

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTERE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**



**FACULTE DE SCIENCE ET TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE**

**Mémoire Présenté pour L'obtention
Du Diplôme de Master Académique**

Par :

**Moustafa BENYAHIA
Wafa SACI**

Intitulé

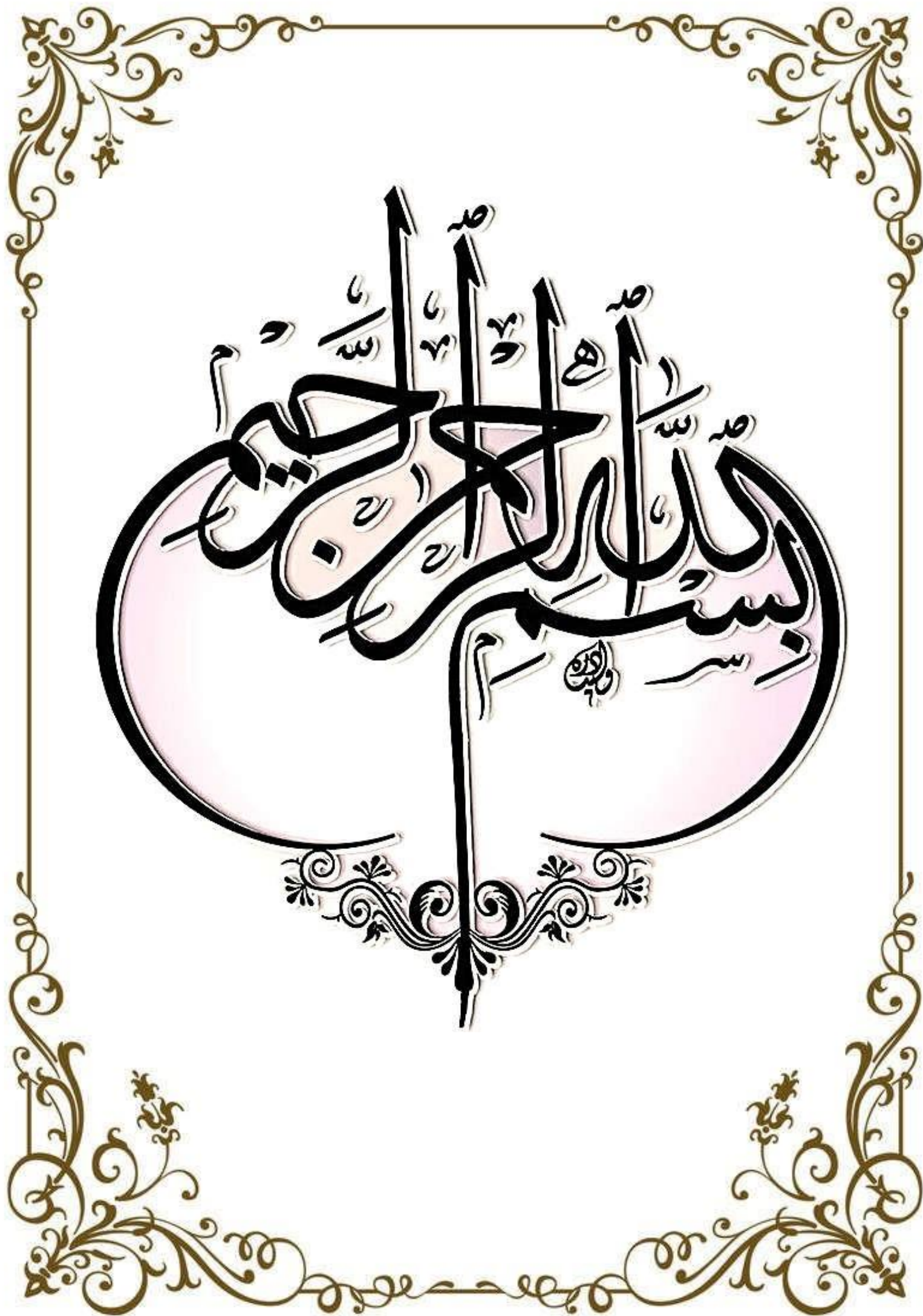
**COMMANDE À FLUX ORIENTÉ BASÉ SUR DES
RÉGULATEURS : PI, FLOUE TYPE 1, FLOUE TYPE
1 ADAPTATIVE ET FLOUE TYPE 2**

Soutenu devant le jury composé de :

Faysal OUAGHNI	MCA	Président
Riyadh ROUABHI	MCA	Encadreur
Abdelghafour HRIZI	MCA	Co-Encadreur
Ismail GHADBANE	MCA	Examineur

Année universitaire : 2022/2023

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



Remerciements

Avant toute chose, on remercie الله 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 ROUABHI Riyadh et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour sa soutien, sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et ses patiences 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'évaluer notre 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	I
LISTE DES FIGURES	II
LISTE DES SYMBOLES	III
INTRODUCTION GENERALE	VI

**CHAPITRE I :L'ETAT DE L'ART ET LA MODELISATION DE LA MACHINE
SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.**

I.1	Introduction.....	05
I.2	Description générale de la machine synchrone a aimants permanents (MSAP)	05
I.2.1	Les aimants utiliser pour la MSAP	06
I.2.2	Les différents types de la MSAP	06
I.3	Principe de fonctionnement de la MSAP.....	08
I.4	Les avantages et les inconvénients de la MSAP.....	08
I.4.1	Les avantages de la MSAP.....	08
I.4.2	Les inconvénients de la MSAP	09
I.5	Modelisation de la MSAP.....	09
I.5.1	Hypothèses simplificatrices	09
I.5.2	Equations mathématiques de la MSAP dans le repère (a,b,c).....	09
I.5.3	Transformation de PARK.....	11
I.5.4	Choix de repère de référence	13
I.5.5	Application de la transformation de PARK à la MSAP	13
I.5.5.1	Equations electriques	13
I.5.5.2	Equations magnétiques	14
I.5.5.3	Equations mécaniques.....	14
I.5.6	Modèle d'état.....	14
I.6	Modélisation de l'alimentation de la machine	16
I.6.1	Modélisation du convertisseur cote réseau (Redresseur)	16
I.6.2	Modélisation d'un filtre	17
I.6.3	Modélisation du convertisseur cote machine (Onduleur)	17
I.7	Résultat de simulation	19
I.7.1.	Alimenté directement par la source	19
I.7.2.	Alimenté à partir un convertisseur	20
I.8	Conclusion	22

CHAPITRE II:L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES APPLIQUES.

II.1	Introduction	24
II.2	Commande vectorielle	24
II.2.1	Principe de la commande vectorielle	24
II.2.2	Commande vectorielle alimenté par un onduleur de tension	26
	II.2.2.1.Description du système global	26
II.2.3	Avantage et inconvénient de la commande vectorielle	27
II.3	Commande par la logique floue type 1	28
II.3.1	Généralité sur la logique floue type1	28
	II.3.1.1 Définition de la logique floue type 1	28
	II.3.1.2 Principe de la logique floue type 1	28
	II.3.1.3 Domaine d'application de la logique floue type 1	28
	II.3.1.4 Les avantages et les inconvénients de la logique floue type 1	29
II.3.2	Notions fondamentales sur la logique floue type1	29
	II.3.2.1 Définition d'un ensemble flou	29
	II.3.2.2 Fonction d'appartenance	30
	II.3.2.3 Caractiristiques des ensembles flous	31
	II.3.2.4 Universaire du discours	33
	II.3.2.5 Les variables linguistiques	33
	II.3.2.6 Les opérateurs flous	34
II.3.3	Structure générale d'un système flou type 1	35
	II.3.3.1La fuzzification	35
	II.3.3.2 Base de règles	36
	II.3.3.3 Moteur d'inférence	36
	II.3.3.4 La diffuzufication	37
II.4	Commande par la logique floue type 1 adaptative	38
II.4.1	Définition	38
II.4.2	Les taches typiques de la commande adaptative	38
II.4.3	Les type de la commande adptative	39
	II.4.3.1 Commande adaptative direct	39
	II.4.3.2 Commande adaptative indirect	39
II.4.4	Les type de la commande floue adptative	40
	II.4.4.1 Commande adaptative floue direct (auto-ajustable)	40

II.4.4.2	Commande adaptative floue indirect (modèle de référence MRAC)	41
II.4.5	Domaine d'application de la commande adaptative.....	41
II.5	Commande par la logique floue type 2	41
II.5.1	Généralité sur la logique floue type 2	42
II.5.1.1	Représentation d'un ensemble flou type-2	42
II.5.1.2	Définitions	42
II.5.2	Structure générale d'un système flou type 2	44
II.5.2.1	La fuzzification	44
II.5.2.2	Base de règles	45
II.5.2.3	Moteur d'inférence	45
II.5.2.4	Le module de traitement de la sortie.....	46
II.5.2.4.1	Réduction de type	46
II.5.2.4.2	Défuzzification	46
II.6	Conclusion	47

CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES.

III.1	Introduction	49
III.2	Application de la commande vectorielle.....	49
III.2.1	Structure de base de la commande vectorielle	50
III.2.1.1	Découplage.....	50
III.2.1.1.1	Découplage par compensation	51
III.2.2.2	Dimensionnement des régulateurs.....	52
III.2.2.2.1	Régulateur du courant Id	53
III.2.2.2.1	Régulateur du courant Iq	55
III.2.2.2.1	Régulateur du vitesse Ω	55
III.2.2	Résultats de simulation numérique.....	56
III.2.3	Interprétation des résultats	58
III.3	Application de la commande floue type 1.....	59
III.3.1	Structure de base d'un contrôleur flou type 1	59
III.3.2	Résultats de simulation numérique	61
III.3.3	Interprétation des résultats	63
III.4	Application de la commande floue type 1 adaptative.....	63
III.4.1	Structure de base d'un contrôleur flou type 1 adaptative	63

III.4.2	Résultats de simulation numérique	64
III.4.3	Interprétation des résultats	66
III.5	Application de la commande floue type 2.....	66
III.5.1	Structure de base d'un contrôleur flou type2	66
III.5.2	Résultats de simulation numérique	67
III.5.3	Interprétation des résultats.....	69
III.6	Conclusion	69

CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE.

IV.1	Introduction.....	71
IV.2	Les différentes comparaisons utilisés entre les techniques proposeses.....	71
IV.3	Comparaison Qualitative	71
IV 3.1.1	Résultats de simulation numérique.....	72
IV 3.1.2	Interprétation des résultats.....	72
IV.4	Comparaison Quantitative	72
IV 4.1	Résultats de simulation numérique.....	73
IV 4.2	Interprétation des résultats.....	73
IV.5	Comparaison de Robustesse	74
IV 5.1	Modèle d'état pour appliqué le test de robustesse	74
IV 5.2	Résultats de simulation qualitativement.....	74
IV 5.3	Interprétation des résultats.....	75
IV 5.4	Résultats de simulation quantitativement.....	75
IV 5.5	Interprétation des résultats.....	76
IV.6	Conclusion	76

CONCLUSION GENERALE.....	78
---------------------------------	-----------

BIBLIOGRAPHIQUE

ANNEX

**LISTE DES
FIGURES ET DES
TABLEAUX**

CHAPITRE I

Figure I.1 : La structure de la machine synchrone à aimant permanent	05
Figure I.2 : Le Stator et le rotor de la MSAP	06
Figure I.3 : Différentes structures rotorique pour une MSAP	07
Figure I.4 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents	08
Figure I.5 : Schéma de la MSAP dans le repère (abc)	09
Figure I.6 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)	12
Figure I.7 : Schéma du convertisseur coté réseau (Redresseur)	16
Figure I.8 : Représentation d'un filtre passe bas.....	17
Figure I.9 : Schéma du convertisseur coté machine (onduleur)	18
Figure I.10 : Schéma de simulation de la MSAP alimentée sans convertisseur	20
Figure I.11 : Vitesse et couple électromagnétique produits (sans convertisseur).....	20
Figure I.12 : Schéma bloc de l'association du convertisseur avec MSAP	21
Figure I.13 : Tension onduler et redresser	21
Figure I.14 : Vitesse et couple électromagnétique produits (avec convertisseur)	21

CHAPITRE II

Figure II.1 : Passage de système triphasé au système biphasé.....	25
Figure II.2 : Commande par orientation du champ de la MSAP (I_{ds} nul).....	26
Figure II.3 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP	27
Figure II.4 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.....	29
Figure II.5 : Différentes formes de la fonction d'appartenance	31
Figure II.6 : Caractéristiques d'un ensemble flou	32
Figure II.7 : Exemple d'une représentation floue de la variable (Vitesse).....	33
Figure II.8 : Exemple d'opérations sur des ensembles flous	34
Figure II.9 : Schéma synoptique générale d'un Régulateur flou type-1	35
Figure II.10 : Fuzzification avec fonctions d'appartenance	36
Figure II.11 : Schéma bloc d'une commande adaptative	38
Figure II.12 : Schéma synoptique de la commande adaptative directe d'un processus	39
Figure II.13 : Schéma synoptique de la commande adaptative indirecte d'un processus	40

