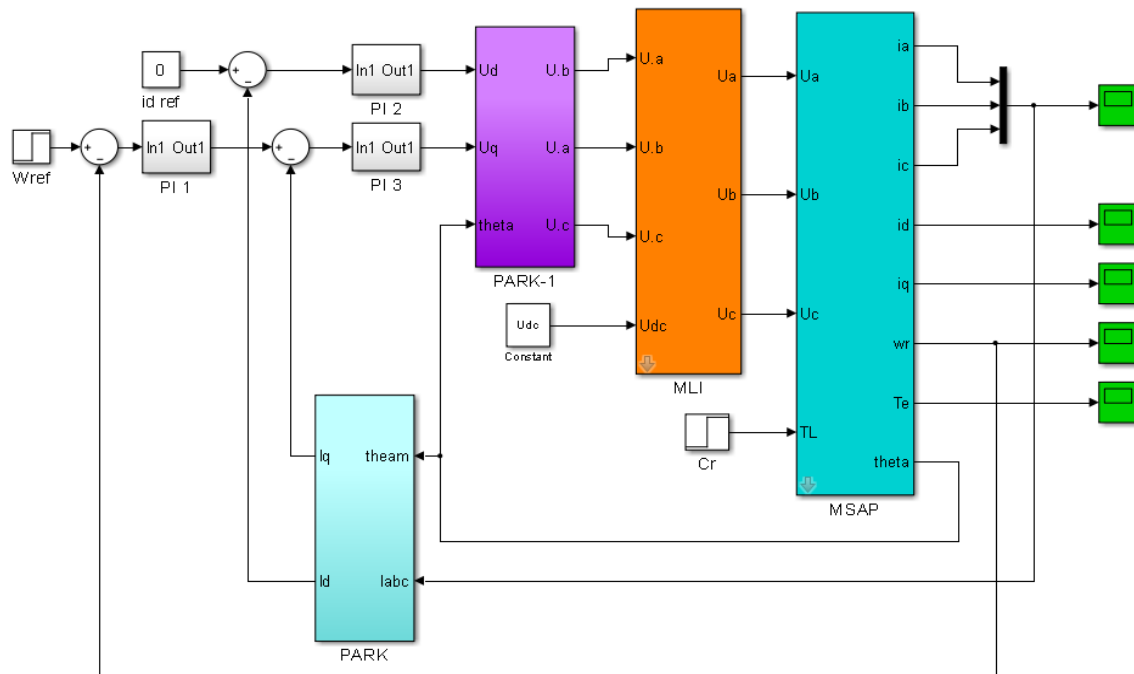
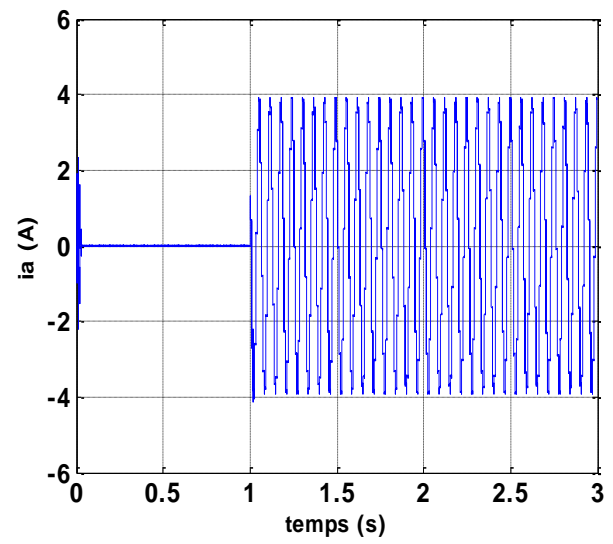
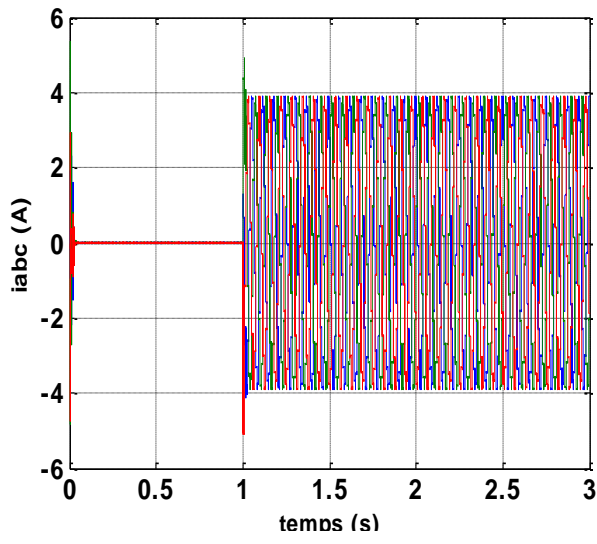
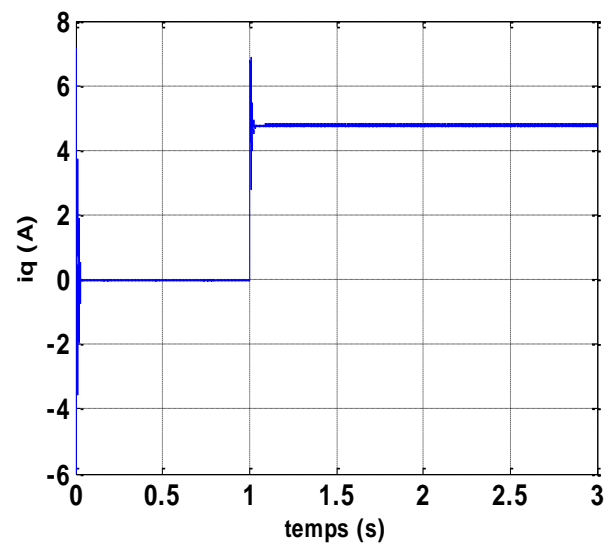
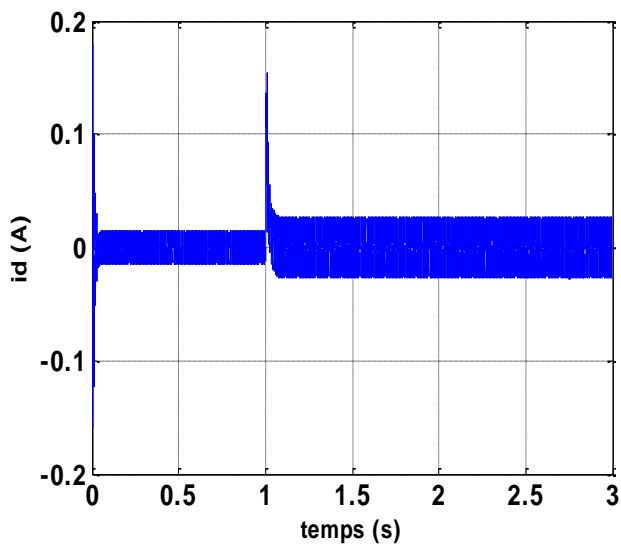
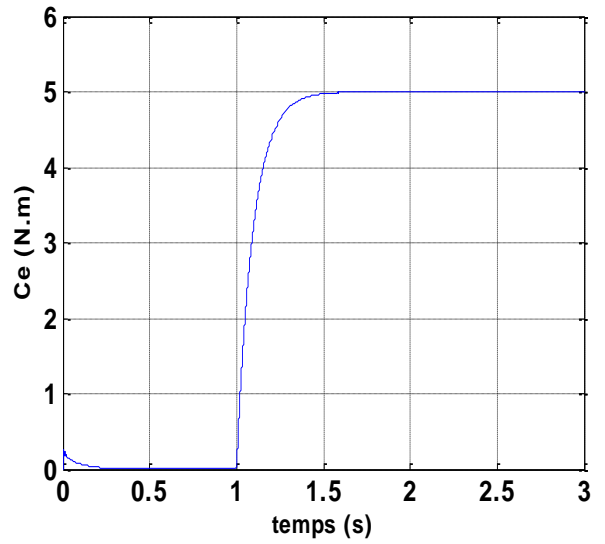
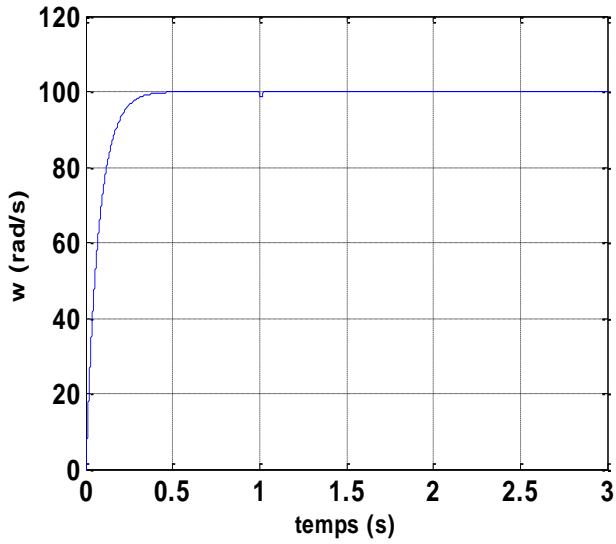


Figure (II.10) : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur PI.

La figure (II.10) illustre le schéma bloc de la simulation de la commande vectorielle appliquée à la MSAP

Test 1:

Lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 100 rad/s suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t = 1$ s .



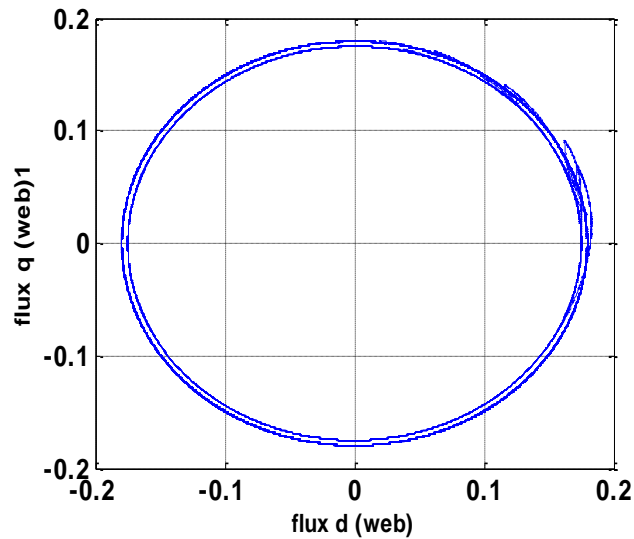
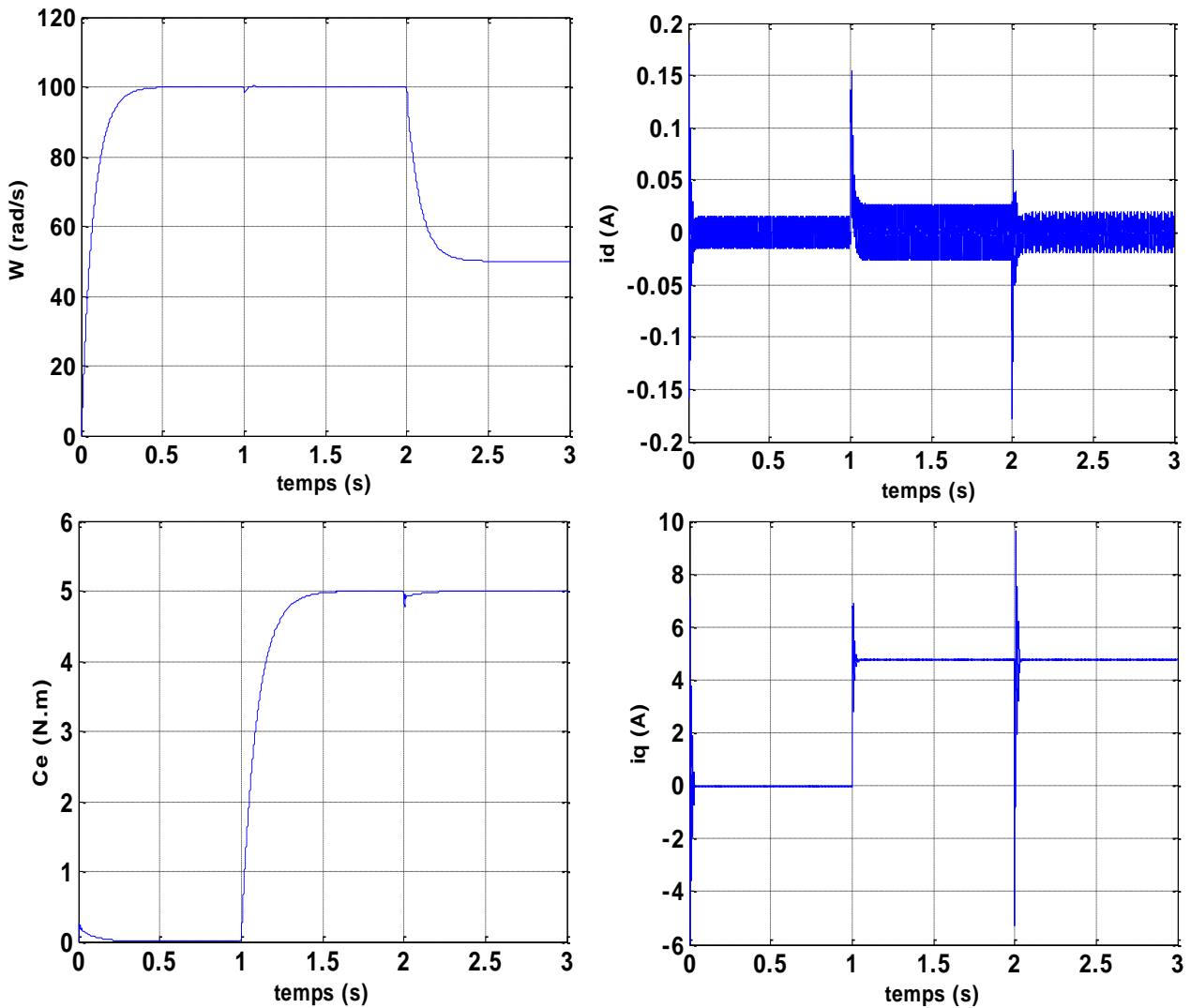


Figure (II.11) : a) résultats de simulation de la MSAP en charge à $t = 1$ s et vitesse de référence 100 rad/s.

Test 2 :

On démodule la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 100 rad/s à la valeur 50 rad/s à l'instant $t = 2$ s.