Figure II.14 : Commande adaptative floue directe	40
Figure II.15 : Commande adaptative floue indirecte.....	41
Figure II.16 : Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type Gaussien	42
Figure II.17 : Représentation schématique d'un ensemble flou Gaussien de type-2	43
Figure II.18 : Structure Générale d'un contrôleur flou type-2.....	44

CHAPITRE III

Figure III.1 : Description des couplages	50
Figure III.2 : Schéma bloc de la compensation	51
Figure III.3 : Découplage par compensation	52
Figure III.4 : Régulateur PI	53
Figure III.5 : Boucle de régulation du courant Id.....	54
Figure III.6 : Boucle de régulation du courant Iq.....	55
Figure III.7 : Boucle de régulation de la vitesse	55
Figure III.8 : Le schéma bloc de simulation de la commande vectorielle	57
Figure III.9 : Vitesse mécanique avec un zoom (vectorielle).....	58
Figure III.10 : Résultat de simulation du couple électromagnétique	58
Figure III.11 : Schéma bloc de la structure du contrôleur PI-flou.....	59
Figure III.12 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu).....	60
Figure III.13 : Schéma bloc de simulation de la commande par logique flou	61
Figure III.14 : Vitesse mécanique avec un zoom (floue type 1).....	62
Figure III.15 : Résultat de simulation du couple électromagnétique	62
Figure III.16 : Structure du contrôleur flou type-1 adaptative	63
Figure III.17: Les fonctions d'appartenance (e), (Δe) et (Δu)	64
Figure III.18 : Schéma bloc de la commande floue adaptative appliqué à la MSAP.....	65
Figure III.19 : Vitesse mécanique avec un zoom (floue type 1 adaptative).....	65
Figure III.20 : Résultat de simulation du couple	66
Figure III.21 : Structure du contrôleur flou type-2	66
Figure III.22 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)	67
Figure III.23 : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur floue type-2	68
Figure III.24 : Vitesse mécanique avec un zoom (floue type 2).....	68
Figure III.25 : Résultat de simulation du couple électromagnétique	69

CHAPITRE IV

Figure IV.1 : Vitesse mécanique produite pour les quatre commandes avec un zoom (variation externe) 72
Figure IV.2 : Vitesse mécanique produite pour les quatre commandes avec un zoom (variation interne) 75

LISTES DES TABLEAUX

CHAPITRE II

Tableau II.1 :Méthode usuelles de l’inférence floue 37

CHAPITRE III

Tableau III.1 :Table des règles de décision pour le contrôleur flou type1 61
Tableau III.2 :Table des règles de décision pour le contrôleur flou type1 adaptative..... 64
Tableau III.2 :Table des règles de décision pour le contrôleur flou type2..... 67

CHAPITRE IV

Tableau. IV.1 : Comparaison quantitative entre les différents contrôleurs 73
Tableau IV.2 : Comparaison quantitative entre les différents contrôleurs pour test robustesse 76

**NOTATIONS
ET
SYMBOLES**

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

Paramètres de Modélisation de la Machine à aimants permanent

L	: Inductance propre d'une phase statoriques.
L _d	: Inductances cycliques directe.
L _q	: Inductances cycliques quadrature.
M	: Mutuelle inductance entre phases du stator.
R _s	: Résistance statoriques par phase.
P	: Nombre de paires de pôles.
J	: Moment d'inertie des parties tournantes.
F	: Coefficient de frottements visqueux.
E	: Tension d'alimentation de l'onduleur.

Repères

a, b, c	: Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	: Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au champ tournant.
α, β	: Axes correspondants aux référentiels fixes par rapport au stator.
Δ	: L'angle entre l'axe statoriques et l'axe rotoriques.
Θ	: L'angle entre l'axe statoriques et l'axe de référentiel biphasé.

Grandeurs électriques

V _f	: Tension rotorique.
I _f	: Courant rotorique.
V _{s a, b, c}	: Tension statoriques phase a, b, ou c.
V _{s d, q}	: Tension statoriques dans le repère d, q.
V _{s α, β}	: Tension statoriques dans le repère α, β .
I _{s a, b, c}	: Courant statoriques phase a, b, ou c.
I _{s d, q}	: Courant statoriques dans le repère d, q.
I _{s α, β}	: Courant statoriques dans le repère α, β .

Grandeurs magnétiques

- $\phi_{s,abc}$: Flux statorique phase a, b, c. s.
- ϕ_{dq} : Flux statorique sur l'axe dq .
- $\phi_{s,\alpha\beta}$: Flux statorique sur l'axe $\alpha\beta$.
- ϕ_s réf : Flux statorique de référence.
- ϕ_f : Flux constante du aux aimants permanents.

Grandeurs mécaniques

- Ω_r : Vitesse mécanique rotorique.
- Ω : vitesse de rotation du référentiel choisi.
- Ω_s : Pulsation électrique statoriques.
- Ω_r : Pulsation électrique rotorique.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- C_r : Couple résistant.
- C_f : Couple de frottement.

Significations des Abréviations Utilisées

- MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.
- MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.
- PI : Correcteur Proportionnel Intégral.
- S : Grandeur stator.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisqu'ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [**MER 18, MES 17**].

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variant. Parmi ces techniques, on trouve la logique floue qui s'applique de plus en plus dans le contrôle de la machine à induction et l'adaptation de sa commande vectorielle. Le but de l'Intelligence Artificielle est de concevoir des systèmes capables de reproduire le comportement de l'humain dans ses activités de raisonnement [**ZEG 20, LACH 20**].

La logique, au sens commun du mot, est une conception des mécanismes de la pensée qui ne devrait jamais être floue, toujours rigoureuse et formelle. Mais les mathématiciens se sont aperçus qu'il n'y avait pas, en réalité, une logique unique, mais autant de logiques qu'on veut tout étant dépendant de l'axiomatique choisie. La logique floue a pour objet d'études la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. On peut donc la situer à côté des heuristiques de résolutions de problèmes, des systèmes experts, de l'intelligence artificielle et même du traitement de la langue naturelle. Cette théorie, introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh, permet de traiter des propositions ou des États par plusieurs niveaux de vérité [**ABA 07**].

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue type-2. La logique floue type-2 est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenance exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique va nous permettre d'incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir positivement sur la sortie du système considéré [**KOU 20**].

La commande adaptative est une technique qui remonte aux années 1950, lorsque les automaticiens se sont aperçus qu'un contrôleur à paramètres fixes, n'est pas toujours capable d'assurer les performances souhaitées dans le cas où les caractéristiques du système variaient

au cours du temps. L'idée consiste à ajuster en permanence les paramètres du contrôleur afin de faire tendre l'erreur de poursuite de la trajectoire vers zéro [KOU 20].

Problématique

Aujourd'hui, l'importance de l'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans l'industrie a conduit les gens du domaine à mener des recherches approfondies pour améliorer l'efficacité de ces moteurs par un meilleur transfert d'énergie produite à travers le choix des techniques de commandes adéquates qui seront capables de compenser l'effet des perturbations paramétriques et extérieures de notre machine. Dans ce contexte, ce présent travail est consacré à l'étude de la MSAP et leurs commandes adoptées seront considérés.

L'objectif du Mémoire

L'objectif principal de notre travail est d'appliquer une technique de commande à flux orienté basée sur quatre régulateurs à savoir : PI, floue type-1, floue type-1 adaptative et floue type-2 à la machine synchrone à aimants permanents. L'essentiel de notre travail par la suite est d'arriver à dégager une étude comparative entre ces différents régulateurs développés afin de mettre en évidence l'efficacité et la robustesse de chacun d'eux.

Structure du Mémoire

Ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres sont organisé comme suit :

Le premier chapitre : on présentera l'état de l'art de la MSAP (sa construction, ses différents types, ses avantages et ses inconvénients) et la modélisation de ce dernier avec leurs convertisseurs (redresseur non commandé en série avec un onduleur à deux niveaux).

Le deuxième chapitre : sera consacré à l'aspect théorique de quatre commandes proposées à savoir : la commande vectorielle, la commande floue type1, la commande floue type1 adaptative et la commande floue type-2.

Le troisième chapitre : Ce chapitre est consacré sur l'application les commandes déjà étudié théoriquement dans le chapitre II, En fin on présentera les résultats de simulations.

Le quatrième chapitre : sera consacré à l'étude comparative entre les quatre commandes proposées dans ce mémoire afin de mettre en évidence l'efficacité et la robustesse de chacune d'elles.

Enfin, une conclusion générale des travaux réalisés et présentée, résumant les principaux résultats obtenus et présentant les perspectives envisagées.

***CHAPITRE I : L'ETAT DE L'ART ET LA MODELISATION
DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS
PERMANENTS.***

I.1 Introduction

L'utilisation croissant des moteurs synchrones à aimants permanents dans l'industrie ont poussé les chercheurs ver l'étude et la commande de ces moteurs, et pour faciliter ces derniers de la MSAP, on utilise la modélisation mathématique car il est étape essentielle pour comprendre tous les phénomènes qui se produisent durant son fonctionnement [TAB 20].

Dans ce chapitre, notre objectif est de présenter l'état de l'art des moteurs synchrones à aimants permanents (sa construction, ses différents types, ses avantages et ses inconvénients). Ensuite, la modélisation de cette machine choisie comme moteur dans notre système et son alimentation triphasée (onduleur MLI à deux niveau avec un redresseur non commandé) sera donné.

I.2. Description Générale de la Machines Synchrones à Aimants Permanents :

Le moteur synchrone à aimants permanents se compose d'un stator (partie fixe) et d'un rotor (partie mobile) [FERA 22].



Figure I.1 : la structure de la machine synchrone a aimant permanent [FERA 22].

- Stator : le stator ou l'induit est la partie fixe du moteur et il se compose de trois enroulements à courant alternatif décalé de 120° dans l'espace et dans le temps, dans des encoches d'un circuit magnétique fixe [FERA 22].
- Rotor : Le rotor ou bobine d'induction est la partie mobile de la machine et se compose d'aimants permanents. Ce dernier a l'avantage d'éviter les pertes balai de rotor et nécessite une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, la quantité de flux du rotor ne peut pas être contrôlée [FERA 22].

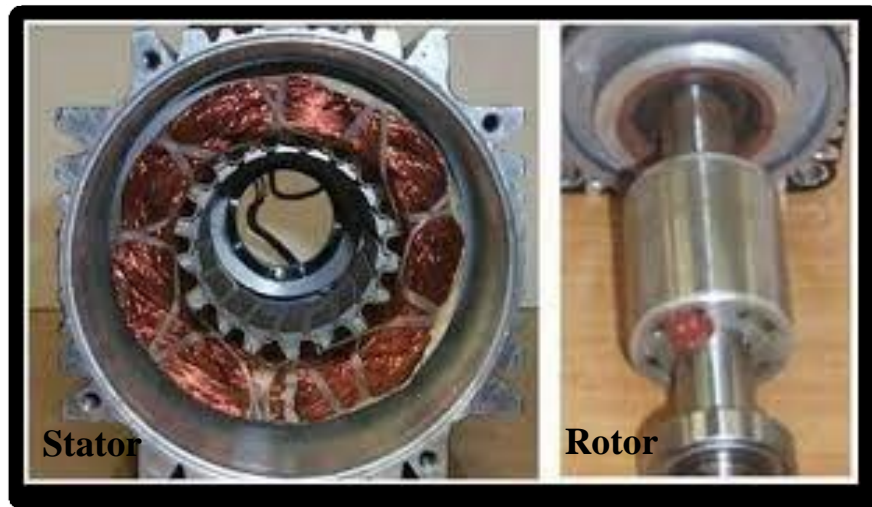


Figure I.2 : Le Stator et le rotor de la MSAP [FERA 22].

I.2.1 Les aimants utilisés pour la MSAP

Les propriétés d'un aimant permanent et la sélection des matériaux appropriés sont cruciales dans la conception d'une machine à aimant permanent. Le choix des aimants permanents est crucial car ils jouent un rôle important dans le couple énorme que l'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec le prix [GHA 22, FERH 21].

- **Les ferrites** : sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût [GHA 22, FERH 21].
- **Samarium Cobalt (SmCo₅, Sm₂Co₁₇)** : Il est beaucoup plus efficace que les autres types d'aimants en termes de densité d'énergie apparente. De 140 à 200 kJ/m³ pour SmCo₅ et de 180 à 240 [kJ/m³] pour Sm₂Co₁₇ et, ils autorisent des températures de travail (jusqu'à 350°C) mais ils sont très chers, notamment du fait de la présence de cobalt dans leur composition [GHA 22].

I.2.2 Les différents types de la MSAP

D'un point de vue mécanique, il existe quatre catégories de machines synchrones à aimants permanents [GHA 22].