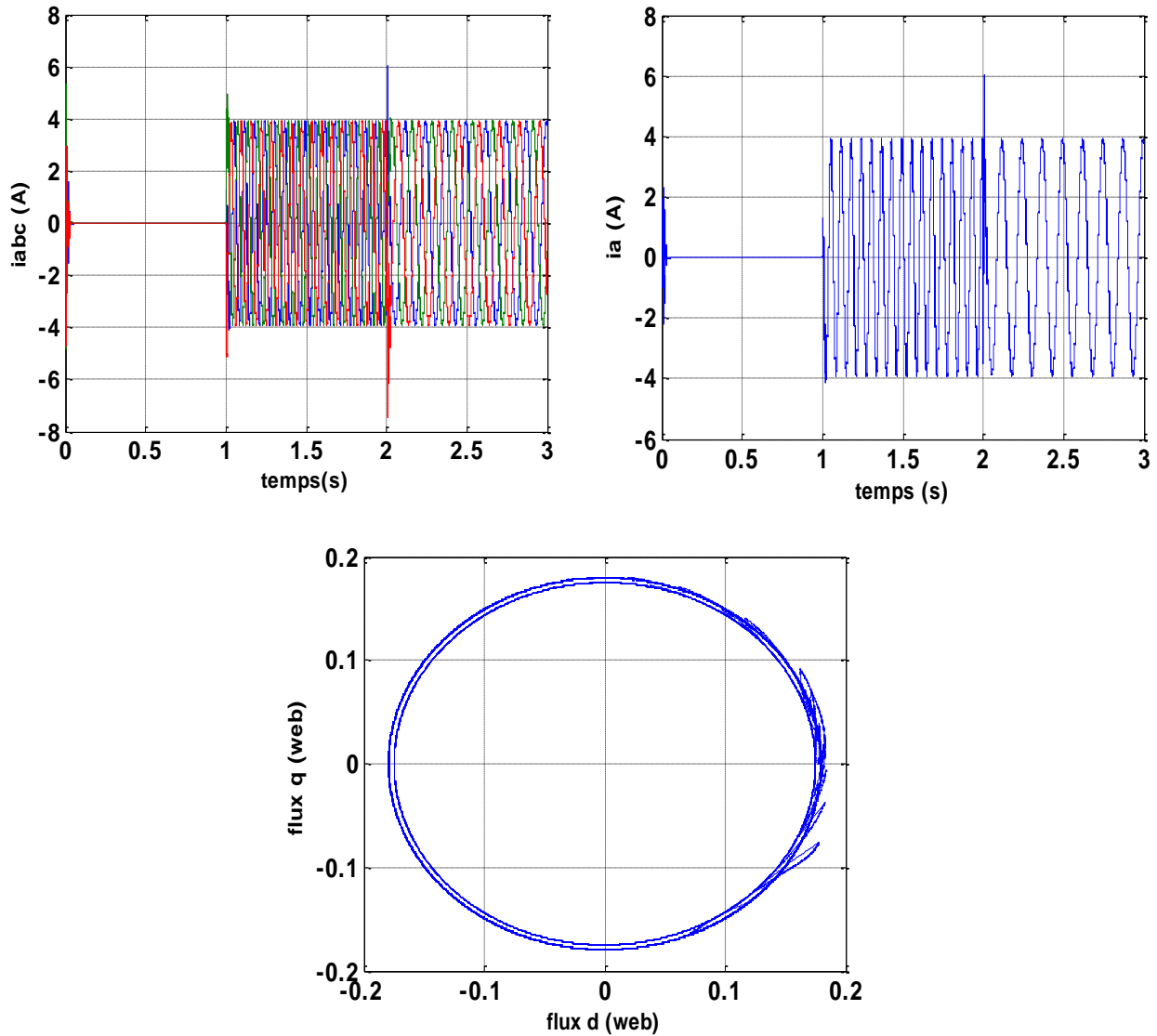


Figure (II.12) : b) résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 100 rad/s a 50 rad/s.

Interprétations des résultats :

a) Le premier test de la simulation montre le comportement de la MSAP pour une consigne de vitesse de 100 rad/s on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court, on remarque aussi le couple électromagnétique atteint certaine valeur et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Les réponses du courant statorique montrent le découplage créé par la commande vectorielle de la machine ($I_d = 0$) donc le couple électromagnétique dépend seulement de la composante I_q . Le flux aussi crée une trajectoire circulaire lorsqu'il tourne, ce qui est expliqué par la forme des composantes du flux Φ_d et Φ_q qui sont de forme sinusoïdale déphasées entre elles par 90° .

Après l'application de la charge à $t = 1s$ on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entraine une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie.

Le couple augmente puis il se stabilise à (5 N.m). Les courants statoriques perturbent par l'effet de la charge puis ils se stabilisent.

b) La deuxième test, la variation de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur (100 rad/s) à la valeur (50 rad/s) à des instants différents avec application d'un couple résistant de valeur (5 N.m) à $t = 1s$, on remarque que la vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de la diminution de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée. Grâce à l'action rapide du PI, la réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP.

Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

II.5. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons examiné le comportement de l'association onduleur à MLI, machine synchrone à aimants permanents et commande vectorielle.

L'application de la commande vectorielle et le bon choix des coefficients des régulateurs, nous ont permis, d'une part à réaliser le découplage de la machine pour aboutir à un modèle linéaire analogue à celui d'une machine à courant continu et d'autre part l'obtention de bonnes performances à savoir la stabilité, la précision et la rapidité. Ces constatations sont confirmées par les résultats de simulation obtenus sous environnement Matlab.

Le contrôle vectoriel en boucle fermée, nous a permis de réaliser les meilleures performances dynamiques du système, grâce à la régulation classique PI. Ce réglage de vitesse de la MSAP a donné des résultats satisfaisants, à savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent.

Les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge. Ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante. Il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste telle que la commande par la logique floue type-1 et type-2 qui est le sujet du chapitre suivant.

Chapitre III

Commande Par Logique Floue
Type-1 Et Type-2 De La MSAP

III.1. Introduction

La logique floue a été introduite en 1965 par Lotfi Zadeh comme une description mathématique bien que, le principe de cette idée a été connu plus tôt chez les philosophes et les logiciens. Cette approche fait partie des méthodologies intelligentes, elle est inspirée de la capacité de l'homme à prendre des décisions et agir de façon convenable malgré le flou (l'incertitude) des connaissances disponibles [ZAD 65]. Elle a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance, qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain. Mais généralement ces informations sont entachées d'incertitudes qui peuvent provenir de trois principales sources :

- Le sens des mots utilisés dans la construction des règles peut être incertain (un mot peut dire différentes choses pour différentes personnes).
- Les mesures qui activent les systèmes flous type-1 peuvent être bruitées, ce qui introduit une incertitude.
- Les données utilisées pour ajuster les paramètres des systèmes flous type-1 peuvent être aussi bruitées.

Toutes ces incertitudes apparaissent au niveau des fonctions d'appartenance ce qui rend les systèmes flous type-1 incapables de prendre en charge ces incertitudes. Par conséquent, des systèmes flous type-2 (proposés toujours par L.Zadeh comme une extension des systèmes flous type-1) sont introduits, dans ces nouveaux systèmes le degré d'appartenance des antécédent et/ou des conséquents est représenté lui-même par un ensemble flou type-1. Cependant, les ensembles flous type-2 sont très efficaces pour modéliser les incertitudes, minimiser leurs effets dans la base de règles, et trouver une fonction d'appartenance convenable quand la forme de cette dernière ou l'un de ces paramètres sont incertains [GRA 12].

Malheureusement, ces ensembles flous type-2 sont plus difficiles à définir et à utiliser que les ensembles flous type-1. Mais, leur bonne manipulation d'incertitudes, non prises en charge par les ensembles flous type-1, justifie leur utilisation. Actuellement, les systèmes flous type-2 ont été utilisés dans diverses applications, on cite : la prise de décision, la résolution des relations floues, la surveillance des processus, l'approximation des fonctions, le contrôle des robots mobiles et le traitement de données.

Dans ce chapitre on donne un aperçu général sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent.

III.2. La Logique floue type-1

III.2.1. Théorie Des Ensembles Flous

Un ensemble flou A sur un univers de discours U est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui prend ses valeurs sur l'intervalle $[0, 1]$. Un ensemble flou est une généralisation d'un sous-ensemble ordinaire qui sa fonction d'appartenance prend que les deux valeurs 0 ou 1. La fonction d'appartenance fournit une mesure du degré qu'un élément de U soit un élément d'un sous ensemble flou [KHE 11].

En logique floue un élément peut résider dans plus qu'un ensemble à des degrés d'appartenances différents. Ceci ne peut se produire dans la théorie des ensembles ordinaires.

Un ensemble flou A dans U peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées de l'élément générique x et son niveau (degré) d'appartenance :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \quad (3.1)$$

III.2.2. Les Fonctions D'appartenance

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes [BEN 08]:

- **Fonction d'appartenance trapézoïdale :**

$$\mu(x) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right)\right) \quad (3.2)$$

Où a, b, c et d sont les coordonnées des apex du trapèze.

- **Fonction d'appartenance triangulaire :**

$$\mu(x) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b}\right)\right) \quad (3.3)$$

Où a, b, c sont les coordonnées des apex du triangle.

- **Fonction d'appartenance gaussienne :**

$$\mu(x) = \exp(-(x - c/2\sigma)^2) \quad (3.4)$$

Où c est le centre de la gaussienne et σ sa largeur (variance).

Les fonctions d'appartenance doivent se chevaucher. Ceci nous permet d'avoir le fait que « un verre peut être partiellement plein et partiellement vide à la fois » [SAL 10].

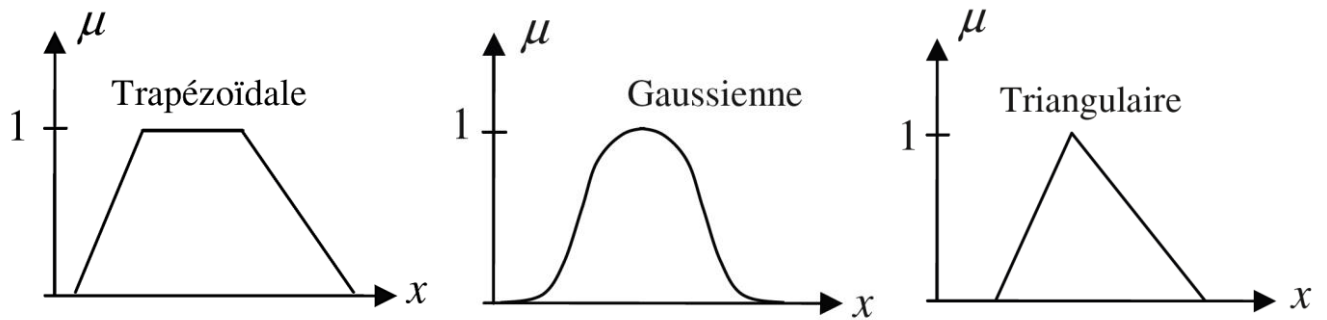


Figure (III.1) : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

III.2.3. Opérateurs et normes

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection (\cap), l'union (\cup) des ensembles flous ainsi que le complémentaire ($\bar{}$) d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs 'et', 'ou' et 'non'. De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces opérateurs sont établies [IDE 06]:

- L'intersection :

$$x \in A \cap B \Leftrightarrow x \in \mu_{A \cap B} \mid \mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.5)$$

- L'union :

$$x \in A \cup B \Leftrightarrow x \in \mu_{A \cup B} \mid \mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.6)$$

- Le complément (négation) :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3.7)$$

La figure (III.2) résume ces opérations, de façon graphique [SAL 10] [KHE 11]

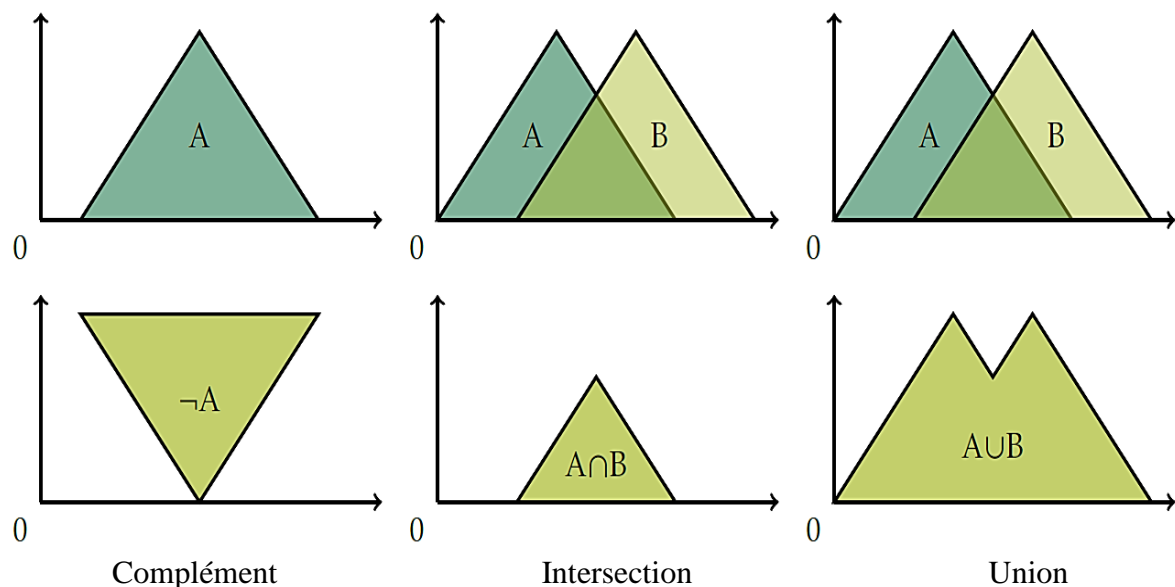


Figure (III.2) : Exemple d'opérations sur des ensembles flous.

L'intersection floue de deux ensembles flous peut être définie d'une façon plus générale par une opération binaire sur l'intervalle unitaire, c-à-d, une fonction de la forme $T: [0, 1] \times [0, 1] \rightarrow [0, 1]$. Pour que la fonction T soit qualifiée pour assurer une intersection floue, elle doit vérifier quelques propriétés. Des fonctions connues par le nom t-normes (normes triangulaires) possèdent ces propriétés. Similairement, des fonctions appelées t-conormes peuvent être utilisées pour l'union floue.

III.2.3.1. T-norme (intersection floue)

Une t-norme T est une opération binaire sur l'intervalle unitaire, qui vérifie au moins les axiomes suivants pour tout $a, b, c \in [0, 1]$:

- 1) $T(a, 1) = a$
- 2) $b \leq c \Rightarrow T(a, b) \leq T(a, c)$
- 3) $T(a, b) = T(b, a)$
- 4) $T(a, T(b, c)) = T(T(a, b), c)$

Les t-normes fréquemment utilisées sont :

- Intersection standard (Zadeh) : $T(a, b) = \min(a, b)$
- Produit algébrique (Intersection probabilistique) : $T(a, b) = a \cdot b$

III.2.3.2. T-conorme (union floue)

Une t-conorme S est une opération binaire sur l'intervalle unitaire, qui vérifie en plus des axiomes 2, 3, et 4 la propriété : $S(a, 0) = a$

Les t-conormes fréquemment utilisées sont :

- Union standard (Zadeh) : $S(a, b) = \max(a, b)$
- Somme algébrique (Union probabilistique) : $S(a, b) = a + b - a \cdot b$

III.2.4. Système de commande Flou

Un système flou est donc formé de trois étapes comme indiqué sur la Figure III.3 La première, l'étape de fuzzification transforme les valeurs numériques en degrés d'appartenance aux différents ensembles flous de la partition. La seconde étape concerne le module d'inférence, qui est constitué de deux blocs, le moteur d'inférence et la base des règles. Enfin, l'étape de défuzzification qui permet d'inférer une valeur nette (précise), utilisable en commande par exemple, à partir du résultat de l'agrégation des règles [KHE 11].

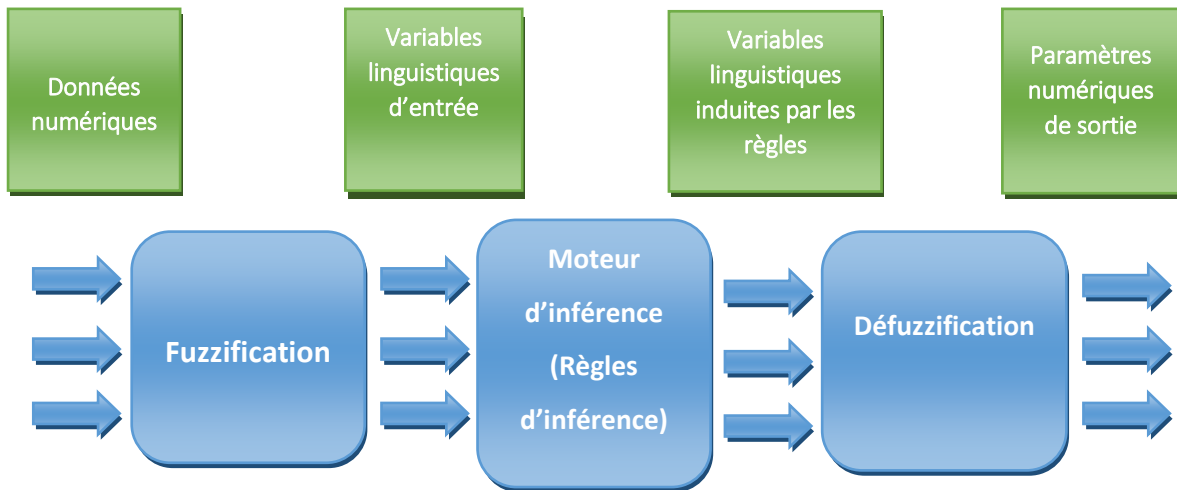


Figure (III.3) : schéma synoptique du système flou.