- **Machine synchrone à aimant permanent montées en surfaces (MSAPs) :** Cette structure est la plus simple à construire et les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses [GHA 22].
- **Machine synchrone à insertion d'aimants permanents (MSAPI) :** par rapport à la conception précédente, les boîtiers sont crantés pour loger les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les morceaux de fer entre les aimants permanents forment des espaces inter polaires qui offrent une plus grande clarté. Cependant, les caractéristiques de cette structure sont globalement similaires à celles du MSAPS [GHA 22].
- **Machine synchrone confinée à aimant permanent (MSAPC) :** Cette conception est dérivée de celles avec des aimants permanents montés en surface. Les pièces polaires, généralement en acier doux, sont placées sur les aimants. La combinaison d'aimants et de pièces polaires crée une anisotropie du rotor et offre plus de clarté. Les pièces polaires contrôlent la forme, par ex. au stator agissant sur le profil de la pièce [GHA 22].
- **Machine Synchrone à Aimants Permanents Enterrés (MSAPE) :** Le principe de cette conception est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction résiduelle des aimants permanents. En effet, les pièces polaires guident le flux généré par des aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la moitié de la surface de la pièce polaire mesurée au niveau de l'entrefer [GHA 22].

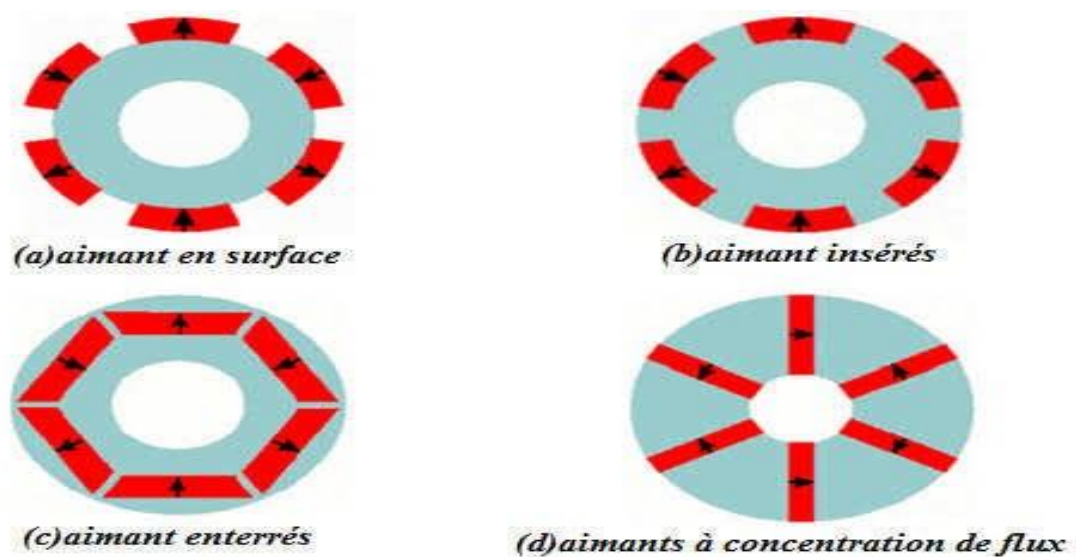


Figure I.3 : Différents structures rotorique pour une MSAP [LIT 22].

I.3 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le principe de fonctionnement des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements entraîne le rotor, composé d'aimants. La figure (I.4) montre un moteur avec un rotor et un stator bipolaires constitués d'une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases aligne le rotor. On définit le "pas" élémentaire $P(\theta)$ comme le déplacement angulaire du rotor lors du transfert de puissance d'une phase à l'autre.

Nous obtenons pour cette structure. $P\theta = 90^\circ$ 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 [BER 18, FERH 21, TAB 20 et SAI 20].

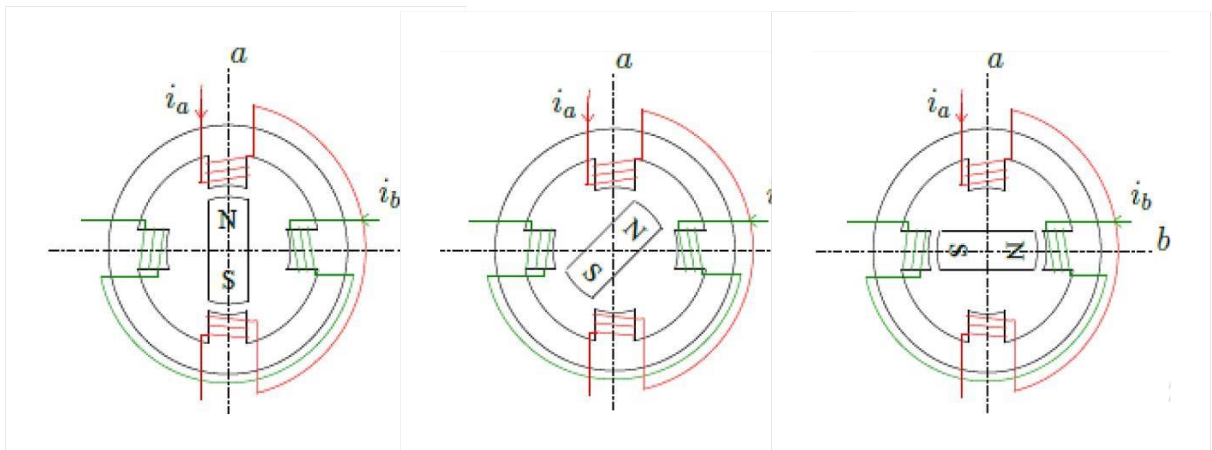


Figure I.4 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents [GHA 22].

I.4 Les avantages et les inconvénients de la MSAP :

I.4.1. Les avantages de la MSAP :

La machine synchrone présente de nombreux avantages par rapport aux autres types de machines à courant continu, synchrones et asynchrones à excitation électrique [BER 18, FERA 22 et SAI 20]. Les principaux avantages incluent :

- 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 (un bon rendement).
- Pas de courant d'excitation.
- Une capacité de fonctionnement avec une grande vitesse.

I.4.2. Les inconvénients de la MSAP :

Les principaux inconvénients incluent :

- Cout de la machine élevé.
- Les vibrations et les chocs influent sur la structure de la machine.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants [BER 18, FERA 22 et SAI 20].

I.5. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation est une méthode mathématique permettant de réduire une machine électrique à un simple système d'équations différentielles. Le formatage du modèle mathématique MSAP est nécessaire pour étudier son contrôle et sa simulation dans différents systèmes d'exploitation [BER 18, SAI 20].

I.5.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle mathématique d'une machine synchrone à aimants permanents est cohérent avec les hypothèses simplificatrices trouvées dans la plupart des publications techniques [BER 18, SAI 20 et FERH 21].

- 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.5.2. Les équations mathématiques de la Machine Synchrone à Aimants Permanents dans le repère (abc)

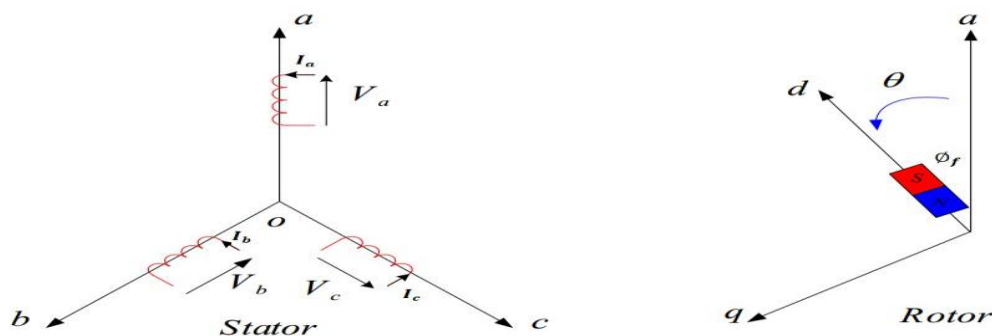


Figure 1.5 : Schéma de la MSAP dans le repère abc [GHA 22].

• **Les équations électriques**

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

[SAI 20, LIT 22] :

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} Ia \\ Ib \\ Ic \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi a \\ \phi b \\ \phi c \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

$[Va, Vb, Vc]^T$: Les tensions des phases statoriques

$[Ia, Ib, Ic]^T$: Les courants des phases statoriques

$[\phi a, \phi b, \phi c]^T$: Les flux totaux à travers les bobines statoriques

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

❖ **De rotor**

$$[Vf] = [Rf] \cdot [If] + \frac{d}{dt} [\phi f] \quad (I.2)$$

$$[If] = \begin{bmatrix} If \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [Rf] = \begin{bmatrix} Rf & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [Vf] = \begin{bmatrix} Vf \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Équations magnétiques

❖ Flux statoriques

$$[\phi s] = [Ls] \cdot [Is] + [Msf] \cdot [If] \quad (I.4)$$

❖ Flux rotorique

$$[\phi f] = [Lf] \cdot [If] + [Msf] \cdot [Is] \quad (I.5)$$

$$[Lf] = \begin{bmatrix} Lf & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

La matrice $[Ls]$ est une matrice carrée d'ordre 3, elle contient des terme constants que nous regroupons dans $[Ls0]$ et les terme variables dépendant de (Θ) , que nous regrepons dans $[Ls2(\Theta)]$

On pose :

$$[Ls] = [Ls0] + [Ls2] \quad (I.7)$$

$$[Ls0] = \begin{bmatrix} Ls0 & Ms0 & Ms0 \\ Ms0 & Ls0 & Ms0 \\ Ms0 & Ms0 & Ls0 \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[Ls2] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$[Msf]$: Est la matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator

$$[Msf] = Mf \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [Msf] = [Mfs]^t \quad (I.10)$$

$$[Vs] = [Rs] \cdot [Is] + \frac{d}{dt} ([Ls] \cdot [Is] + [Msf] \cdot [If]) \quad (I.11)$$

$$[Vf] = [Rf] \cdot [If] + \frac{d}{dt} ([Lf] \cdot [If] + [Msf] \cdot [Is]) \quad (I.12)$$

• Équation mécanique

L'équation mécanique de MSAP est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = P(Cem - Cr) - F\Omega \quad (I.13)$$

Avec

Cem : couple électromagnétique (couple moteur).

Cr : couple de charge (couple résistant).

F : coefficient de frottement

P : nombre de pôle de pôles

Ω : vitesse mécanique de rotation.

I.5.3 Transformation de Park

Le modèle biphasé de la MSAP mise en œuvre convertissant la référence triphasée réelle en une référence biphasée fictive, qui n'est en fait qu'une variation fondamentale des grandeurs physiques (tensions, flux et courants). Cela conduit à des dépendances indépendantes sur (θ) et à une réduction de l'ordre des équations de la machine. La transformation Électricien la plus connue est la transformation Park [BEN 22].

La Figure (I.6) présente la MSAP dans modèle de Park. Le signe (oa) est constant. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω .

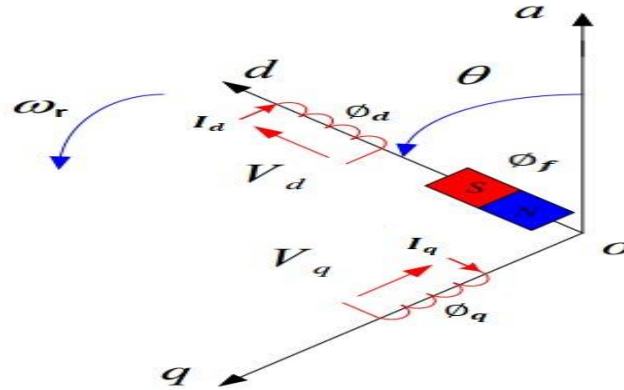


Figure I.6 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q) [BER 18].

1. Passage direct : triphasé au biphasé La matrice de passage notée $[P(\theta)]$ appelée matrice de Park est donnée par [LIT 22] :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

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

$$[V_{abc}] = [P(\theta)][V_{dq0}] \quad (I.15)$$

2. Passage inverse : biphasé au triphasé

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

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Le passage du système biphasé au système (a, b, c) lié au rotor se fait en utilisant les relations suivantes :

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{abc}] \quad (I.17)$$

On note que :

- d, q : Indices des composantes de Park directe et en quadrature.
- $P(\Theta)$: Matrice de passage de Park.

I.5.4. Choix de repère de référence de PARK

Afin d'étudier la théorie des régimes MPAP, trois systèmes d'axes de coordonnées du plan des axes (d, q) sont distingués [BER 18, SAI 20, FERH 21 et BEN 22].

- **Référentiel lié au stator :**

Dans ce cas, les axes de référence (d, q) sont fixes par rapport au stator, la vitesse de la trame PARK est :

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

- **Référentiel lié au rotor :**

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

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

- **Référentiel lié au champ tournant :**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont fixes par rapport au champ électromécanique tournant généré par les bobinages statoriques. La vitesse du marqueur PARK correspond à la vitesse du champ tournant :

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

ω : Pulsation de l'alimentation.

I.5.5. Application de la transformation de Park à la MSAP :

En appliquant la transformée de Park au système d'équations, tous les vecteurs liés au rotor du système peuvent être exprimés. Après avoir développé les équations, on obtient les équations suivantes [LIT 22] :

I.5.5.1 Équations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

I.5.5.2 Équations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_d I_{ds} + \Phi_f \\ \Phi_{qs} = L_q I_{qs} \end{cases} \quad (I.19)$$

En introduisant (I.5) dans (I.6) on aura :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_q I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_q \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_d I_{ds} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (I.20)$$

- **Expression du couple électromagnétique :**

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

$$cem = \frac{dwe}{d\theta} = p \frac{dwe}{d\theta} \quad (I.21)$$

I.5.5.3 Équation mécanique

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$p(t) = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (I.22)$$

En remplaçant V_{ds} et V_{qs} par leur expressions il vient que :

$$p(t) = \frac{2}{3} [R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) - (I_{ds} \frac{d}{dt} \Phi_{ds} + I_{qs} \frac{d}{dt} \Phi_{qs}) + \frac{d}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})] \quad (I.23)$$

D'où:

Le 1er terme représente la chute de tension Ohmiques (pertes par effet joule).

Le 2ème terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

Le 3ème terme représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$Pe = Ce . \Omega \quad (I.24)$$

D'où :

$$Ce = \frac{3}{2} p [\Phi_{ds} I_{qs} + \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (I.25)$$

$$Ce = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}] \quad (I.26)$$

Avec

p : nombre de pair de pôles.

I.5.6 Modèle d'état de la MSAP

D'après les équations précédentes [LIT 22] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} Ids = \frac{1}{Ld} (Vds - Rs Ids + \Omega Lq Iqs) \\ \frac{d}{dt} Iqs = \frac{1}{Lqs} (Vqs - Rs Iqs - \Omega Ld Ids - \Omega \phi_f) \\ Ce = \frac{3}{2} p [(Ld - Lq) Ids Iqs + \phi_f Iqs] \\ Ce - Cr - f \Omega = j \frac{d}{dt} \Omega \end{array} \right. \quad (I.27)$$

On peut écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \\ [Y] = [C][X] + [D][V] \end{cases} \quad (I.28)$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'entrée.

[V] : Vecteur de commande.

[X] : Vecteur d'état.

[C] : Matrice de sortie.

[D] : Matrice de transfert direct.

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (I.26) comme suit :

$$\frac{d}{dt} [X] = [A][X] + [B][V] \quad (I.29)$$

Avec :

$$[X] = [Ids \ Iqs]^T \quad \text{et} \quad [V] = [Vds \ Vqs \ \phi_f]^T$$

Et

$$\begin{bmatrix} \dot{Ids} \\ \dot{Iqs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & \Omega \frac{Lq}{Ld} \\ \Omega \frac{-Ld}{Lq} & \frac{-Rs}{Lq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & -\frac{\Omega}{Lq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vds \\ Vqs \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

On pose :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & \Omega \frac{Lq}{Ld} \\ \Omega \frac{-Ld}{Lq} & \frac{-Rs}{Lq} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & -\frac{\Omega}{Lq} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

On peut écrire la matrice [A] et [B] comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & 0 \\ 0 & \frac{-Rs}{Lq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{Lq}{Ld} \\ \frac{-Ld}{Lq} & 0 \end{bmatrix} \Omega \quad (I.32)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{Lq} \end{bmatrix} \Omega \quad (I.33)$$

I.6. Modélisation de l'alimentation de la machine :

I.6.1 Modélisation du convertisseur Coté Réseau (Redresseur) :

Un redresseur est un convertisseur statique qui convertit l'électricité du courant alternatif en courant continu. Ce type de redresseur est constitué de trois diodes cathodiques communes (D1, D2, D3) fournissant I_d et de trois diodes anodiques communes (D1, D2, D3) fournissant le courant inverse I_d . Le redresseur permet de réguler les courants autour de leur valeur de référence à l'aide de bascules à hystérésis. Représentez le nombre suivant par la figure (I.7) [DJA 12].

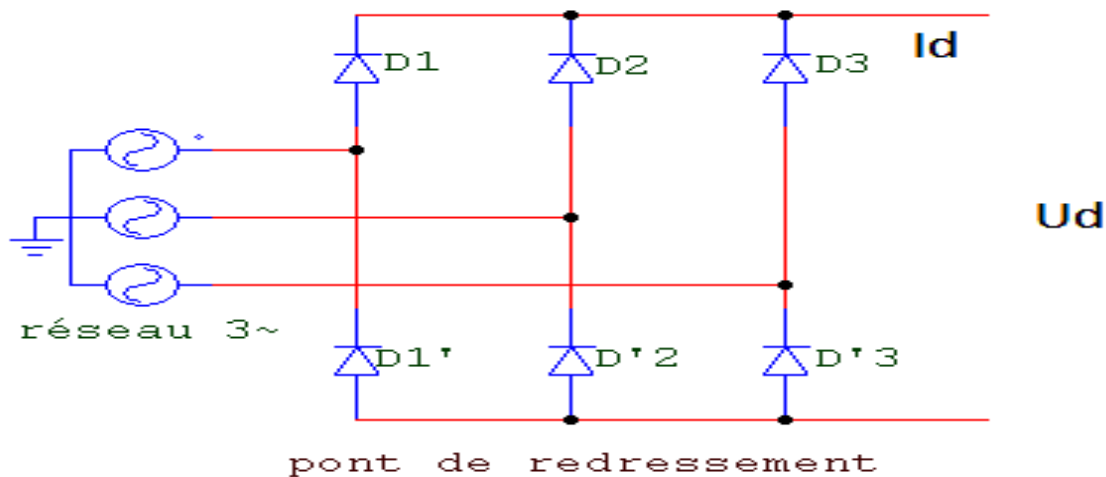


Figure I.7 : Schéma du convertisseur coté réseau (Redresseur) [DJA 12].

Le redresseur est alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V1(t) = V_{MAX} \cdot \cos w(t) \\ V2(t) = V_{MAX} \cdot \cos \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V3(t) = V_{MAX} \cdot \cos \left(wt - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (I.34)$$

La tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par :

$$U_d(t) = \max[v1(t), v2(t), v3(t)] \min[v1(t), v2(t), v3(t)] \quad (I.35)$$

La valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} = v_{max} \quad (I.36)$$

I.6.2 Modélisation d'un filtre :

On utilise un filtre passe bas pour réduire le taux d'ondulation de la tension redressée

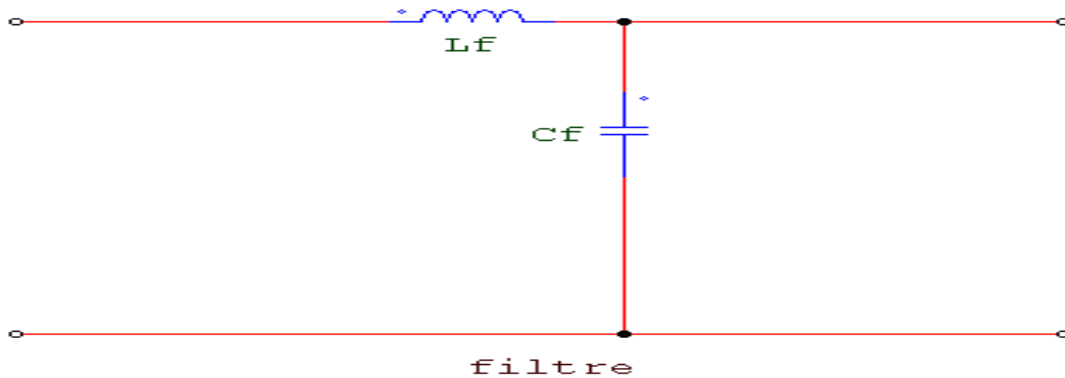


Figure I.8 : Représentation d'un filtre passe bas.

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d(t) = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i_s(t)) \end{cases} \quad (I.37)$$

$u_d(t)$: est la tension redressée.

$u_{dc}(t)$: est la tension filtrée appliquée à l'onduleur

I.6.3 Modélisation du convertisseur coté machine (Onduleur) :

L'onduleur est un convertisseur statique d'énergie qui permet de générer des tensions alternatives à partir de la tension du bus continu. L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras. Chaque bras comprend deux interrupteurs. Et pour chaque interrupteur, une diode de récupération est montée en tête-bêche avec le semi-conducteur contrôlable [DJA 12].

- **Commande d'onduleur**

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la figure suivante [DJA 12] :

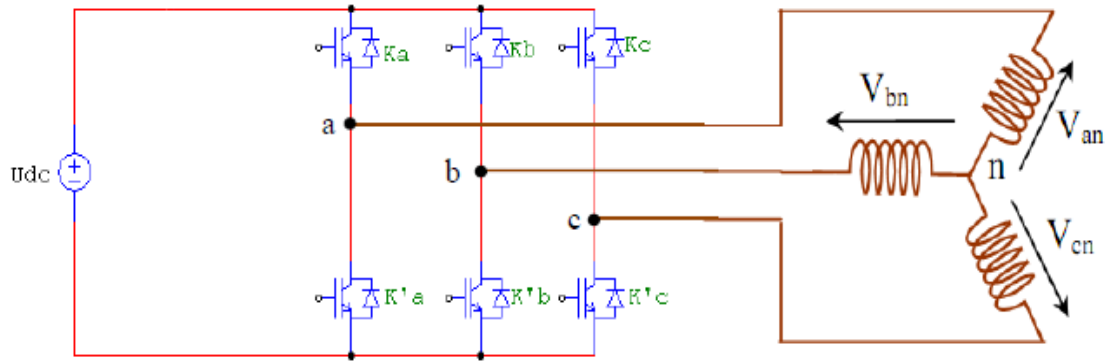


Figure I.9 : Schéma du convertisseur coté machine (onduleur) [DJA 12].

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (I.38)$$

Sachant que :

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples de la machine. Et V_{n0} est la tension fictive entre le Neutre de la machine et le point fictif « o ».

On fait l'addition :

$$V_a + V_b + V_c = V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} + 3V_{n0} \quad (I.39)$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique, donc :

$$V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} + 3V_{n0} = 0 \quad (I.40)$$

$$D'où : V_{n0} = -\frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (I.41)$$

On remplace l'équation (I-41) dans l'équation (I-38), on trouve le système suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} + \left(-\frac{1}{3}\right)V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \left(-\frac{2}{3}\right)V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \left(-\frac{1}{3}\right)V_{b0} - \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (I.42)$$

On peut écrire le système (I.42) sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

$$\text{Sachant que : } \begin{cases} V_{a0} = S_1 \cdot \frac{U}{2} \\ V_{b0} = S_2 \cdot \frac{U}{2} \\ V_{c0} = S_3 \cdot \frac{U}{2} \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

Tel que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 \text{ si } k_1 \text{ est fermé sinon } s_1 = 0 \\ S_2 = 1 \text{ si } k_2 \text{ est fermé sinon } s_2 = 0 \\ S_3 = 1 \text{ si } k_3 \text{ est fermé sinon } s_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

Quand remplace (I-44) dans (I-43) on trouve que :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

Le système (I-46) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI.

I.7. Résultat de simulation :

Pour valider notre étude, nous avons simulé notre modèle de notre machine à l'aide de MATLAB SIMULINK et noté le comportement de la vitesse et du couple électromagnétique. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

I.7.1. Alimenté directement par la source :

- Schéma de bloc du modèle de la MSAP Sans onduleur :

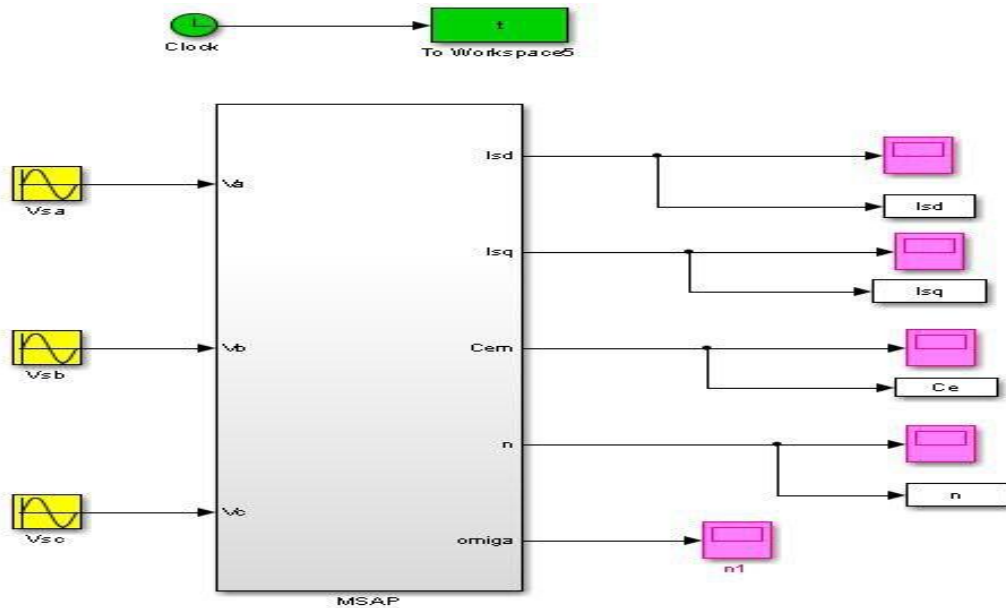


Figure I.10 : Schéma de simulation de la MSAP alimentée sans convertisseur.