III.2.5. Règles Floues

Une règle linguistique se met sous la forme **SI...ALORS...** Et s'exprime de la manière suivante [AHM 04] [BEN 08] :

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

Une règle est composée de deux parties :

- Partie antécédente appelée prémisse ou condition qui est exprimée par **SI....** Donne la description du système.

-Partie conséquente (conclusion) qui est exprimée par **ALORS...**

Un exemple de règle floue est :

SI vitesse est lente ALORS arrêt est court

La variable vitesse peut avoir une plage de valeurs entre 0 et 220 km/h. On peut inclure des sous-ensembles flous (très lent, lent, moyenne, rapide, très rapide) pour modifier cette règle. Chaque sous-ensemble flou représente une valeur linguistique pour la variable.

III.2.6. Fuzzification

La fuzzification est l'opération de rendre une entrée classique en valeur linguistique. Des valeurs d'entrée sont traduites en concepts linguistiques représentés comme des ensembles flous. Les fonctions d'appartenance sont appliquées aux mesures et des degrés de vérité sont établis pour chaque proposition [AHM 04].

III.2.7. Défuzzification

La défuzzification est le processus de convertir une valeur floue en valeur nette. Quelques méthodes existent, comme l'appartenance maximale, les méthodes de défuzzification les plus utilisées en commande floue sont le centre de gravité, le centre des aires et La moyenne des maximas [GRA 12] [SAL 10] [BEL 17].

- **Centre de gravité** : méthode de défuzzification moyenne pondérée. Calcule la moyenne pondérée des ensembles flous. La conclusion peut être exprimée par la formule :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^R \mu_A(x) \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^R \mu_A(x)} \quad (3.8)$$

Où R est le nombre total de règles.

- **La moyenne des maximas** : Il génère un croquant contrôlé l'action en faisant la moyenne des valeurs de soutien lorsque leurs valeurs d'adhésion atteignent le maximum.

$$U = \sum_{i=1}^l \frac{m_i}{l} \quad (3.9)$$

Où l est le nombre des valeurs m quantifiées.

III.2.8. Régulateur à logique floue

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono entrée / mono sortie. Ce schéma est représenté par la figure III.4 comme suit [BEN 08] [BEN 06]:

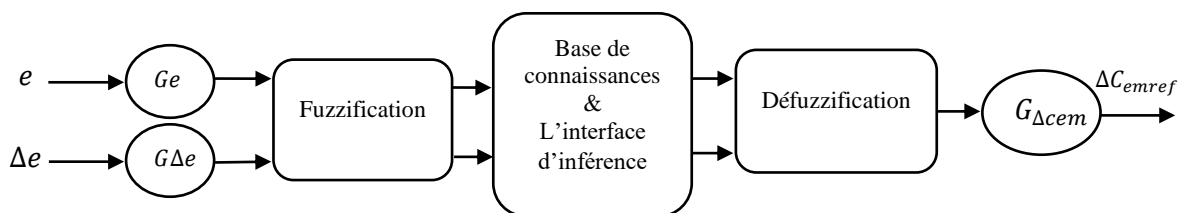


Figure (III.4) : Schéma bloc du RFT-1.

D'après ce schéma, le Régulateur floue :

- Des gains d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et la variation de commande.
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- D'un bloc des règles du contrôleur flou (inférences).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.

III.2.8.1. Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation telle que $C_{emref} = f(e, \Delta e)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande ΔC_{emref} , permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les plus part des cas, cette variation de commande est obtenue par une simple lecture dans une table de décision définie hors ligne [BEN 06].

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

$$C_{emref}(k+1) = C_{emref}(k) + G_{\Delta cem} \cdot \Delta C_{emref} \quad (3.10)$$

III.2.8.2. Fuzzification

L'erreur et sa variation sont définies comme suit :

$$e(k) = G_e \cdot (\Omega_{ref}(k) - \Omega(k)) \quad (3.11)$$

$$\Delta e(k) = G_{\Delta e} \cdot (e(k) - e(k-1)) \quad (3.12)$$

Où :

G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta cem}$: représentent les gains d'adaptation, généralement les en choisit faible pour assurer la stabilité du système. Ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, se sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Les grandeurs e et Δe sont normalisés dans un univers de discours $[-2, 2]$, ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques.

On a introduit cinq fonctions d'appartenances de forme triangulaires pour chaque variable d'entrées (figure III.5). Cependant, il n'existe aucune méthode systématique qui permet de déterminer ces paramètres, on doit donc procéder par la méthode essai-erreur (tâtonnement).

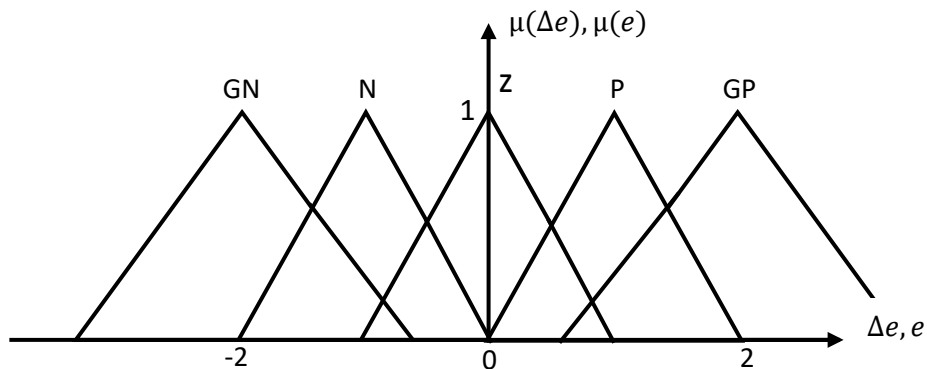


Figure (III.5) : Fonctions d'appartenances des variables d'entrées 'e' et 'Δe'.

Il est nécessaire de fuzzifier la variable de sortie car on a besoin des sous-ensembles flous au niveau des inférences et de la défuzzification. On emploie cinq fonctions d'appartenances de forme triangulaire. La variable de sortie est normalisée dans un univers de discours $[-2, 2]$ (figure III.6).

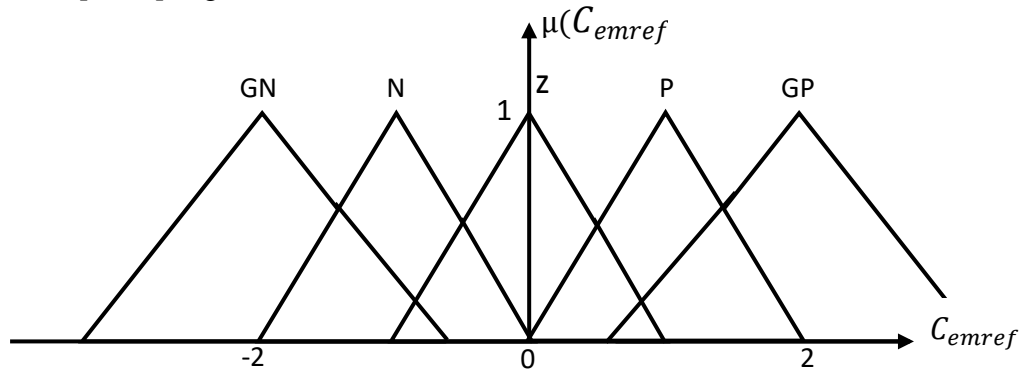


Figure (III.6) : Fonctions d'appartenances de la variable de sortie 'Cemref'

III.2.8.3. Inférences

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences adoptées, la condition pour chaque règle est :

SI (e est GN) et (Δe est GN) alors C_{emref} est GN

SI (e est GN) et (Δe est N) alors C_{emref} est GN

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau III.1).

Tableau III.1 : matrice d'inférence du RFT-1 [BEL 17].

$\Delta e \backslash e$	GN	N	Z	P	GP
GN	GN	GN	N	N	Z
N	GN	N	N	Z	GP
Z	GN	N	Z	P	GP
P	GN	Z	P	P	GP
GP	Z	P	P	GP	GP

Les fonctions d'appartenances sont notées comme suit :

GN : grand Négatif GP : grand Positif N : Négatif P : Positif Z : Zéro

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur « ET » est réalisé par la fonction Min, l'opérateur « ALORS » de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur ET) par la fonction Min.

III.2.8.4. Défuzzification

L'étape de la défuzzification est la dernière étape pour la conception d'un régulateur flou. Elle consiste à transformer une valeur floue (fonction d'appartenance résultante) en une valeur physique (déterministe), en utilisant une des méthodes citées dans l'équation (3.8). Dans notre travail, notre choix c'est porté sur la méthode la plus utilisée. Il s'agit de la défuzzification par centre de gravité.

III.2.9. Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

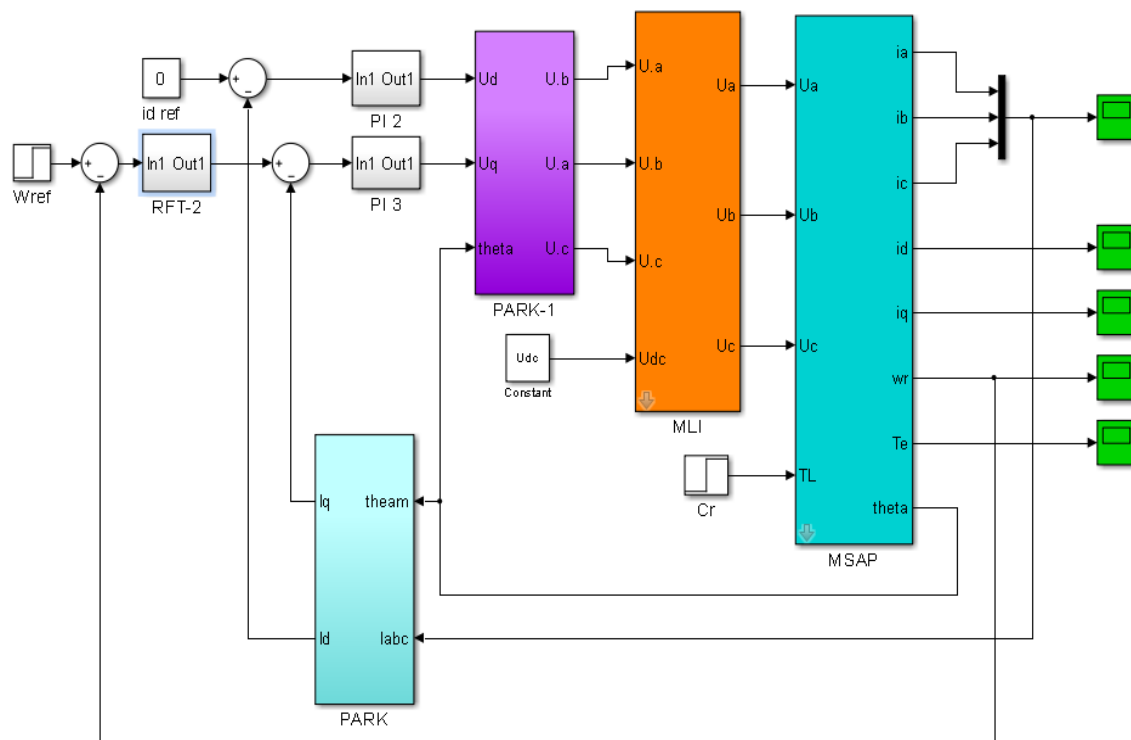
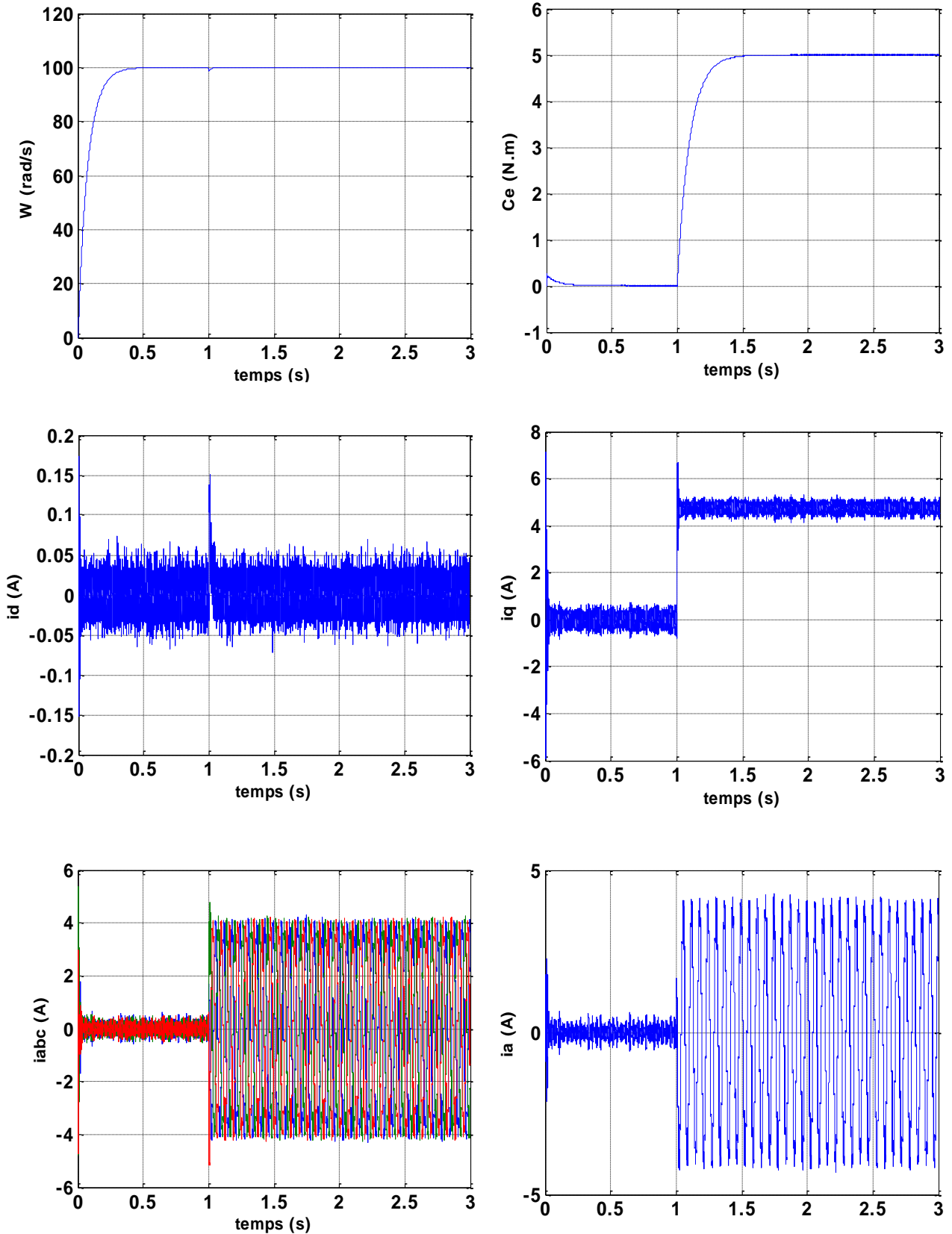


Figure (III.7) : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur floue type-1.

La figure (III.7) illustre le schéma bloc de la simulation de la commande floue appliquée à la MSAP.

Test 1 :

Lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 100 rad/s, suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t = 1$ s .



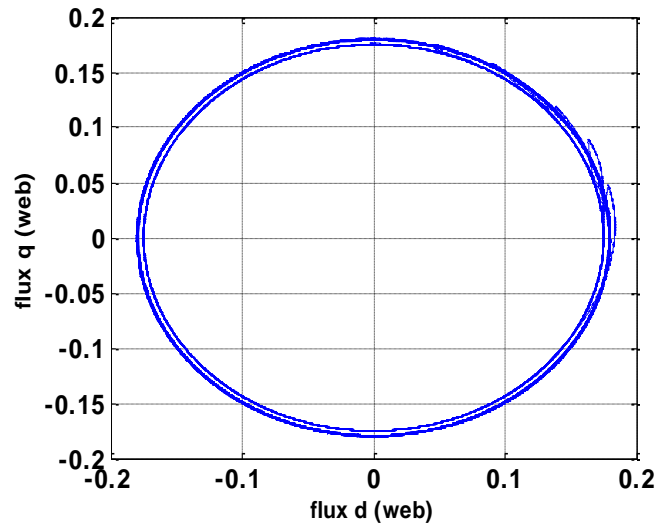
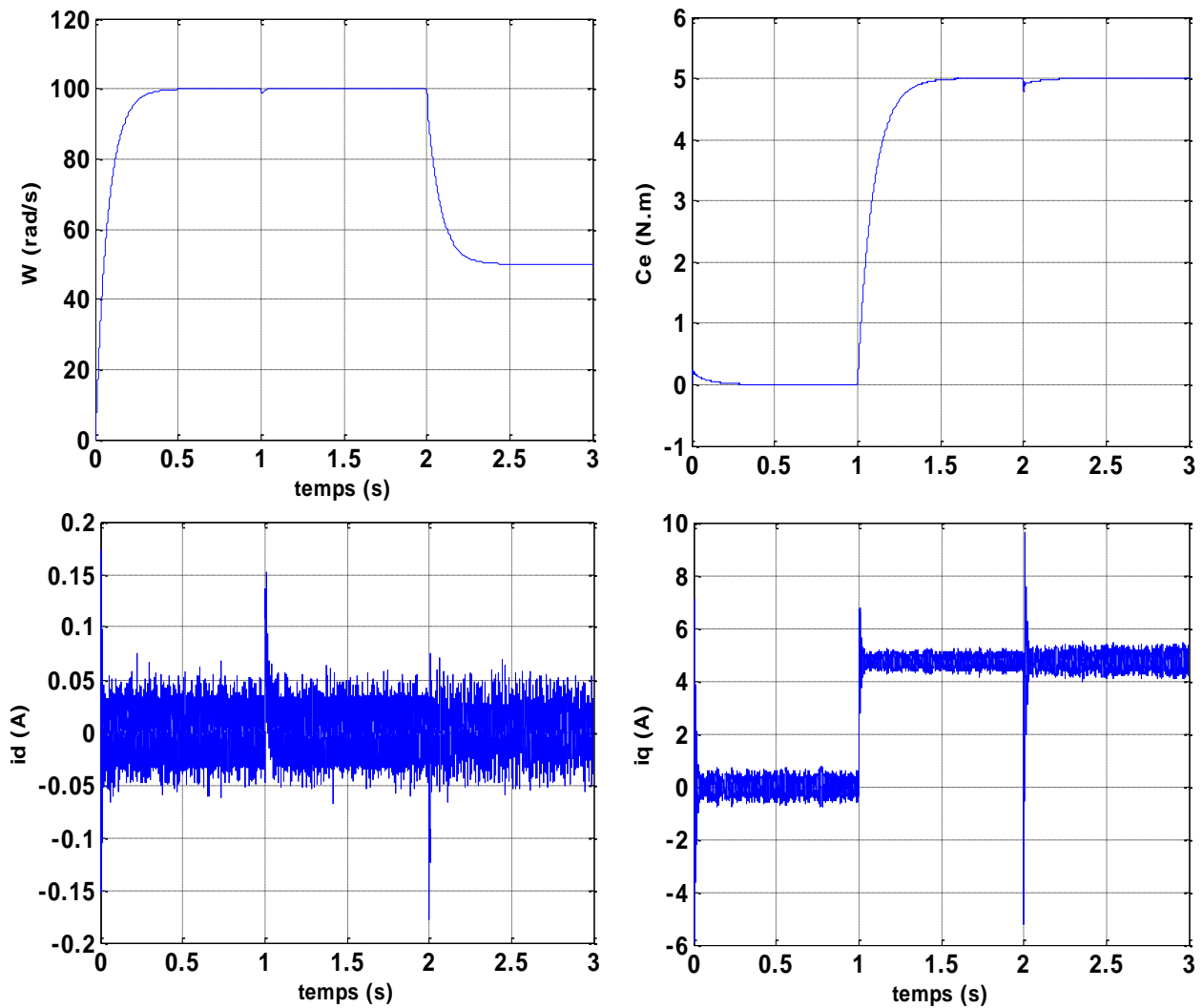


Figure (III.8) : a) résultats de simulation de la MSAP en charge à $t=1$ s et vitesse de référence 100 rad/s.

Test 2 :

On démodule la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 100 rad/s à la valeur 50 rad/s à l'instant $t = 2$ s.



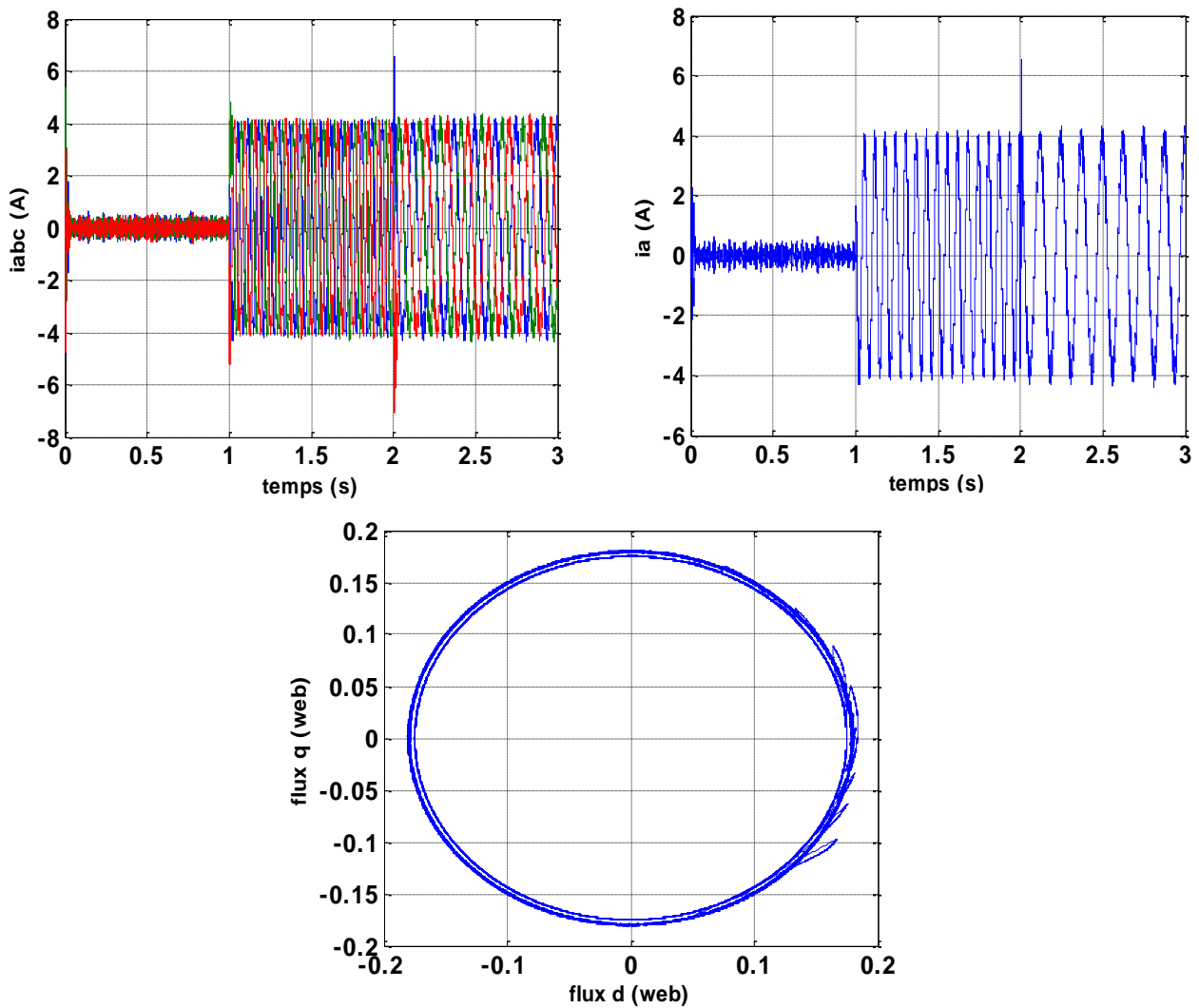


Figure (III.8) : b) résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 100 rad/s à 50 rad/s.

Interprétations des résultats :

a) Le premier test de la simulation montre le comportement de la MSAP pour une consigne de vitesse de 100 rad/sec on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court, on remarque aussi le couple électromagnétique atteint certaine valeur et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Les réponses du courant statorique montrent le découplage créé par la commande vectorielle de la machine ($I_d=0$) donc le couple électromagnétique dépend seulement de la composante I_q . Le flux aussi crée une trajectoire circulaire lorsqu'il tourne, ce qui est expliqué par la forme des composantes du flux ϕ_d et ϕ_q qui sont de forme sinusoïdale déphasées entre elles par 90° .

Après l'application de la charge à $t = 1$ s on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse

acceptable et l'effet de la perturbation de charge entraine une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie. Le couple augmente puis il se stabilise à (5 N/m). Les courant statorique perturbent par l'effet de la charge puis ils se stabilisent.

b) La deuxième test, la variation de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur (100 rad/s) à la valeur (50 rad/s) à des instants différents avec application d'un couple résistant de valeur (5 N.m) a $t = 1s$, on remarque que la vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de la diminution de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

III.3. La Logique floue type-2

III.3.1. Concept des ensembles flous de type-2

Le concept des ensembles flous de type-2 a été introduit par Zadeh comme extension du concept des ensembles flous ordinaires dits ensembles flous type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance, c-à-d. la valeur d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un nombre flou dans l'intervalle $[0,1]$.

Les ensembles flous type-2 peuvent être utilisés dans des situations où l'incertitude est présente (par exemple l'incertitude sur la forme des fonctions d'appartenance) [KAR 98]. L'avantage principal de la logique floue type-2 par rapport à la logique floue type-1 est sa capacité de prendre en compte les incertitudes linguistiques et numériques. Si pour une certaine variable linguistique x , un opérateur (OP1) a proposé 3 fonctions d'appartenance gaussiennes, un autre opérateur (OP2) propose par exemple à son tour 5 fonctions d'appartenance de type triangulaires, alors on remarque que nous avons une incertitude dans la forme et dans le nombre des fonctions d'appartenance proposées. Cette problématique ne peut être résolue par la logique floue type-1. Pour remédier à ce problème, la logique floue type-2 a été proposée dans la littérature.

III.3.2. Terminologie de la logique floue type-2

- **Définition 1 :**

Un ensemble flou type-2, noté \tilde{A} , dans un univers de discours X est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, notée $\mu_{\tilde{A}}(x)$, telle que :

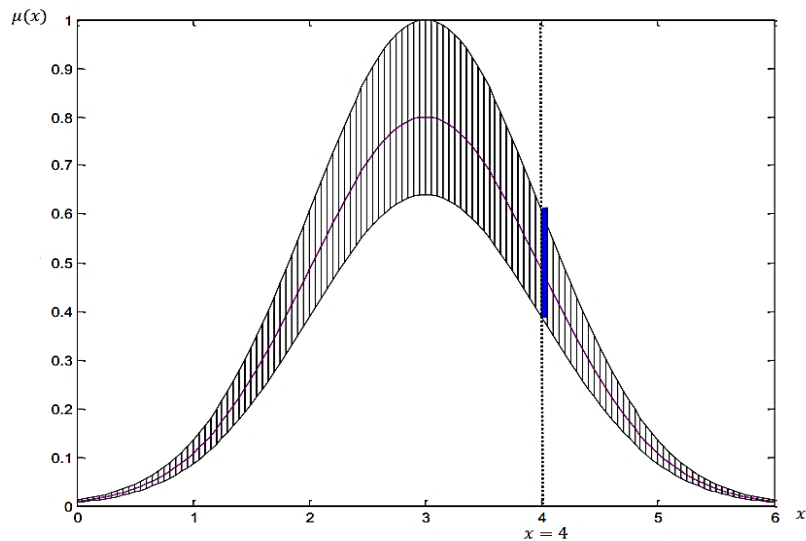
$$\mu_{\tilde{A}}(x) = \{\mu_x \mid \mu_x: [0,1] \rightarrow [0,1]\} \quad (3.13)$$

- **Définition 2 :**

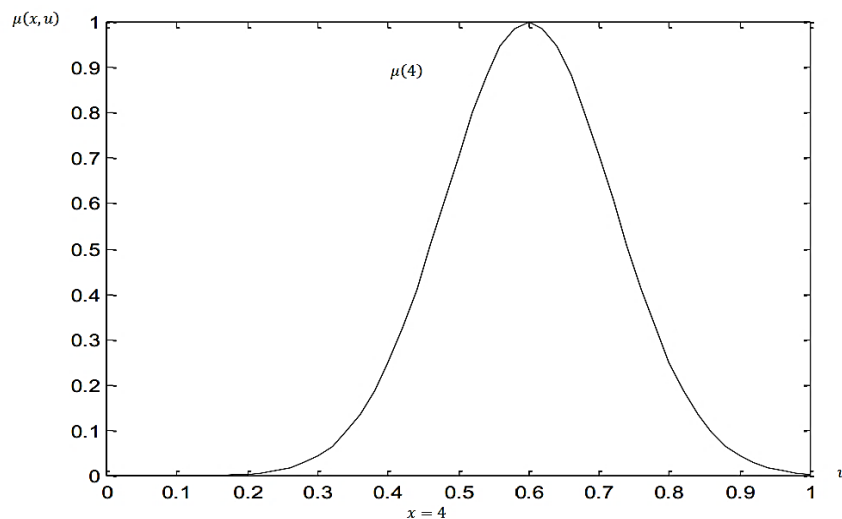
Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x noté j_x telle que $J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$

- **Définition 3 :**

A chaque valeur de x , notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x', u)$ est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}}(x', u)$, comme il est illustré sur la figure suivante :



(a)



(b)

Figure (III.9) : (a) Représentation schématique d'un ensemble flou Gaussien de type-2.

Les appartenances secondaires sont représentées dans (b), où on remarque qu'ils sont gaussiens.

Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0,1]$, on a :

$$\mu_{\tilde{A}}(x = x', u) \simeq \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(u)/u \quad J_{x'} \subseteq [0,1] \quad (3.14)$$

Où $0 \leq f_{x'}(u) \leq 1$.

- **Définition 4 :**

L'incertitude dans un ensemble flou type-2 \tilde{A} est représentée par une région bornée appelée *FOU* « Footprint Of Uncertainty ». C'est l'union de toutes les appartenances primaires :

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \quad (3.15)$$

- **Définition 5 :**

Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure sont des fonctions d'appartenance de type-1 représentant les frontières du FOU d'un ensemble flou de type-2.

La fonction d'appartenance supérieure sera notée $\bar{\mu}_{\tilde{A}}(x)$, et la fonction d'appartenance inférieure sera notée $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x)$ pour $x \in X$, alors nous avons :

$$\bar{\mu}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X \quad (3.16)$$

$$\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X \quad (3.17)$$

III.3.3. Représentation des ensembles flous type-2

Les ensembles flous type-2 les plus utilisés sont de forme intervalle, Gaussienne, et triangulaire. Le nom du type est pris de la forme du degré d'appartenance primaire. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance principale soit de la même forme de type d'ensemble utilisé.