• Résultats de simulation :

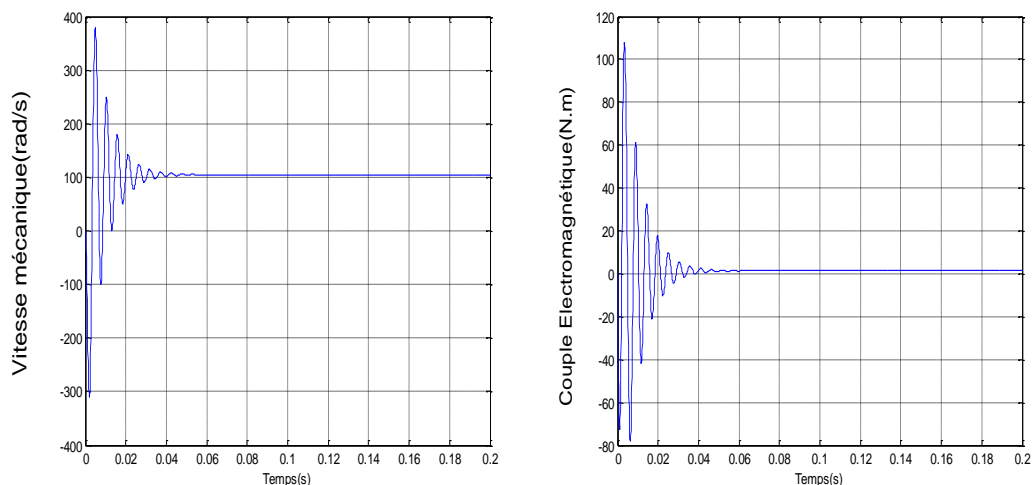


Figure I.11 : Vitesse et couple électromagnétique produits (sans convertisseur).

• Interprétation des résultats :

En première étape, on a simulé la MSAP qu'alimentée directement sans convertisseur et sans application du couple de résistance, on remarque que :

Le régime transitoire est oscillatoire pour les deux grandeurs de la machine. Dès que la machine atteint son régime permanent, sa vitesse de rotation se rapproche de la vitesse nominale, et le couple électromagnétique se stabilise à valeur proches de zéro lorsque le moteur à vide avec présence de frottements visqueux.

I.7.2. Alimenté à partir un convertisseur :

- **Schéma de bloc du modèle de la MSAP Avec onduleur :**

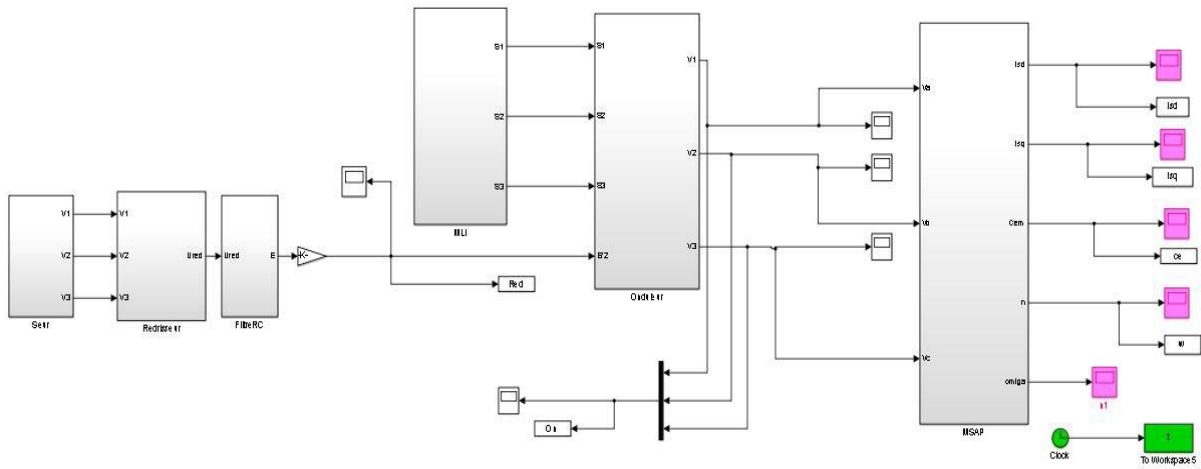


Figure I.12 : Schéma bloc de l'association du convertisseur avec MSAP.

- **Résultat de simulation :**

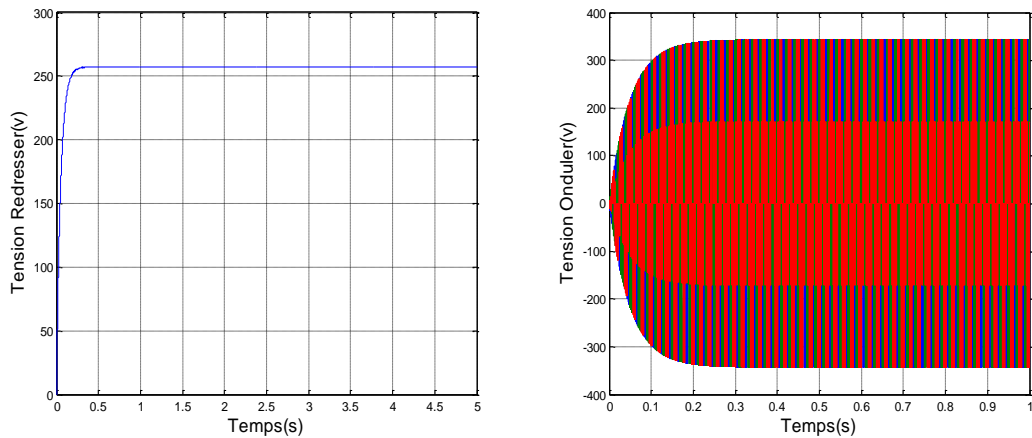


Figure I.13 : Tension onduleur et redresser.

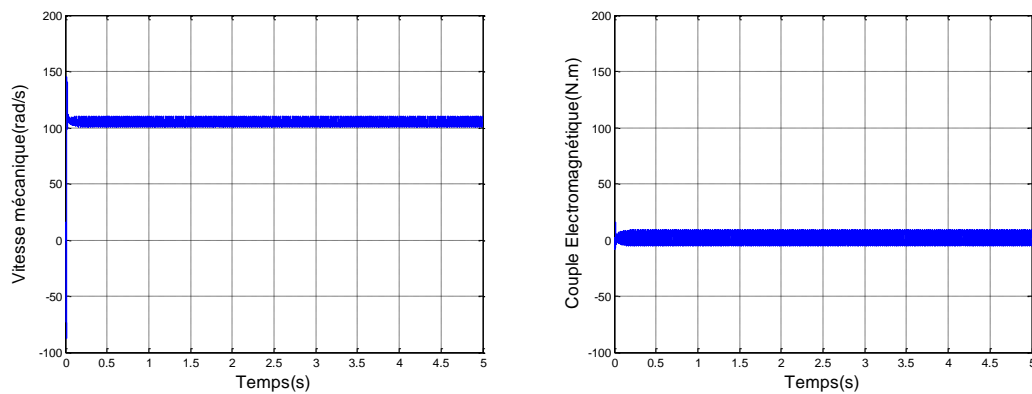


Figure I.14 : Vitesse et couple électromagnétique produits (avec convertisseur).

- **Interprétation des résultats :**

La figure (I.13) représente la réponse de la tension redressée par un redresseur non commandé et la tension ondulée par un onduleur, on remarque que la tension de sortie de l'onduleur a une forme d'onde périodique non sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde, Il est clair que la tension redressée est vrai continu a valeur max de tension AC.

Les mêmes résultats donnés sans **convertisseur** sauf que la présence de **convertisseur** (onduleur) crée une ondulation dans les deux grandeurs vitesse et couple.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude théorique de notre machine synchrone à aimants permanents, qui comprend : sa construction, ses différents types, ses avantages et ses inconvénients. Par la suite, nous avons modélisé, dans une première étape, la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park (Repère biphasé (d, q)) lié au champ tournant qui réduit la complexité du modèle, puis, dans une seconde étape, le convertisseur qu'est' alimenter cette machine qui est un redresseur triphasé non commandé en série avec un onduleur triphasé permet l'application des commandes pour contrôler la puissance mécanique produit.

***CHAPITRE II : L'ASPECT THEORIQUE DES
COMMANDES APPLIQUEES.***

II.1 Introduction

Afin d'obtenir une énergie mécanique de haute qualité de control générée par une machine synchrone à aimants permanent, il est nécessaire de sélectionner des techniques de contrôle appropriées pour contrôler les puissances mécaniques générées par le rotor de cette machine, et pour cela il faut choisi des techniques de commandes adéquates permettant le control de la vitesse et le couple mécanique à celle de référence pour assurer une meilleure efficacité de notre système.

A cet effet, nous présenterons dans ce chapitre l'aspect théorique de quatre normes maintenues, à savoir : la commande vectorielle basée sur des régulateurs PI, la commande floue type 1 basée sur des régulateurs flous de type1, la commande floue type 1 adaptative basée sur des régulateurs flous de type 1 adaptatives et la commande floue de type 2 basée sur des régulateurs flous de type 2.

II.2 Commande vectorielle

Cette commande est l'une des méthodes utilisées pour optimiser la qualité d'énergie mécanique produite. Dans cette technique, nous proposons un algorithme de commande basé sur l'orientation du flux statorique de la machine qui met en évidence les relations entre les grandeurs de puissance mécanique (Vitesse et couple électromagnétique) et les tensions statoriques générées par l'onduleur. Ces relations permettent l'action sur les signaux statoriques afin de contrôler indépendamment l'échange de la vitesse générées au rotor de la machine [FERA 22, SAI 20].

II.2.1 Principe de la commande vectorielle

L'idée de base de cette méthode de contrôle est de convertir le comportement MSAP en comportement MCC. Cette méthode consiste à transformer les grandeurs électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur flux. Cela permet de contrôler le flux de la machine via le courant stator I_{ds} . Alors que la composante I_{qs} aide à contrôler le couple électromagnétique, elle correspond au courant MCC induit. Lorsque le courant I_{ds} circule dans le même sens que le flux du rotor, le flux statorique suivant de l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui entraîne une augmentation du flux de l'entrefer [FERA 22, BER 18, SAI 20].

D'autre part, lorsque le courant I_{ds} est négatif, le flux du stator s'oppose au flux du rotor, ce qui entraîne une réduction du flux d'entrefer (défluxage).

Le moment électromagnétique développé par MSAP peut être écrit dans le système Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \phi_f] \quad (II.1)$$

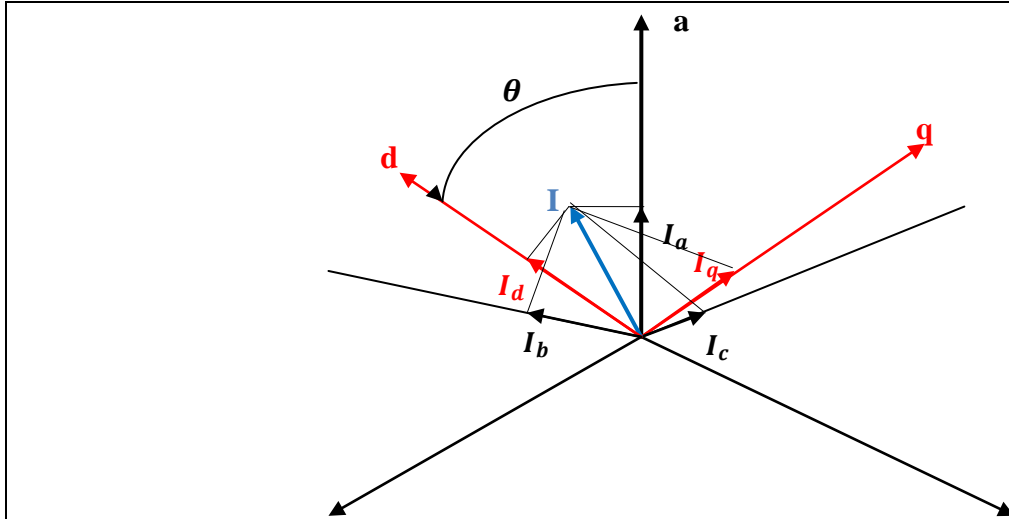


Figure II.1 : Passage de système triphasé au système biphasé [BER 18].

Parmi les stratégies de contrôle, celle qui consiste à maintenir la séquence nulle est souvent utilisée. Cette stratégie permet d'obtenir une loi de commande simplifiée avec une dépendance linéaire du couple au courant. On retrouve donc une caractéristique similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée [FERA 22, BER 18, SAI 20].

Lorsque le courant est forcé à zéro, la composante de flux du stator devient plus petite :

$$\phi_d = \phi_f \quad (II.2)$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p I_q \phi_f \quad (II.3)$$

Comme le flux ϕ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_q . Donc :

$$C_{em} = K_t I_q \quad (II.4)$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} p \phi_f \quad (II.5)$$

La stratégie la plus courante consiste à maintenir le flux de réaction d'induit au carré du flux de rotor, comme indiqué sur la figure (II.2) ou les aimants sont remplacé par un enroulement traversé par un courant constant lorsqu'il génère un flux égal à celui des aimants [FERA 22, BER 18, SAI 20].

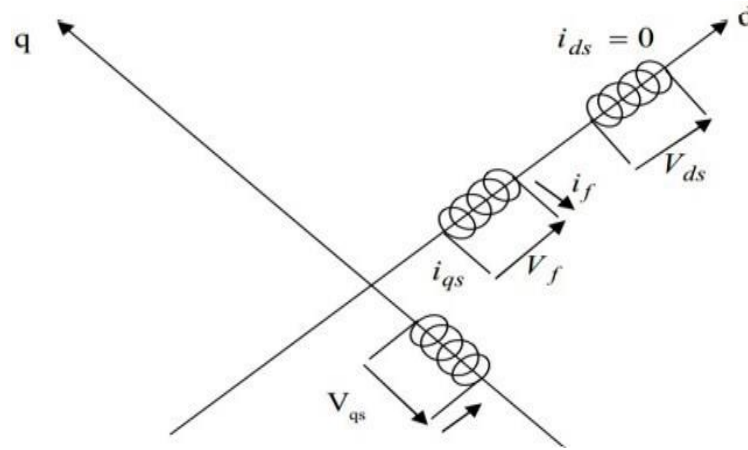


Figure II.2 : Commande par orientation du champ de la MSAP (I_{ds} nul) [BER 18].

L'expression du couple électromagnétique est la même que pour une machine à courant continu à excitation séparée, et un contrôle indépendant du couple et du flux est introduit, et les courants doivent être : Dans ce cas, le modèle de la machine devient la référence du point Park

$$\begin{aligned} V_d &= -\omega_r L_q I_q \\ V_q &= R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \Phi_f \end{aligned} \quad (II.6)$$

II.2.2 Commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension :

II.2.2.1. Description du système global :

La figure (II.3) montre le schéma générale commande de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) . La machine étant découplée selon les deux axes (d, q) , l'axe d est piloté par une seule boucle, tandis que l'axe q est piloté par deux cascades ; un interne pour le contrôle du courant et l'autre externe pour le contrôle de la vitesse [FERA 22, BER 18 et SAI 20].

La vitesse est régulée par une boucle externe, la sortie de son régulateur permet la génération du courant de référence I_{qref} , qui est comparé à la valeur du courant I_{qs} , résultant

de la mesure des courants réels et de leurs erreurs appliquées à l'entrée courant du régulateur I_{qs} soit appliqué. Parallèlement à cette boucle se trouve une boucle de réglage de I_d courant, qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant I_{ds} et I_{qs} sont reliées au bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence, V_{dref} et V_{qref} . Grâce à la transformation de Park inverse, nous obtenons les références de tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI [FERA 22, BER 18 et SAI 20].

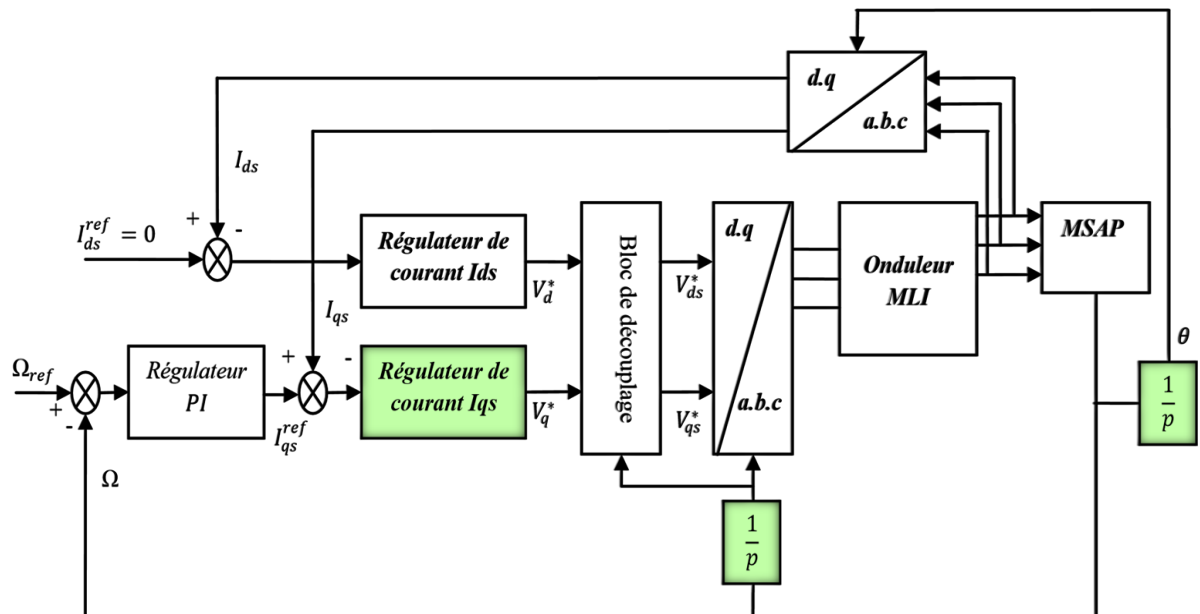


Figure II.3 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP [GHA 22].

II.2.2.2 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

➤ Les avantages de la commande vectorielle [FERA 22, SAI 20] :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

➤ Les inconvénients de la commande vectorielle [FERA 22, SAI 20] :

Le contrôle vectoriel par orientation du flux présente un certain nombre d'inconvénients

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques.

II.3. Commande par logique floue type 1

II.3.1 Généralité sur la logique floue type1

La logique floue est une technique d'intelligence artificielle. Le principe d'incertitude de Heisenberg, qui a conduit au développement de la "logique à plusieurs valeurs" ; dans les années 1920 et 30. En 1937, le philosophe Max Black utilise une logique continue basée sur une échelle de valeurs vraies {0, 1/2 et 1} pour classer des éléments ou des symboles. Les fondements théoriques de la logique floue ont été formalisés en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh de l'Université de Californie à Berkeley. À cette époque, la théorie de la logique floue n'était pas prise au sérieux. Parce que les ordinateurs qui fonctionnent exactement selon le principe du "tout ou rien" (1 ou 0) ont commencé à fonctionner. Par contre La logique floue, quant à elle, permettait de traiter des variables imprécises dont la valeur pouvait varier entre 1 et 0. À l'origine, la théorie était appliquée à des domaines non techniques tels que la médecine et les affaires. Mamdani a été le premier à utiliser ce nouveau formalisme. Depuis 1985, la logique floue est utilisée dans des domaines aussi divers que l'automatisation, la robotique, la gestion du trafic, le contrôle aérien et l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [HEL 20].

II.3.1.1 Définition de la logique floue type 1 :

La logique floue est une technique de traitement de l'incertitude et vise à : représenter des connaissances imprécises basées sur des termes linguistiques communs tels que petit, grand, moyen, etc. Elle permet des valeurs intermédiaires entre vrai et faux et même des chevauchements entre elles [HEL 20].

II.3.1.2 Principe de la logique floue type 1 :

Le principe de correspondance en logique floue est proche de l'approche humaine car les variables traitées ne sont pas des variables booléennes mais des variables linguistiques proches du langage humain. De plus, ces variables linguistiques sont manipulées à l'aide de règles basées sur une certaine connaissance du comportement du système. Un certain nombre de concepts fondamentaux se développent en logique floue. Avec ces concepts, vous pouvez démontrer et justifier certains principes de base [HEL 20].

II.3.1.3 Domaine d'application de la logique floue type 1 :

Les systèmes flous sont utilisés dans une variété d'applications industrielles, managériales et médicales. Ses utilisations comprennent [ZEG 20, FERH 21 et SAI 20] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...).
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ... etc.)
- Systèmes autonomes mobiles.
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur ...)

II.3.1.4. Les avantages et les inconvénients de la logique floue type 1 :

Les principaux avantages sont [HEL 20] :

- La commande floue est en général robuste.
- La commande peut facilement être auto-adaptative.
- Pas de modèle mathématique requis pour le procédé à réguler.
- La théorie est simple et peut s'appliquer à des systèmes complexes.

Les principaux inconvénients sont [HEL 20] :

- La précision du réglage souvent peu élevée.
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).
- La technique de réglage est totalement empirique.
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.

II.3.2 Notions fondamentales sur la logique floue type 1 :

II.3.2.1 Définition d'un ensemble flou :

Dans la théorie des ensembles conventionnelle, une chose appartient ou n'appartient pas à un ensemble donné. La théorie de ces ensembles flous repose donc sur l'idée d'appartenance partielle chaque élément appartient partiellement ou de proche en proche à des ensembles flous prédéfinis. Le contour de chaque ensemble flou de la Figure II.4 n'est pas "net" mais "flou". Ou "progressivement", ce qui distingue les deux théories des ensembles. Dans ensembles flous, l'appartenance partielle d'une chose à un ensemble donné et appelée degré d'appartenance. ZADEH a défini les ensembles flous comme des termes linguistiques tels que : zéro, grand, négatif, petit...

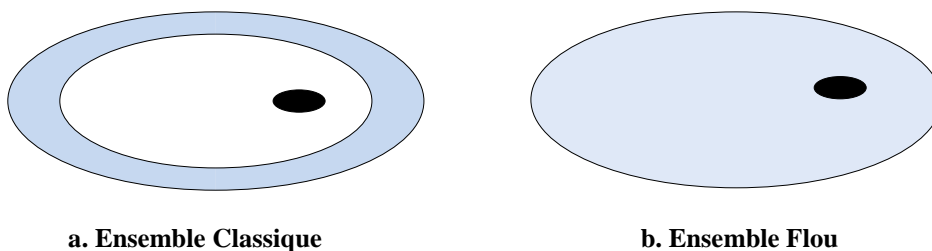


Figure II.4 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou [HEL 20].

Dans les ensembles classiques le degré d'appartenance est 0 ou 1, alors que dans la théorie des ensembles flous le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1, on parle alors de la fonction d'appartenance μ [HEL 20].

II.3.2.2 Fonction d'appartenance :

Au lieu de la logique binaire traditionnelle appartenant à un ensemble "vrai" ou "faux", la logique floue permet des degrés d'appartenance à un ensemble spécifique. Le degré d'appartenance à un ensemble flou est représenté par un nombre compris entre 0 et 1. La valeur exacte de la fonction d'appartenance associée à la valeur de la variable est notée μ et est appelée "facteur d'appartenance". Par souci de simplicité, nous présentons ci-dessous fonctions d'appartenance [FERA 22, SAI 20].