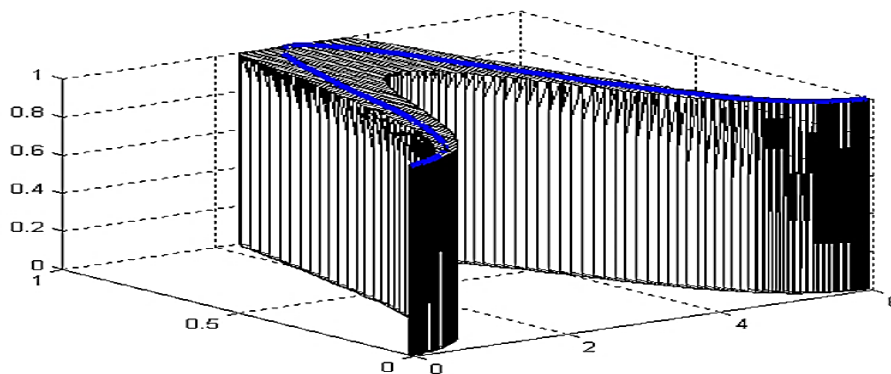


Figure (III.10) : Représentation tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 avec une fonction d'appartenance principale gaussienne.

III.3.3.1. Types d'ensembles flous type-2

Il existe différents types d'ensembles flous type-2 :

- **Ensemble flou type-2 gaussien :**

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$.

- **Ensemble flou type-2 triangulaire :**

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$.

- **Ensemble flou type-2 intervalle :**

Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle $[1, 0]$.

Dans ce cas, les appartenances secondaires sont égales à 1. La figure (III.11) schématise une fonction d'appartenance floue type-2 avec une zone d'incertitude [GRA 12].

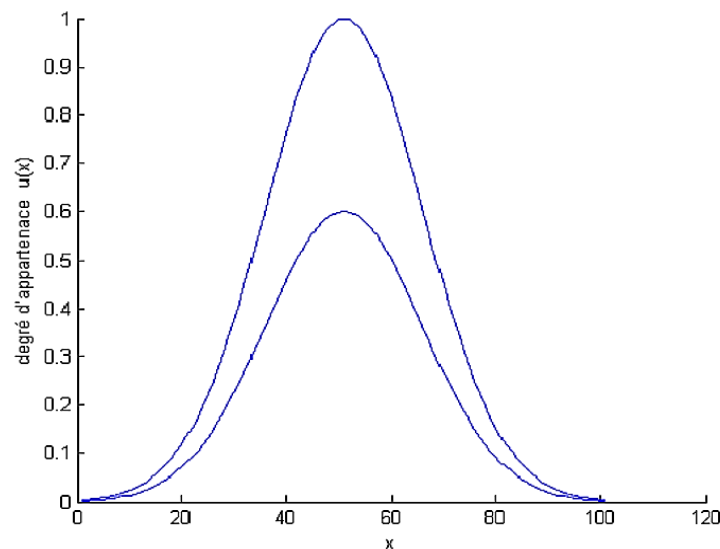


Figure (III.11) : Fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2.

III.3.3.2. Opération sur les ensembles floue type-2

Considérons $\tilde{A} \in X$ et $\tilde{B} \in X$ deux ensembles flous type-2 et $\mu_{\tilde{A}}$ et $\mu_{\tilde{B}}$ leurs appartenances floues respectives (ensembles flous type-1 dans $J \subseteq [0,1]$) de ces deux ensembles, représenté pour chaque x par :

$$\mu_{\tilde{A}}(x) = \int_u f_x(u)/u \quad ; \quad u \in J \quad (3.18)$$

$$\mu_{\tilde{B}}(x) = \int_w g_x(w)/w \quad ; \quad w \in J \quad (3.19)$$

Où : $u \in J$ et $w \in J$ indique les degrés d'appartenance primaire de x .

$f_x(x) \in [0,1]$ et $g_x(x) \in [0,1]$ indique les degrés d'appartenance secondaire de x .

Pour définir les opérations fondamentales : union, intersection et complément des ensembles flous \tilde{A} et \tilde{B} , on utilise le principe d'extension de Zadeh [ZAD 75].

- **Enoncé du principe d'extension monodimensionnel :**

Le principe d'extension des ensembles flous est essentiellement une identité de base qui permet à un domaine de définition d'une relation à être étendu de quelques points de U à des sous-ensembles flous de U . Particulièrement, supposons que f est une relation de U vers V et A est un ensemble flou défini par :

$$A = \int_U \mu_A(u)/u \text{ cas continu.}$$

$$A = \sum_i \mu_A(u_i)/u_i \text{ cas discret.}$$

Alors le principe d'extension assure que l'image de A sous la relation f est un ensemble flou $f(A)$ de W défini par :

$$f(A) = [\int_U \mu_A(u)/u] = \int_U \mu_A(u)/f(u) \text{ cas continu.}$$

$$f(A) = f[\sum_i \mu_A(u_i)/u_i] = \sum_i \mu_A(u_i)/f(u_i) \text{ cas discret.}$$

Par conséquent, l'image de A sous f peut être déduite en connaissant les images de u ou u_i sous f . Par application du principe d'extension aux ensembles flous \tilde{A} et \tilde{B} , on aura :

- **Union de \tilde{A} et \tilde{B} :**

$$\begin{aligned} \mu_{\tilde{A} \cup \tilde{B}}(x) &= \mu_{\tilde{A}}(x) \cup \mu_{\tilde{B}}(x) = \left(\sum_i f_x(u_i)/u_i \right) \cup \left(\sum_i g_x(w_j)/x_j \right) \\ &= \sum_{i,j} (f_x(u_i) * g_x(w_j)) / u_i \vee w_j \end{aligned} \quad (3.20)$$

- **Intersection de \tilde{A} et \tilde{B} :**

$$\begin{aligned} \mu_{\tilde{A} \cap \tilde{B}}(x) &= \mu_{\tilde{A}}(x) \cap \mu_{\tilde{B}}(x) = \left(\sum_i f_x(u_i)/u_i \right) \cap \left(\sum_i g_x(w_j)/x_j \right) \\ &= \sum_{i,j} (f_x(u_i) * g_x(w_j)) / u_i * w_j \end{aligned} \quad (3.21)$$

- Complément de \tilde{A} :

$$\mu_{\tilde{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) = \sum_i f_x(u_i)/(1 - u_i) \quad (3.22)$$

Où \vee représente le maximum t-conorme et $*$ représente la t-norme.

III.3.4. Structure d'un système flou type-2

Un contrôleur flou classique est composé d'une interface de fuzzification, une base de règles, un système d'inférence et une interface de défuzzification. La structure du contrôleur flou type-2 est similaire à celui classique avec la particularité de l'utilisation d'un réducteur de type pour convertir les ensembles flous type-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type-1 avant la phase de défuzzification [ELO 09]. Ses différentes opérations sont illustrées sur la figure suivante :

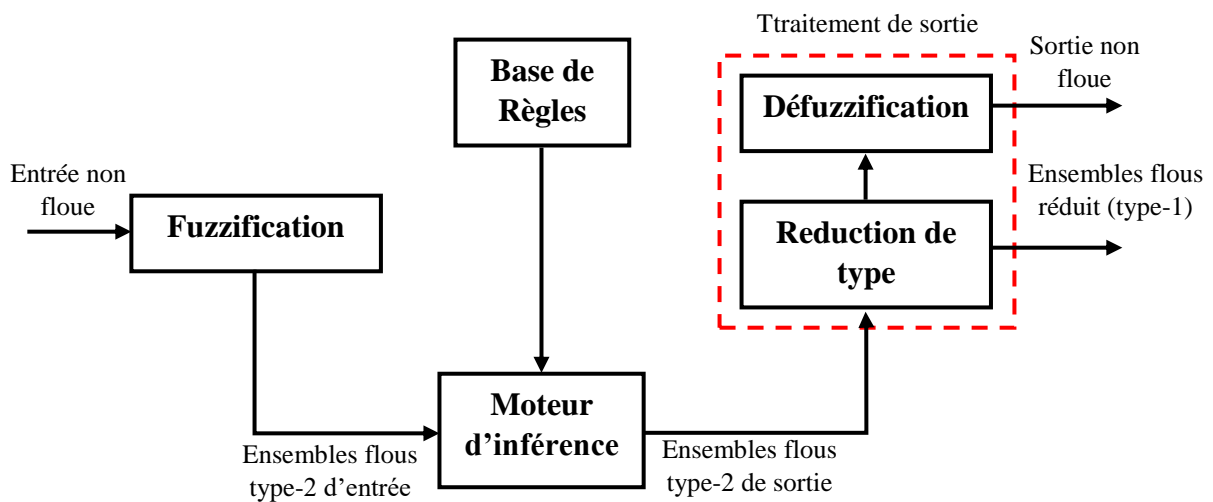


Figure (III.12) : Structure d'un système flou type-2.

a) Fuzzification

Contrairement à la fonction d'appartenance type-1, La fonction d'appartenance type-2 donne plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type-1.

b) Base de règle

La différence entre le type-1 et le type-2 réside seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même. La seule différence étant que quelques (ou toutes) les fonctions d'appartenance seront de type-2 ; alors, la $i^{\text{ème}}$ règle d'un système flou type-2 aura la forme :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^j \text{ et } x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^j \dots \text{et } x_n \text{ est } \tilde{F}_n^j \text{ Alors } y = \tilde{G}^j \quad (3.23)$$

Où x_i ($i = 1, \dots, n$) sont les entrées du système flou, \tilde{F}_i^j est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée x_i , \tilde{G}^j est un singleton de type-2 et y est la sortie.

Il n'est pas nécessaire que toutes les fonctions d'appartenance des prémisses et des conséquences soient de type-2. Il suffit qu'une seule fonction d'appartenance dans une prémisse ou dans une conséquence soit de type-2 pour que tout le système soit de type-2 [HAZ 13].

c) Mécanisme d'inférence :

Dans le cadre de ce rapport et pour des raisons de simplifications de calcul, seuls les ensembles flous type-2 intervalle sont employés.

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (3.23) pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée $\underline{x} = (x_1, \dots, x_n)^T$ et la sortie scalaire u .

La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé au $i^{\text{ème}}$ ensemble flou de sortie :

$$F(\underline{x}) = \prod_{i=1}^n \mu_{\tilde{F}_i^j}(x_i) \quad (3.24)$$

$\mu_{\tilde{F}_i^j}(x_i)$ est l'intervalle d'activation associé à la variable x_i .

Si l'on note l'ensemble flou de sortie correspondant à la $i^{\text{ème}}$ règle R^j par \tilde{B}^j . Lorsqu'une entrée \underline{x}' est appliquée, comme nous utilisons une fuzzification de type singleton, qui veut dire que l'ensemble \tilde{X}' auquel appartient \underline{x}' possède un degré d'appartenance unitaire à $\underline{x} = \underline{x}'$ et zéro ailleurs, par conséquent l'ensemble de sortie correspondant à la $i^{\text{ème}}$ règle est calculé à l'aide de l'opérateur t-norme choisie \cap comme suit :

$$\mu_{\tilde{B}^j}(y) = \mu_{\tilde{C}^j}(y) \cap \left[\prod_{i=1}^n \mu_{\tilde{F}_i^j}(x_i) \right] \quad (3.25)$$

Comme seulement les ensembles flous type-2 intervalle sont utilisés et l'opération t-norme produit est mise en œuvre, alors l'intervalle d'activation associé au $i^{\text{ème}}$ ensemble flou de sortie est l'ensemble flou type-1 intervalle défini par :

$$F^j(\underline{x}) = \left[\underline{f}^j(\underline{x}), \overline{f}^j(\underline{x}) \right] \quad (3.26)$$

Où $\underline{f}^j(\underline{x}) = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^j}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{F}_2^j}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{F}_n^j}(x_n)$

$$\text{Et } \bar{f}^j(\underline{x}) = \bar{\mu}_{\bar{F}_1^j}(x_1) * \bar{\mu}_{\bar{F}_2^j}(x_2) * \dots * \bar{\mu}_{\bar{F}_n^j}(x_n)$$

Les termes $\underline{\mu}_{\bar{F}_i^j}(x_i)$ et $\bar{\mu}_{\bar{F}_i^j}(x_i)$ sont respectivement des degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs à $\mu_{\bar{F}_i^j}(x_i)$.

d) *Le module de traitement de la sortie*

Le module de traitement de la sortie se compose de deux blocs, le réducteur de type et l'interface de défuzzification.

Les méthodes de réduction de type donnent un ensemble flou type-1 à partir d'un ensemble flou type-2 obtenu à la sortie du mécanisme d'inférence. L'ensemble résultant obtenu par la réduction de type sera par la suite défuzzifié pour obtenir une sortie numérique (déterministe).

e) *Réduction de type*

Dans un système flou type-1, où les ensembles de sortie sont des ensembles flous type-1, nous effectuons la défuzzification dans le but d'obtenir une valeur numérique représentant la combinaison des ensembles de sortie.

Dans le cas du type-2, les ensembles de sortie sont des ensembles de type-2 ; donc nous devons utiliser des versions étendues des méthodes de défuzzification de type-1 appelées la réduction de type. Cette opération va transformer l'ensemble flou type-2 résultant en un ensemble flou type-1 appelé ensemble type réduit, qui sera défuzzifié par la suite.

Cet ensemble type réduit résultant prend en considération plus d'information au sujet des incertitudes des règles que la valeur défuzzifiée (un nombre).

Parmi les méthodes de réduction de type utilisées on cite :

- La réduction de type par le centre de gravité.
- La réduction de type par la hauteur.
- La réduction de type par le centre des ensembles.

f) *Réduction de type par la méthode du centroïde*

Le réducteur de type par la méthode du centroïde combine tous les ensembles type-2 de sorties des règles en utilisant l'union. Le degré d'appartenance de $y \in Y$ devient alors [IDE 06] :

$$\mu_{\bar{B}}(y) = \bigcup_{l=1}^M \mu_{\bar{B}^l}(y) \quad (3.27)$$

Où $\mu_{\tilde{B}}(y)$ est défini comme dans (3.28). Le réducteur de type calcule, par cette méthode, le centroïde de \tilde{B} , noté $Y_c(x)$

$$Y_c(x) = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_N} \left[\mu_{D_1}(\theta_1) \wedge \dots \wedge \mu_{D_N}(\theta_N) / \frac{\sum_{i=1}^N y_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} \right] \quad (3.28)$$

Où $D_i = \mu_{\tilde{B}}(y_i)$ et $\theta_i \in \mu_{\tilde{B}}(y_i) (i = 1, \dots, N)$.

L'équation (3.28), peut être aussi écrite sous la forme suivante :

$$Y_c(x) = \int_y \sup_{\{\theta_1, \dots, \theta_N\}} [\mu_{D_1}(\theta_1) \wedge \dots \wedge \mu_{D_N}(\theta_N)] / y \quad (3.29)$$

Où $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$ sont tel que $\sum_{i=1}^N y_i \theta_i / \sum_{i=1}^N \theta_i = y$

Pour calculer $Y_c(x)$, nous devons suivre les étapes suivantes :

- 1) Calculer la sortie combinée en utilisant (3.27).
- 2) Discrétiser l'espace de sortie Y en N points y_1, \dots, y_N .
- 3) Discrétiser le domaine de chaque $\mu_{\tilde{B}}(y_i)$ en un nombre convenable de points.
- 4) Enumérer tous les ensembles encastrés. Si par exemple chaque $\mu_{\tilde{B}}(y_i)$ est discrétisé en M points, nous allons avoir M^N ensembles flous *type-1* encastrés, et si $\mu_{\tilde{B}}(y_i)$ est discrétisé en M_i points, nous allons alors obtenir $\prod_{j=1}^N M_j$ ensembles encastrés.
- 5) Calculer l'ensemble centroïde type réduit en utilisant (3.28), cela revient à calculer le centroïde de chaque ensemble énuméré (encastré) et de lui associer un degré d'appartenance égal à la t-norme des appartenances secondaires correspondantes aux ensembles énumérés.

g) Défuzzification

A la fin de l'étape de la réduction de type, on obtient un ensemble floue type-1, type réduit, et puisque les entrées du système à commander sont des valeurs précises, alors il est nécessaire de transformer l'ensemble type réduit en une valeur numérique bien déterminée. Parmi les méthodes utilisées pour la défuzzification, on cite la défuzzification par le centre de gravité.

Si l'ensemble type réduit Y , pour une entrée x , est discrétisé en N points, l'expression de son centre de gravité est :

$$C_Y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N y_k \mu_Y(y_k)}{\sum_{k=1}^N \mu_Y(y_k)} \quad (3.30)$$

h) Synthèse du régulateur flou type -2 :

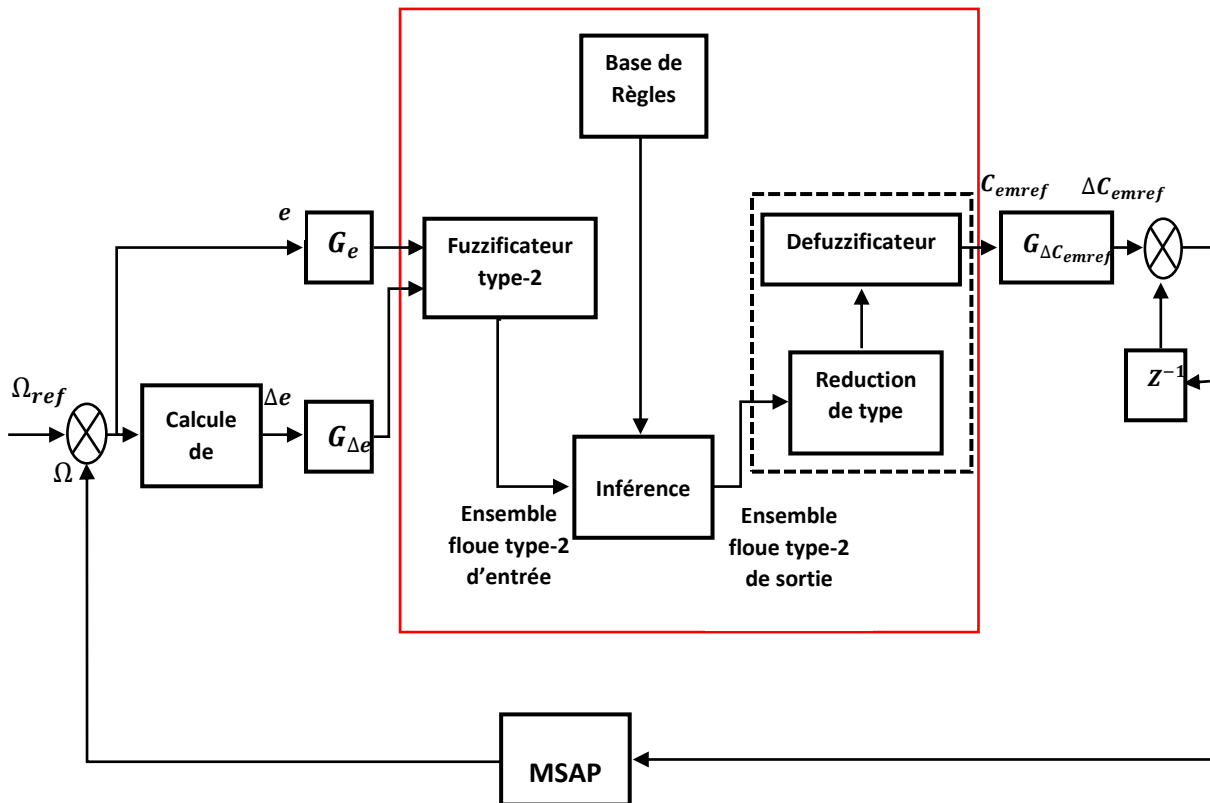


Figure (III.13) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou type-2 de vitesse

Le régulateur flou type-2 de la figure (III.13) est composé :

- 1) D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps
- 2) D'un bloc de fuzzification floue type-2 de l'erreur et de sa variation.
- 3) D'une logique d'inférence type-2
- 4) D'un bloc de réduction de type du type-2 vers le type-1.
- 5) D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue type-1 en une valeur numérique.
- 6) D'un bloc sommateur qui calcul la valeur intégrale de la commande.

Les grandeurs e et Δe sont normalisés dans un univers de discours $[-2, 2]$, ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques.

On a introduit cinq fonctions d'appartenances de forme triangulaires pour chaque variable d'entrées (figure III.14). Cependant, il n'existe aucune méthode systématique qui permet de déterminer ces paramètres, on doit donc procéder par la méthode essai-erreur (tâtonnement).

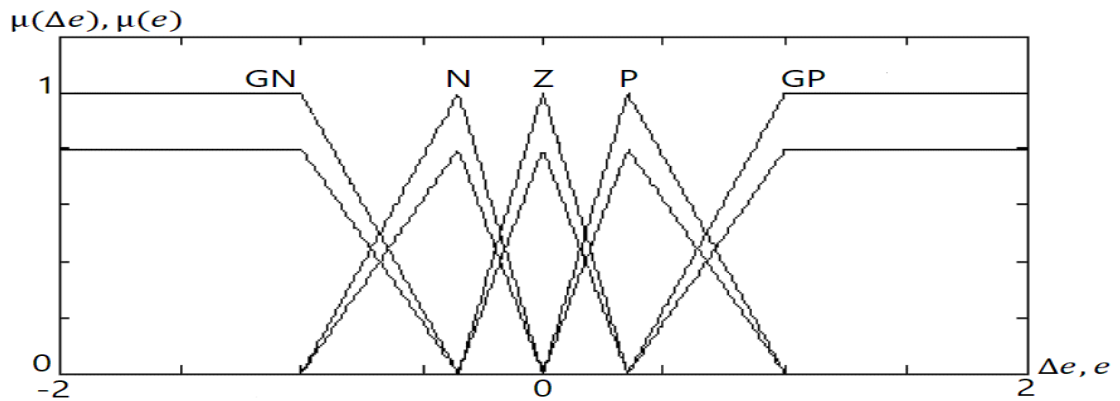


Figure (III.14) : Fonctions d'appartenances des variables d'entrées 'e' et 'Δe'.

Il est nécessaire de fuzzifier la variable de sortie car on a besoin des sous-ensembles flous au niveau des inférences et de la défuzzification. On emploie cinq fonctions d'appartenances de forme triangulaire. La variable de sortie est normalisée dans un univers de discours $[-2, 2]$ (figure III.15).

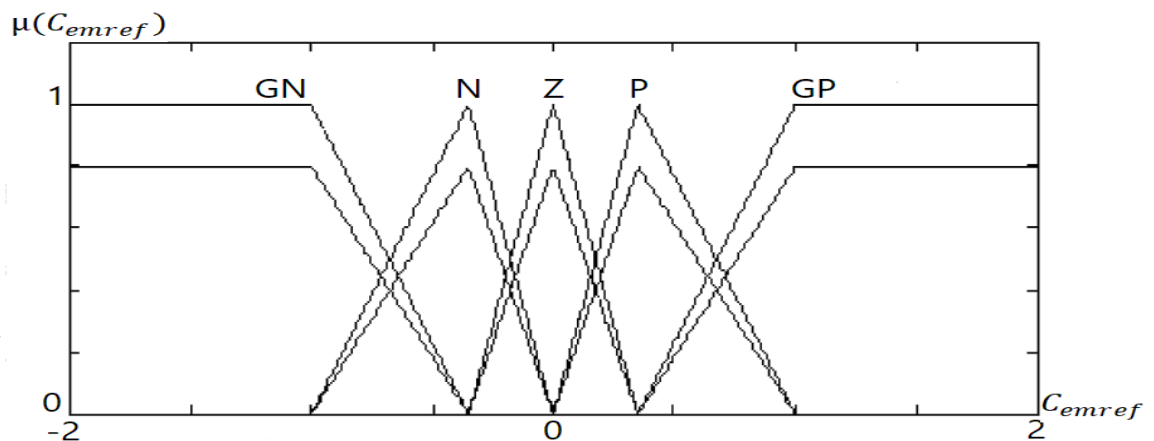


Figure (III.15) : Fonctions d'appartenances de la variable de sortie 'Cemref'

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau III.2).

Tableau III.2 : matrice d'inférence du RFT-2 [BEL 17].

Δe \ e	GN	N	Z	P	GP
GN	GN	GN	N	N	Z
N	GN	N	N	Z	GP
Z	GN	N	Z	P	GP
P	GN	Z	P	P	GP
GP	Z	P	P	GP	GP

III.4. Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

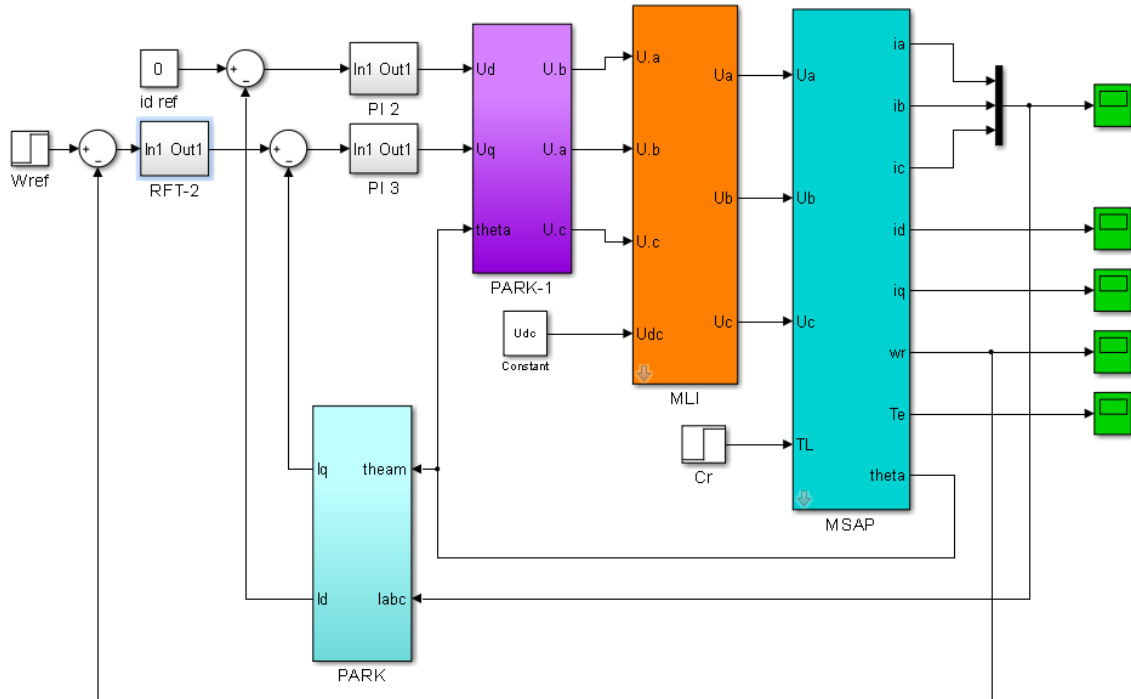
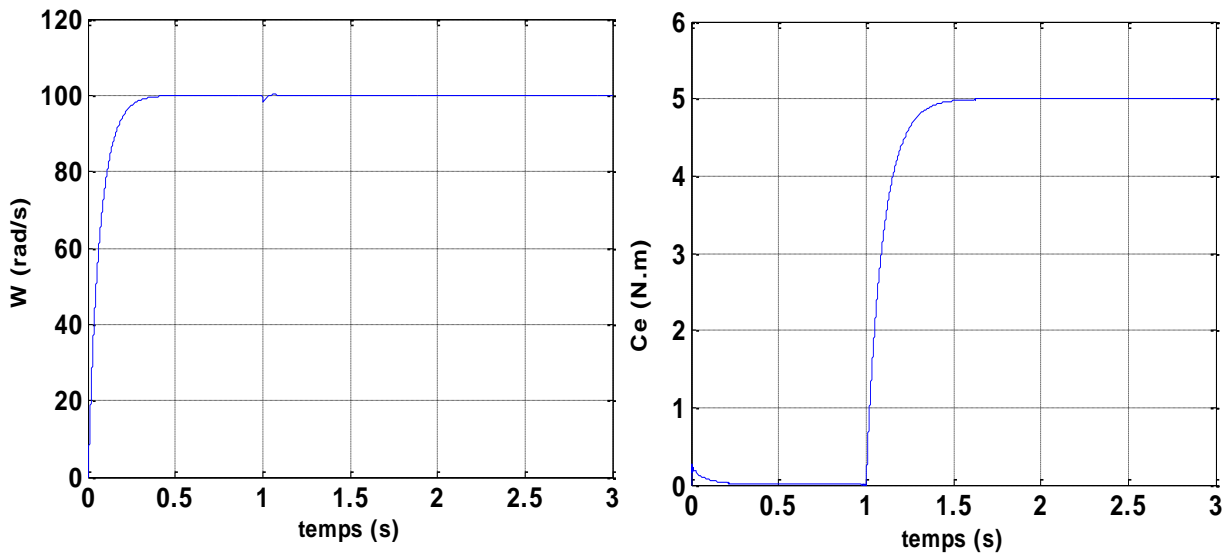


Figure (III.16) : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur flou type-2.

La figure (III.16) illustre le schéma bloc de la simulation de la commande floue appliquée à la MSAP.

Test 1 :

Lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 100 rad/s, suivie d'une application de charge de 5 Nm à partir de $t = 1$ s.