- **Les types des fonction d'appartenance :**

a) Fonction triangulaire :

Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$, qui déterminent les coordonnées des trois sommets (figure II.5-a)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (II.7)$$

b) Fonction d'appartenance trapézoïdale :

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$, (figure II.5-b)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{a-b} & \text{si } a < x \leq b \\ 1 & \text{si } b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (II.8)$$

c) Fonction d'appartenance gaussienne :

Elle est définie par deux paramètres $\{\sigma, m\}$, (figure II.5-c)

$$\mu(x) = \exp \left[- \left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad \text{si} \quad -\infty < x \leq +\infty \quad (II.9)$$

d) Fonction d'appartenance sigmoïde :

Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$, (figure II.5-d)

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x-c))} \tag{II.10}$$

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

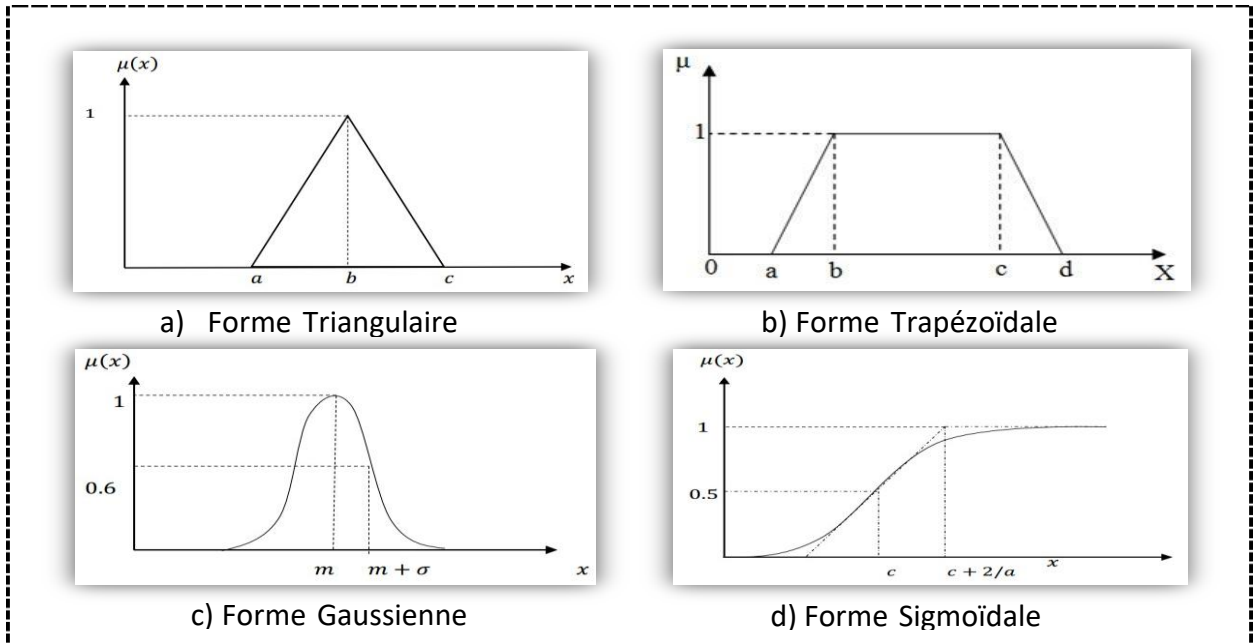


Figure II.5 : Différentes formes de la fonction d'appartenance [SAI 20].

II.3.2.3 Caractéristiques des ensembles flous

Soit A un sous ensemble flou de X. On définit les propriétés suivantes de cet ensemble flou (figure II.6) [FERH 21, SAI 20 et LACH 22].

1.Support :

Le support de A est une partie de X dans laquelle la fonction d'appartenance de « A » est non nulle.

$$\text{supp}(A) = \{ x \in X / \mu_A(x) \neq 0 \} \tag{II.11}$$

2. Noyau :

Le noyau de A est l'ensemble des éléments de X pour lesquels la fonction d'appartenance de A vaut 1.

$$\text{Noy}(A) = \{ x \in X / \mu_A(x) = 1 \} \tag{II.12}$$

En d'autres termes, le noyau est constitué d'éléments qui satisfont pleinement la caractéristique sombre définie par A. Si le noyau n'est pas vide, l'ensemble flou A est dite normal ou normalisé, sinon sous-normale. Si A est classique alors :

$$\text{Noy} (A) = A.$$

3.Hauteur :

La hauteur de l'ensemble flou A dans X est la valeur maximale de la fonction d'appartenance le degré d'appartenance le plus élevé de A.

$$H(A) = \max\{\mu_A(x); x \in X = 0\} \tag{II.13}$$

Si : $\text{No} (A) \neq \emptyset$, alors la hauteur $H(A)=1$

4.Couple de niveau α :

On appelle le couple de plan α ou α -intersection de l'ensemble flou A pour une valeur donnée de $\alpha \in [0,1]$, le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x, \mu_A(x) \geq \alpha\} \tag{II.14}$$

Une α -coupe telle que $\mu(x) \geq \alpha, \forall x \in A_\alpha$ est dite stricte.

On appelle α -niveau ou α -coupe telle que $\mu(x) = \alpha, \forall x \in A_\alpha$ et on note par :

$$A_\alpha = \{x, \mu_A(x) = \alpha\} \tag{II.15}$$

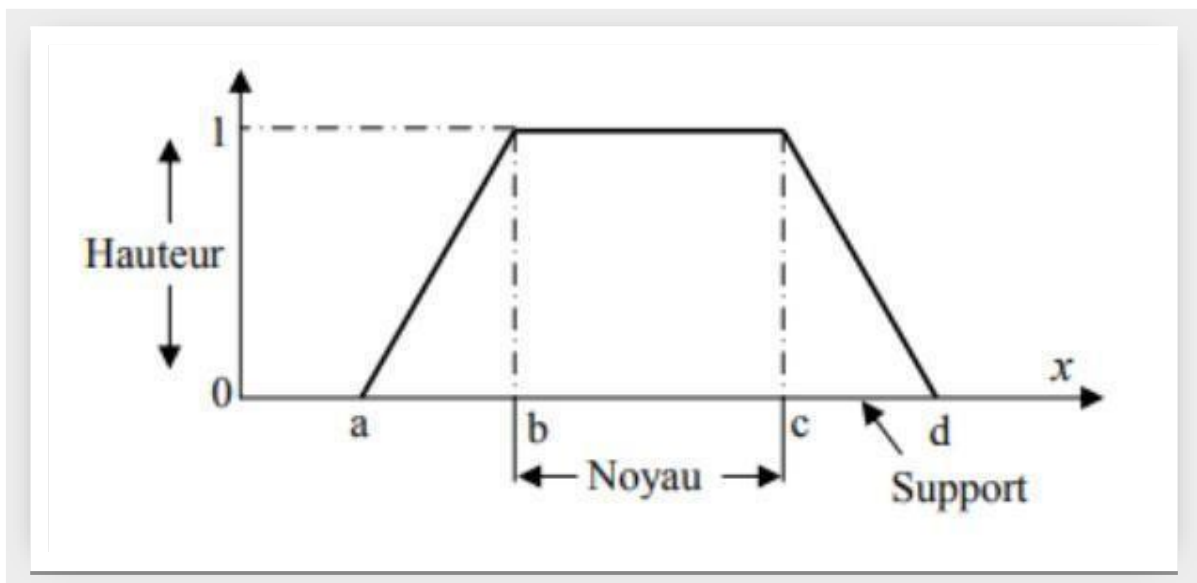


Figure II.6 : Caractéristiques d'un ensemble flou [SAI 20].

II.3.2.4 Universaire du discours :

C'est l'ensemble des valeurs réelles (l'intervalle numérique) qui peut prendre la variable floue, en général l'univers de discours est noté par des lettres en majuscule « *U, W, ...* ». Les valeurs linguistiques seront alors projetées dans l'univers de discours pour définir le sous-ensemble associé à chaque valeur linguistique [FERH 21, SAI 20].

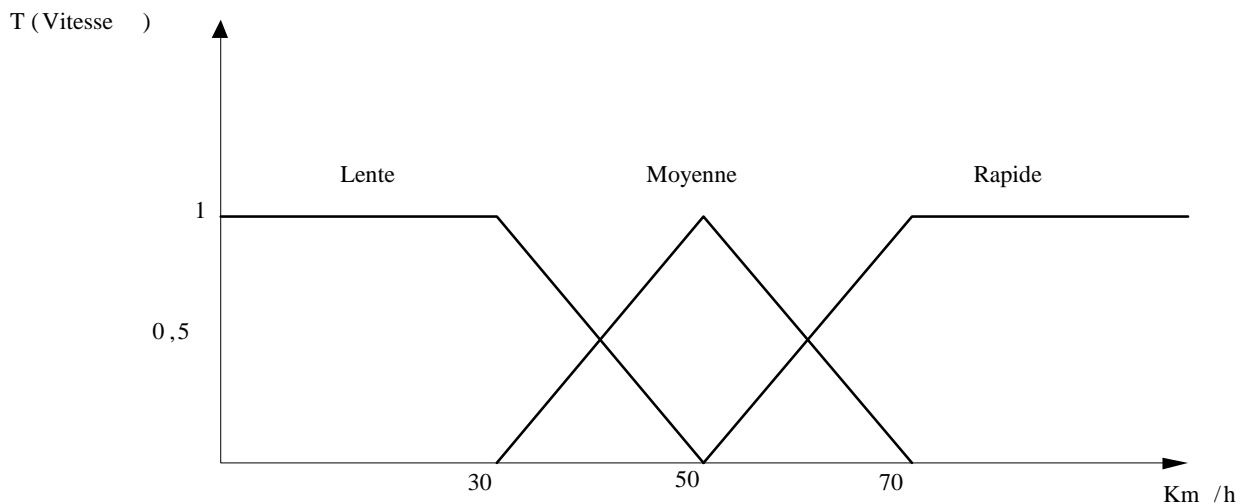
II.3.2.5 Les variables linguistiques :

Le concept de variables linguistiques permet de modéliser une connaissance imprécise ou peu claire d'une variable dont la valeur est inconnue. Une variable linguistique peut être représentée par un triplet (x, T(x), X) avec [HEL 20] :

- « X » le nom de la variable linguistique,
- « T(x) » l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de « x »
- « X » univers de discours

Par exemple :

X = vitesse est une variable linguistique, sa valeur fixée pourrait être : T(vitesse) = [Lent, Moyen, Rapide] où chaque terme de T(vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers du discours X = [0, 70] (figure II.7).



FigureII.7 : Exemple d'une représentation floue de la variable (Vitesse) [HEL 20].

II.3.2.6 Les opérateurs flous :

Comme en théorie classiques des ensembles, on définit l'intersection (\cap), l'union (\cup) des ensembles flous ainsi et le complémentaire ($\bar{}$) de l'ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs « ET » « OU » et « NON ». De nouvelles fonctionnalités d'abonnements pources opérateurs sont encours de définition [FERH 21, SAI 20].

- **Union (opérateur OU) :** L'union de deux sous-ensembles flous A et B de E est le sous-ensemble flou $A \cup B$ qui est défini par le plus grand sous-ensemble flou qui contenant A et B . Sa fonction d'appartenance est donnée par :

$$x \in A \cup B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cup B} / \mu_{A \cup B}(x) = \max [\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{II.16}$$

- **Intersection (opérateur ET) :** L'intersection de deux sous-ensembles flous A et B avec est un sous-ensemble flou $A \cap B$ qui est défini par le plus petit sous-ensemble contenu à la fois dans A et dans B . Sa fonction d'appartenance est donnée par :

$$x \in A \cap B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cap B} / \mu_{A \cap B}(x) = \min [\mu_A(x), \mu_B(x)] \tag{II.17}$$

- **Complément (opérateur NON) :** Le complémentaires du sous-ensemble flou A de E est L'Ensemble flou noté par \bar{A} dont la fonction d'appartenance est donnée par :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{II.18}$$

La figure (II.8) résume ces opérations, de façon graphique :

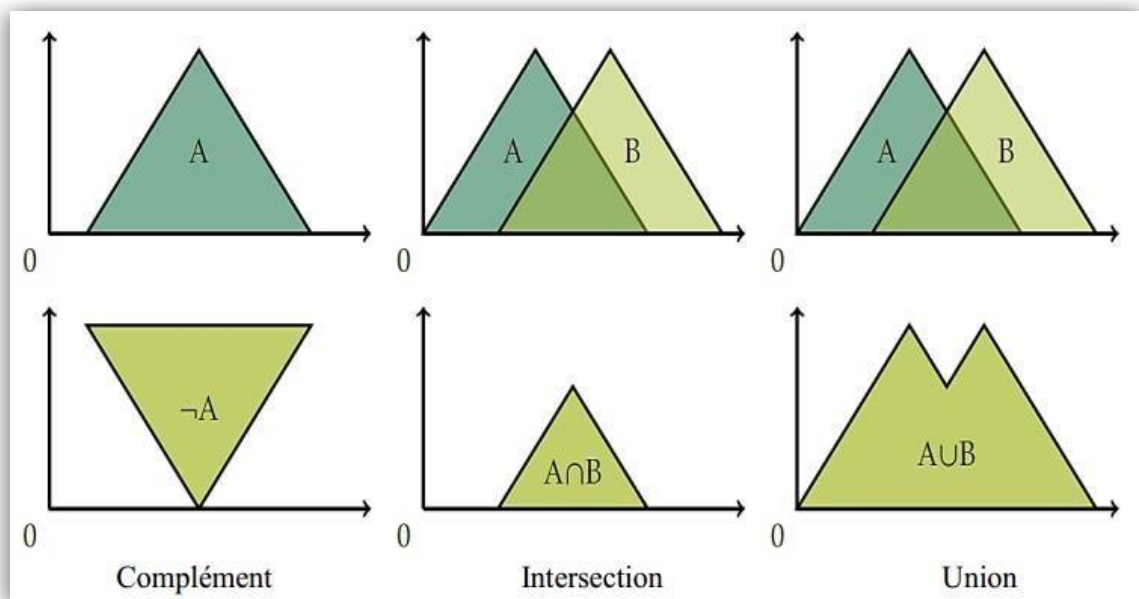


Figure II.8 : Exemple d'opérations sur des ensembles flous [FERH 21].