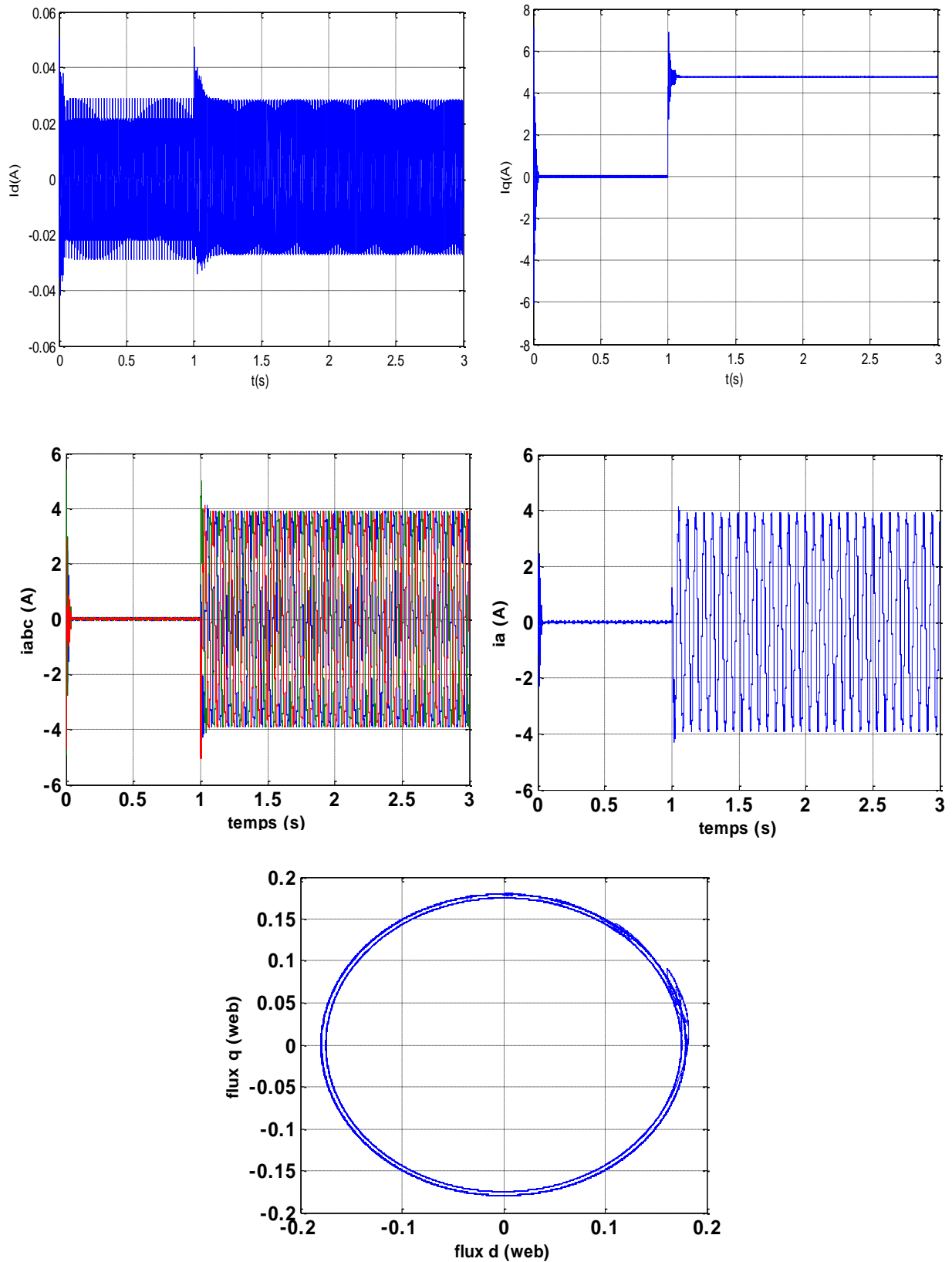
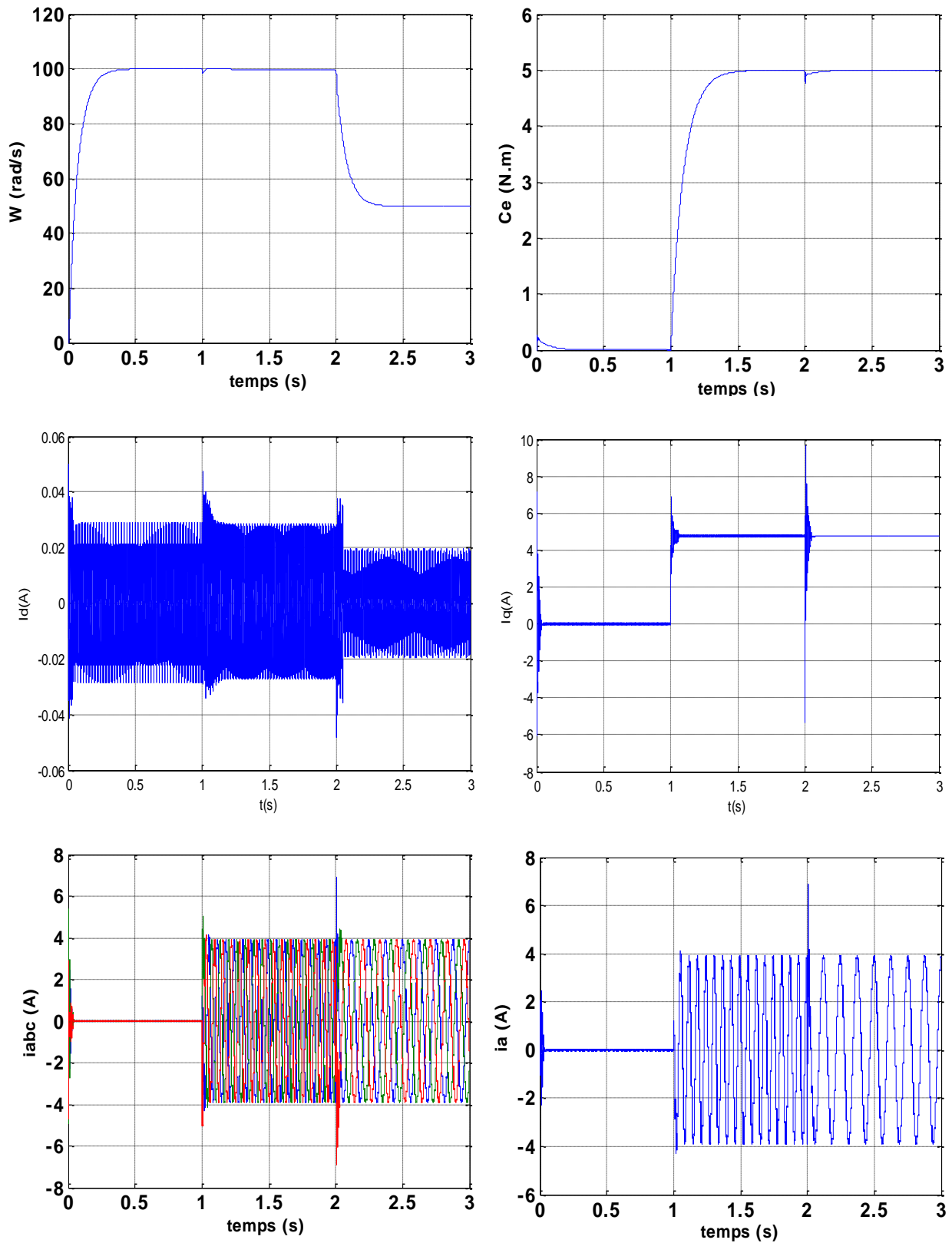


Figure (III.17) : a) résultats de simulation de la MSAP en charge à $t = 1$ s et vitesse de référence 100 rad/s.

Teste 2 : On démunie la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 100 rad/s à la valeur 50 rad/s à l'instant $t = 2$ s .



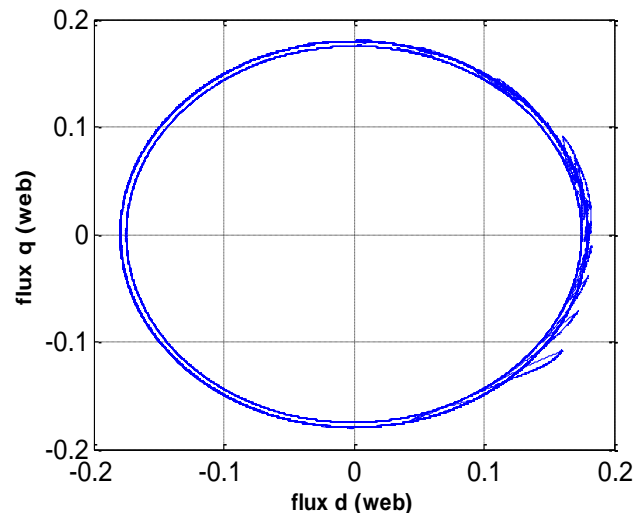


Figure (III.17) : b) résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 100 rad/s à 50rad/s.

Interprétations des résultats :

a) Le premier test de la simulation montre le comportement de la MSAP pour une consigne de vitesse de 100 rad/s on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court, on remarque aussi le couple électromagnétique atteint certaine valeur et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Le flux aussi crée une trajectoire circulaire lorsqu'il tourne, ce qui est expliqué par la forme des composantes du flux Φ_d et Φ_q qui sont de forme sinusoïdale déphasées entre elles par 90° .

Après l'application de la charge a $t = 1s$ on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entrain une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie. Le couple augmente puis il se stabilise à (5 N/m). Les courant statorique perturbent par l'effet de la charge puis ils se stabilisent.

b) La deuxième test, la variation de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur (100 rad/s) à la valeur (50 rad/s) à des instants différents avec application d'un couple résistant de valeur (5 N.m) a $t = 1s$, on remarque que la vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de la diminution de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

III.5. Comparaison Des Résultats

Dans le but d'évaluer les différentes approches de commande vues dans ce mémoire et afin d'apprécier la supériorité des trois régulateurs du MSAP (PI, RFT-1 et RFT-2), une brève étude comparative sera présentée dans ce qui suit.

Dans le résultat, il y a deux tests de la variation paramétrique, nous présentons la grandeur : Vitesse de rotation et courant d'une phase statorique pour les trois types de régulateurs vus dans ce mémoire.

- **Test 1 :**

Lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 50 rad/s, suivie d'une application de charge de 3 Nm à partir de $t = 0.5$ s .

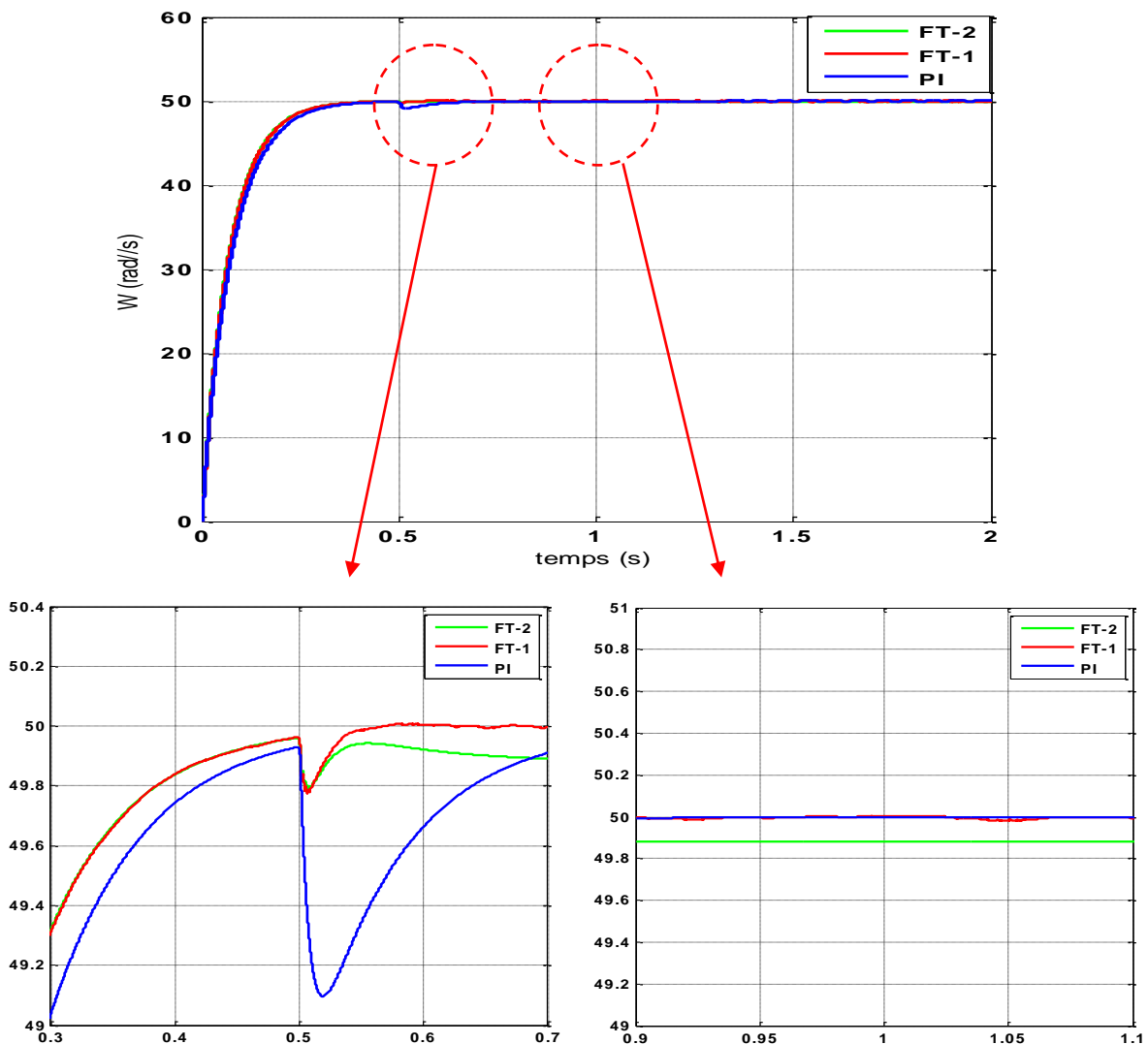


Figure (III.18) : comparaison des vitesses de rotation avec application de la charge.

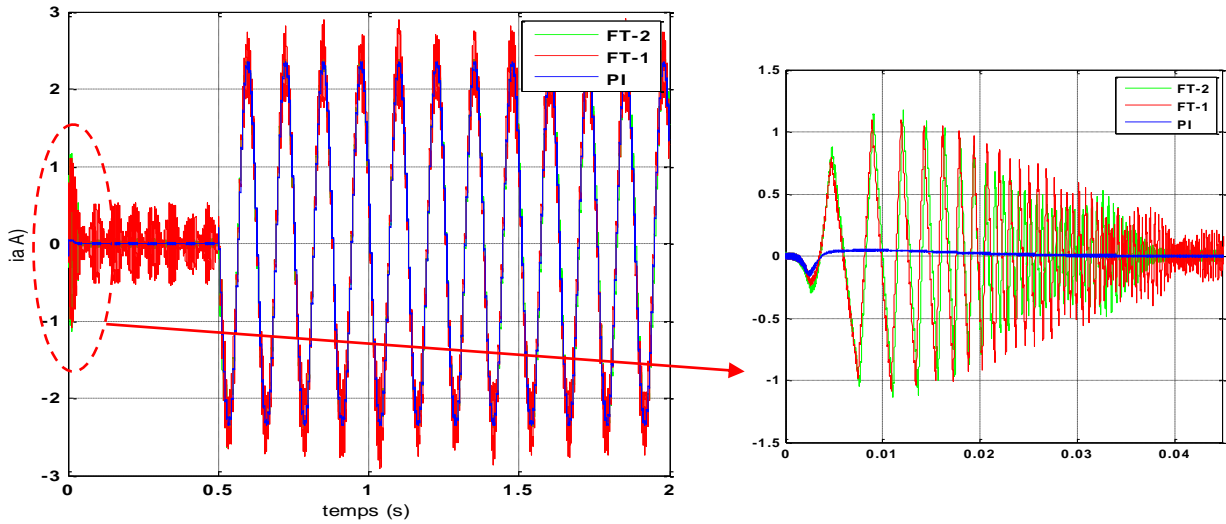


Figure (III.19) : comparaison d'un courant d'une phase statorique avec application de la charge.

Test 2 :

On augmente la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 50 rad/s à la valeur 70 rad/s à l'instant $t = 1$ s .

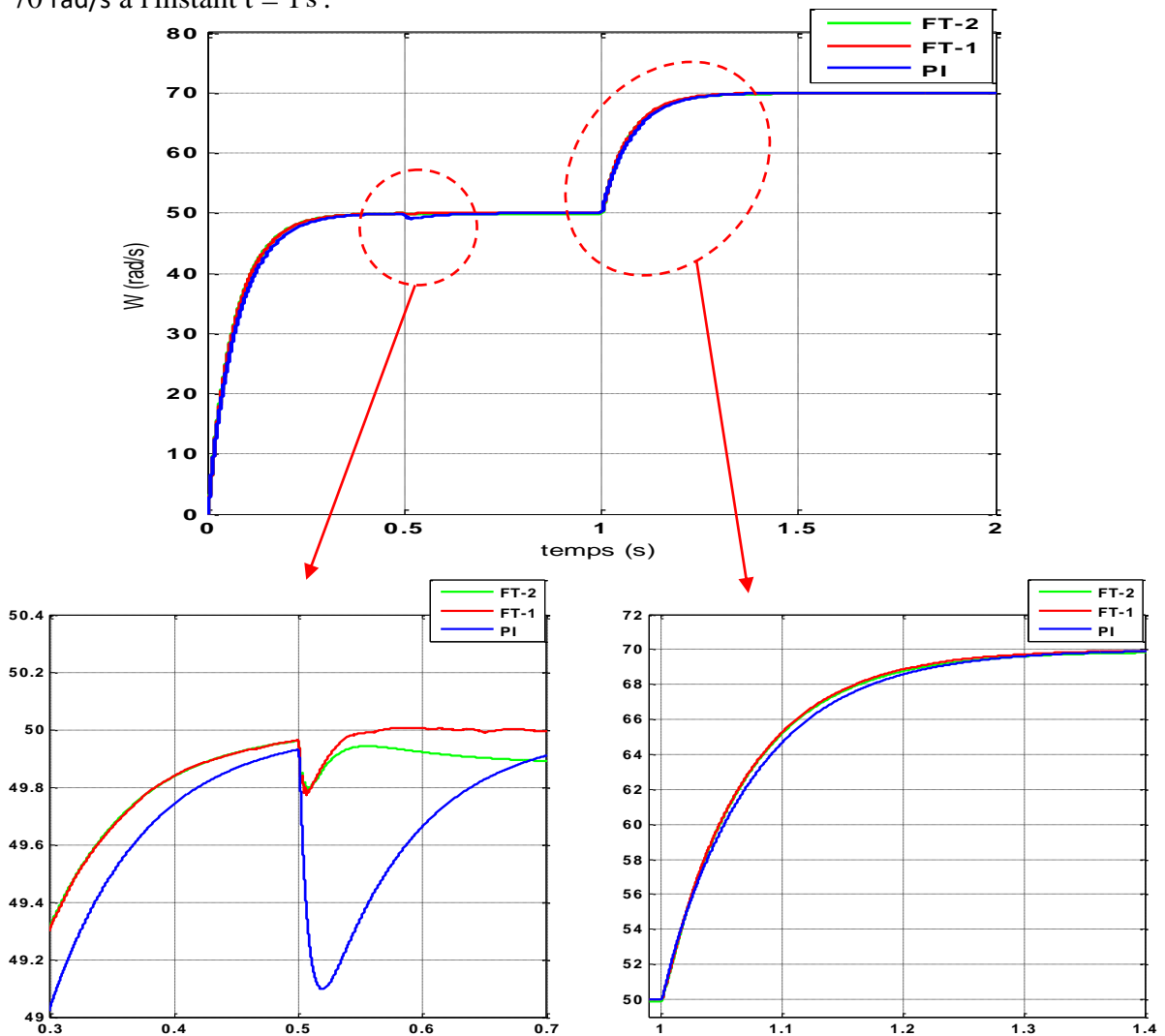


Figure (III.20) : comparaison de vitesse de rotation avec variation de la vitesse de référence (50 rad/s à 70 rad/s)

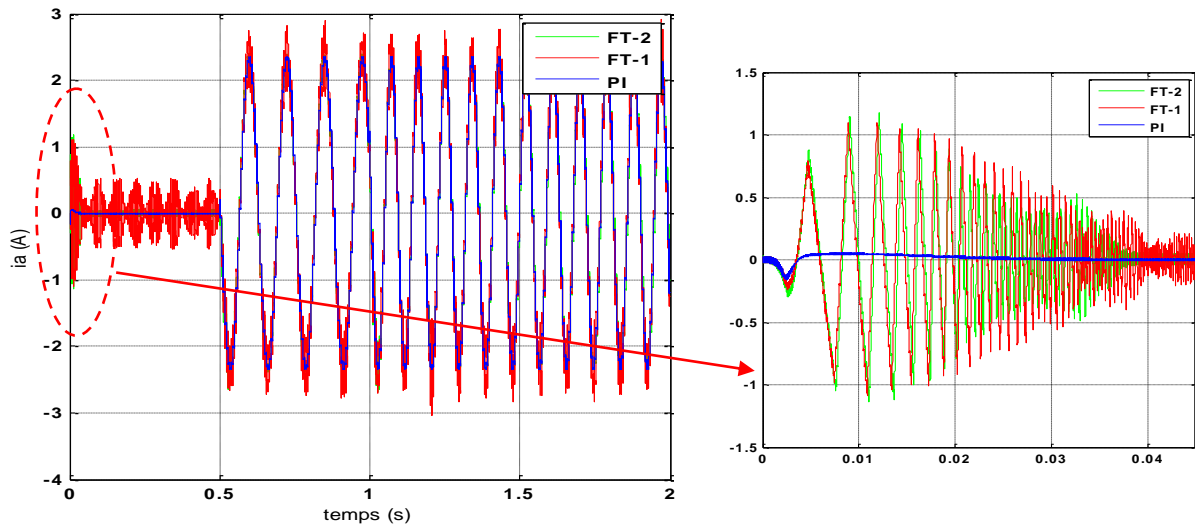


Figure (III.21) : comparaison d'un courant d'une phase statorique avec variation de la vitesse de référence (50 rad/s à 70 rad/s).

Interprétation des résultats :

Les figures (III.16) et (III.18) montrent que la dynamique de la vitesse est meilleure pour les contrôleurs utilisant les régulateurs flous. Le régulateur flou combinant le contrôle des courants par une action prédictive associant une action rétroactive est le plus performant comparé à l'autre régulateur à savoir le régulateur classique.

Les figures (III.17) et (III.19) montrent que la dynamique du courant d'une phase statorique pendant le régime transitoire est meilleur pour le contrôleur utilisant le régulateur classique par rapport aux régulateurs flous.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé la commande par logique floue type-1 et type -2 pour le réglage de vitesse d'une machine synchrone dont le but d'obtenir de bonnes performances.

Le choix de la commande par logique floue type-1 et type-2 présente plusieurs avantages : raisonnement proche du celui de l'homme c'est-à-dire traite l'imprécis, l'incertain et le vague, sa capacité à commander des systèmes non linéaires, obtention de meilleures performances dynamiques.

Dans la commande par logique floue, la description linguistique de l'expertise de l'être humain est représentée sous forme de règles floues afin de commander le système. Dans ce sens, le type de régulateur utilisé dans ce chapitre est un régulateur flou basé sur le mode de raisonnement de Mamdani.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande par logique floue pour le réglage de vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent par l'utilisation de régulateur flou nous donne de meilleures performances aussi bien en présence de perturbation.

Pour améliorer plus nos résultats, et dans le but de prendre en considération les incertitudes paramétriques, on propose d'utiliser le régulateur flous type-2 que le régulateur flou type-1.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande par logique floue d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de *Park* pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à *MLI* sinus triangle.

Dans le deuxième chapitre, le principe de la commande vectorielle retenue pour la MSAP a été appliqué au modèle obtenu. L'utilisation de la stratégie à I_d nul a permis de commander le couple électromagnétique par le courant I_q . Cette technique permet d'avoir un modèle semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Dans le schéma de cette commande, les boucles de courants et celle de la vitesse sont assurées par des régulateurs classiques (PI). Les résultats de simulations montrent l'apport de ce dernier dans le rejet de la perturbation. Ainsi, la détermination de ces régulateurs montre une forte dépendance aux paramètres de la machine, ce qui fait qu'un petit changement de ces paramètres provoque une détérioration des performances. Cela a conduit à changer ces régulateurs par d'autres de types flous.

L'approche de la commande par logique floue a été choisie pour la suite de ce travail. Dans ce chapitre trois points principaux ont été présentés.

Dans le premier point nous avons présenté une application de la logique floue à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents. Les notions de bases ont été présentées. L'expression analytique des régulateurs par logique floue type-1 montre que ces derniers sont complètement indépendants des paramètres de la machine.

Ensuite, dans le deuxième point nous avons introduit la théorie de la logique floue type-2. Comme il a été présenté, cette nouvelle technique est une extension de la logique floue type-1. La nouveauté dans cette logique c'est que les fonctions d'appartenance ne sont pas définies d'une manière unique, mais d'une manière incertaine. Concernant les systèmes flous type-2, nous avons vu qu'ils sont dotés d'un nouveau module appelé réducteur de type, permettant de réduire des ensembles flous de type-2 à des ensembles flous de type-1.

Les résultats obtenus pour le réglage de la vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent par l'application de régulateur flou type-1 ainsi de régulateur flou type-2 de Mamdani à cinq classes ont montré un comportement satisfaisant et des performances élevées.

Le troisième point est une comparaison générale entre tous les types de régulateurs utilisés dans ce mémoire, où nous avons constaté la supériorité des régulateurs flous type-2 par rapport aux régulateurs flous type-1 et PI et surtout en présence des incertitudes (variation paramétrique et basse vitesse).

Le travail, présenté dans ce mémoire, amène à soulever les perspectives de recherche suivantes : La structure de la MSAP et l'accessibilité de ses grandeurs à la mesure nous invitent à comparer les performances des différents types de contrôle tel que la commande adaptative, la commande prédictive et la commande multi modèles.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[ANN 09] **A. Annane**,” Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable ”, mémoire de magister, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2009.

[BOU 09] **A. Boukharoura**,” Modélisation et Diagnostic d’un Onduleur Triphasé par l’Approche Bond Graph ”, mémoire de magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 02.12.2009.

[BEN 08] **A. Benbouali**, ” Commande par logique floue adaptative d’une machine asynchrone avec estimateur de la constant de temps rotorique ”, Mémoire de Magister, Université Hassiba Benbouali De Chlef, 28.05.2008.

[BEN 09] **A. Benbrahim**,” Commande prédictive généralisée d’une machine synchrone à aimants permanents, mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2009.

[ELO 09] **A. El Ougli**,” Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs ”, Thèse de Doctorat en automatique, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah de Fès, Maroc, 2009.

[KHE 11] **A. Khemis**,” Application du logique flou type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone ”, Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider -Biskra, 10/04/2011.

[SAE 11] **A. Saeed**,” Contrôle vectoriel des machines synchrones a aimants Permanents : identification des paramètres et minimisation Des ondulations de couple ”, Thèse de doctorat, l’Institut National Polytechnique de Lorraine, 27 avril 1995.

[AHM 04] **C. Ahmed**,” Commande par logique floue d’une machine synchrone a aimant permanent ”, Mémoire de Magister, Université Hassiba ben Bouali- Chlef, 24 juin 2004.

[LAH 09] **D. Lahouel**,” Commande non linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents ”, mémoire de magister, Université de Batna, 2009.

[BEN 05] **F. Benchabane**,” Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering ”, mémoire de magister en électrotechnique, Université de Mohammed Khider de Biskra, 2005.

[ABD 11] **H. Abdellaoui**, " Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques ", Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2011.

[HAC 12] **K. Hachemi**, " Etude de la machine synchrone autopilotée : modélisation et simulation", thèse de doctorat, Université de science et technologie d'Oran Mohammed Boudiaf, 07.2012.

[NAB 10] **K. Nabti**, " Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone ", Thèse de Doctorat en sciences, Université de Mentouri de Constantine, 2010.

[ZAD 65] **L. A. Zadeh**, "Fuzzy Sets Information and Control." pp. 29-44, 1965.

[ZAD 75] **L. A. Zadeh**, " The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning – 1", Inform. Sci, vol. 8, pp. 199- 249, 1975.

[IDE 06] **M. Ider**, " Etude des systèmes flous type-2 : Application à la commande des systèmes non linéaires ", Mémoire de Magister en automatique, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2006.

[BEN 15] **M. M. Benyahia, A. H. Kerroumi**, " Commande par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents ", mémoire de master en électrotechnique, Université de Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2015.

[MER 08] **M. S. Merzoug**, " Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ", mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna, 2008.

[MAH 12] **M. S. Mahgoun**, " Application de la commande H_{∞} aux systèmes linéaires perturbés", mémoire de magister en électrotechnique, Université de Ferhat Abbas de Sétif, 2012.

[BEN 06] **M.T. BENCHOUIA**, " Commande de la Machine à Courant Alternatif par Différentes Techniques de Contrôle Avancées ", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Kheider – Biskra, Juin 2006.

[BOU 14] **N. Bounasla**,’’ Commande par Mode de Glissement d’Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents ’’, mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif, 2014.

[CHO 11] **N. Choug**,’’ Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d’une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel ’’, mémoire de magister, Université Hadj Lakhdar – Batna, 2011.

[KAR 98] **N. N. Karnik**, et **J. M. Mendel**,’’ An introduction to type-2 fuzzy logic systems’’, University Southern California, Rep., Oct. 1998.

[HAZ 13] **O. Hazil**,’’ Modélisation et commande prédictive flou robuste des convertisseurs DC-DC en utilisant le formalisme LMI ’’, Mémoire de Magister en électronique, Université Constantine I, 2013.

[SAL 10] **O. M. Salim**, **M. A. Zohdy**, **H. T. Dorrah**, **A. M. Kamel**,’’ Application of Hyper-Fuzzy Logic in Field Oriented Control of Induction Machines’’, Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference, 19-21, 2010, Paper ID 179.

[KRI 10] **R. Krishnan**,’’ Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor drives’’, Electrical and Computer Engineering Department Virginia, U.S.A. pp225-239, 2010.

[BEL 17] **S. Belhamdi**, **A. Goléa**,’’ Direct Field-Oriented Control using Fuzzy Logic Type -2 for Induction Motor with Broken Rotor Bars,’’AMSE JOURNALS-2017- N°1; pp 1-10.

[GRA 12] **S. Graidia**, ’’ Commande Adaptative Floue Type-2 Par Mode Glissant Des Systèmes Chaotiques ’’, Mémoire De Master, Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2012.

[REK 91] **T. Rekioua**,’’ contribution à la modélisation et à la commande Vectorielle des machines synchrones a aimants Permanents ’’, Thèse de doctorat, l’institut national polytechnique de lorraine, 11 Juillet 1991.

[TOU 08] **T. Toudja**, “ Commande non linéaire robuste D’un moteur synchrone à aimant permanent ’’, Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, 09 .02. 2008.

Annexe



ANNEXE

A.1. Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents [SAE11]

Paramètres	Valeurs (S.I)
Fréquence	50
Puissance	1500
Tension d'alimentation	220/380
Nombre de paires de pôles	2
Résistance statorique	2.875
Inductance cyclique directe	0.0085
Inductance cyclique quadrature	0.0085
Flux d'un aimant	0.175
Inertie	0.0008
Coefficient de frottement	0.000019
Courant nominale	4

A.2. Régulateur PI des courants

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation des courants, et afin de valider nos résultats de simulation on a adopté le choix de la référence :

$$K_p = 30, K_i = 1900.$$

A.3. Régulateur PI de vitesse

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation de la vitesse, et afin de valider nos résultats de simulation on a adopté le choix de la référence :

$$K_p = 0.3, K_i = 35.$$

A.4. Gains du régulateur flou

Les gains de ce régulateur flou sont obtenus après plusieurs simulations afin d'obtenir des résultats meilleurs, les valeurs suivantes sont alors adoptées :

$$K_e = 0.00169, K_{\Delta e} = 0.00169, K_{\Delta u} = 60000.$$

Résumé :

L'objectif du travail présente dans ce mémoire est une étude comparative des régulateurs flous type-1 & type-2 par rapport au régulateur classique de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimant permanents (MSAP).

La modélisation de système est présente dans une première étape. Dans une deuxième étape la commande vectorielle est présente pour passer à une commande simplifiée ou on se rapproche d'un modèle linéaire. Un régulateur classique est utilisé pour la commande de la vitesse. Une introduction à la logique floue est présentée avec des applications des régulateurs flous pour le contrôle de la vitesse de la MSAP. Dans la dernière partie nous avons présente une étude comparative entre le régulateur classique et les régulateurs flous type-1 & type-2.

Mots clés : MSAP, Onduleur de tension, Modélisation , régulateurs PI, RFT-1, RFT-2

الملخص:

الهدف من العمل المقدم في هذه المذكرة هو دراسة مقارنة للمعدل الضبابي النوع - 1 والنوع - 2 مقارنة مع المعدل الكلاسيكي للتحكم الشعاعي في الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم. نمذجة النظام موجودة في الخطوة الأولى. في الخطوة الثانية، استعملنا التحكم الشعاعي للانتقال إلى تحكم مبسط أو يقترب من النموذج الخطي. يتم استخدام المعدل الكلاسيكي للتحكم في السرعة. قدمنا مقدمة حول المنطق الضبابي مع تطبيقات التحكم الضبابي للتحكم في سرعة الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم. أما في الجزء الأخير قمنا بدراسة مقارنة بين المعدل الكلاسيكي والمعدل الضبابيين من النوع -1 والنوع -2.

الكلمات المفتاحية: الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم، النمذجة، معدل كلاسيكي، معدل ضبابي نوع-1، معدل ضبابي نوع-2.