II.3.3. Structure générale d'un système flou type 1

Un système flou est un système spécial de connaissances composé de quatre modules principaux (Fig.II.9) [KOU 20].

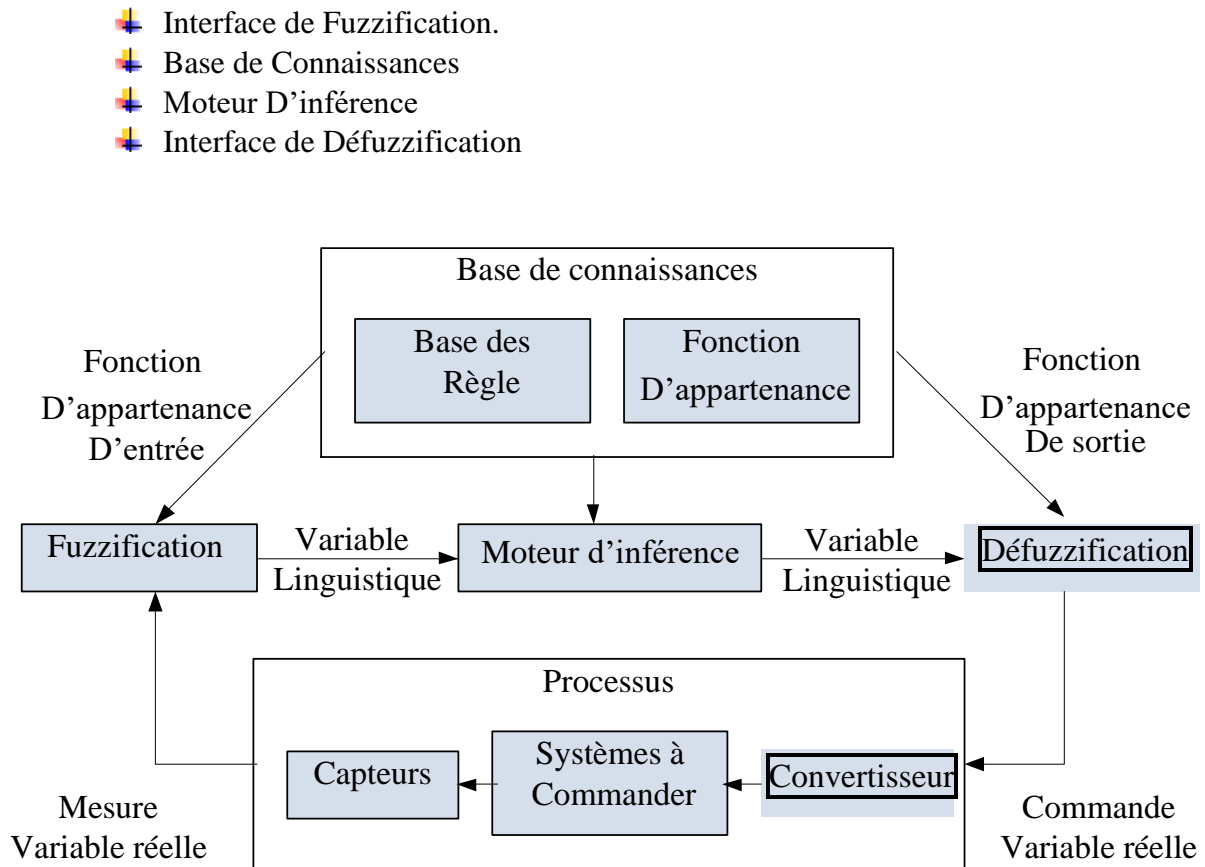


Figure II.9 : Schéma synoptique générale d'un Régulateur flou type-1[HEL 20].

II.3.3.1 La fuzzification :

La mise en œuvre du contrôleur flou étant numérique, il est nécessaire de prévoir un convertisseur analogique-numérique, car le contrôleur flou utilise les grandeurs mesurées par des dispositifs de mesure de type analogique. En général, pour une variable linguistique, nous introduisons cinq ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenance, comme le montre la figure (II.10) pour une seule variable x avec des fonctions d'appartenance triangulaires. Le choix du nombre de jeux dépend de la solution et de l'intervention de la commande souhaitée

Les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que [HEL 20] :

NG : négative grande.

NM : négative moyenne.

EZ : environ zéro.

PM : positive moyenne.

PG : positive grande

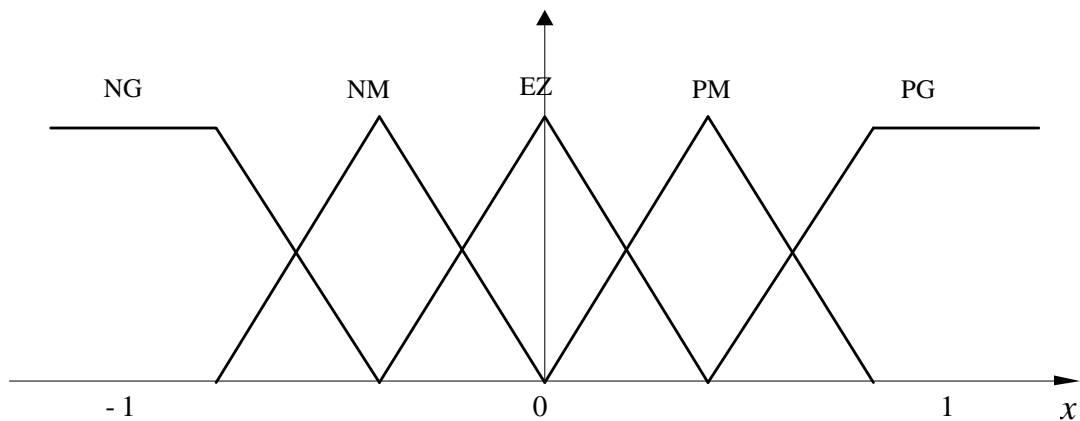


Figure II.10 : Fuzzification avec fonctions d'appartenance [HEL 20].

II.3.3.2 Base de règles :

La base de règles floues ou base de connaissances contient les règles floues qui décrivent le comportement du système. C'est le cœur de l'ensemble du système dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter ces règles et les combiner pour former le système final. Ces règles peuvent être fournies par un expert ou extraites de données numériques. Dans les deux cas, les règles sont de la forme "SI prémisse ALORS conclusion". Les deux types de règles peuvent être exprimés comme suit [HEL 20] :

- **Règle de Mamdani** : Si x_1 est "positif grand" et x_2 est "zéro environ" alors u est "négatif grand".
- **Règle de Takagi-Sugeno** : Si x_1 est "positif grand" et x_2 est "zéro environ" alors $u = f(x_1 ; x_2)$ Ou x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de grandeur à régler et sa variation, u la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle très important.

II.3.3.3 Moteur d'inférence :

Le moteur d'inférence flou utilise des techniques d'inférence floue pour transformer la partie floue résultante en une nouvelle partie floue afin de définir l'ensemble flou qui caractérise l'instruction. En effet, le moteur d'inférence combine des règles floues pour effectuer une

transformation d'ensembles flous dans l'espace d'entrée en ensembles flous dans l'espace de sortie. Diverses méthodes d'inférence sont utilisées dans la littérature, parmi lesquelles on cite [HEL 20] :

- Méthode d'inférence Max-Min (contrôleur de type Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Prod (driver Larsen).
- Méthode d'inférence du produit de la somme.

Le tableau suivant résume comment ces trois méthodes d'inférence utilisent les trois opérateurs de logique floue **ET**, **OU** et **ALORS**.

Tableau. II.1: Méthode usuelles de l'inférence floue.

Opérateurs flous Méthode d'inférence	ET	OU	ALORS
Max-Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max-Prod	Minimum	Maximum	Prod
Som-prod	Prod	Moyenne	Prod

II.3.3.4 La défuzzification :

La défuzzification consiste à convertir l'information floue déterminée par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en grandeurs numériques (valeurs physiques), c'est-à-dire les ensembles flous résultant de l'inférence sont convertis en valeurs numériques ; Ensuite, ces valeurs sont dénormalisées et appliquées au processus. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification [BOU 19] :

- La méthode du maximum,
- La méthode de la moyenne,
- La méthode du centroïde,
- La méthode de la hauteur pondérée et

- La méthode de la hauteur pondérée modifiée

La méthode la plus couramment utilisée est la méthode du centre de gravité.

II.4 Commande par la logique floue type 1 adaptative

II.4.1 Définition :

Le terme « commande adaptative » fait référence à un ensemble de méthodes qui permettent un ajustement automatique en temps réel des paramètres des régulateurs mis en œuvre dans la boucle de régulation afin d'atteindre ou de maintenir un certain niveau de performance lorsque le processus régulé n'est pas très bien connu ou significatif. Présente des non-linéarités ou des paramètres variant dans le temps [FERA 22, SAI 20 et BOU 19].

Bien que chaque contrôleur soit adaptatif en ce sens qu'il modifie sa sortie à mesure que l'erreur change, un véritable contrôle adaptatif se produit lorsque le contrôleur adapte non seulement sa sortie mais également sa stratégie de contrôle, c'est-à-dire. il dit comment sa loi de contrôle pour s'adapter aux changements de comportement du processus.

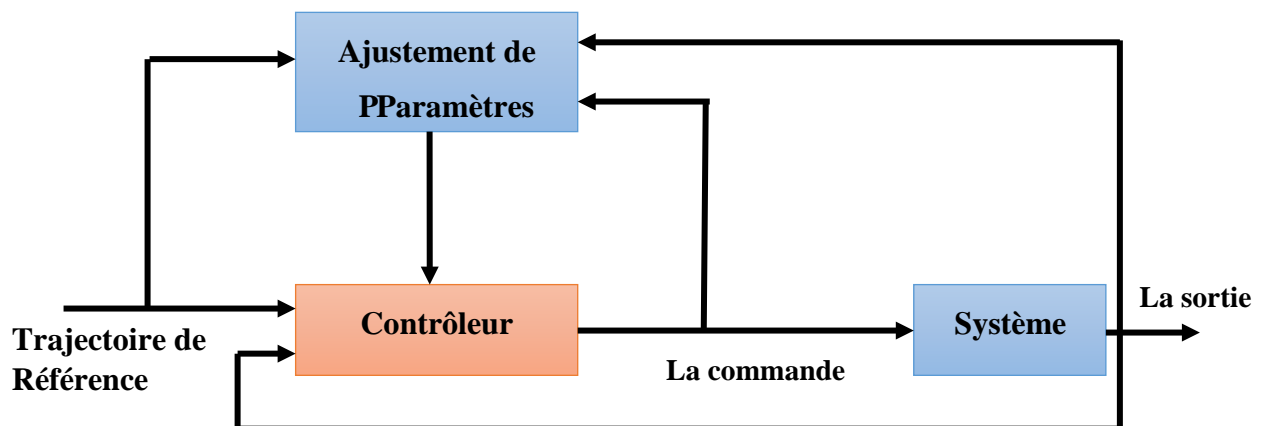


Figure II.11: Schéma bloc d'une commande adaptative [FERA 22].

La construction d'un contrôleur adaptatif contient ainsi les étapes suivantes :

- ✚ Caractériser le comportement désiré du système en boucle fermée.
- ✚ Déterminer une loi de commande appropriée avec les paramètres réglables.
- ✚ Trouver un mécanisme pour ajuster les paramètres [FERA 22, SAI 20 et BOU 19].

II.4.2 Les tâches typiques de la commande adaptative :

Les systèmes de contrôle adaptatif (AC) peuvent effectuer plusieurs tâches courantes, à savoir [FERA 22, SAI 20] :

- Ajustement automatique des régulateurs à la mise en œuvre.
- Détermination automatique des paramètres optimaux des régulateurs dans les différents points de fonctionnement du procédé.

- Maintien des performances du système de CA quand les caractéristiques du procédé changent.
- Détection des variations anormales des caractéristiques des procédés (ces variations se reflètent dans les valeurs des paramètres fournis par l'algorithme d'adaptation paramétrique).
- Possibilité de mise en œuvre des régulateurs plus complexes et plus performants que le P.I.D (ceci comme conséquence de l'ajustement automatique des paramètres du régulateur).
- Conception de nouveaux procédés technologiques utilisant des systèmes de CA qui assure le bon fonctionnement du procédé.

II.4.3 Les type de la commande adaptative :

II.4.3.1 Commande adaptative direct

Cette commande ajuste directement et en temps réel les paramètres du régulateur en fonction d'une comparaison entre le débit effectif et le débit demandé ; Ceci s'applique en particulier au contrôle adaptatif du modèle de référence (AMRC) [TOU 22].

Vise à concevoir un modèle de référence dont les performances sont cohérentes avec les performances du système en boucle fermée. La fonction de contrôle est d'éliminer tout écart entre la réponse du modèle et la réponse du système, quelles que soient les conditions d'entrée du signal et les interférences (internes et externes).

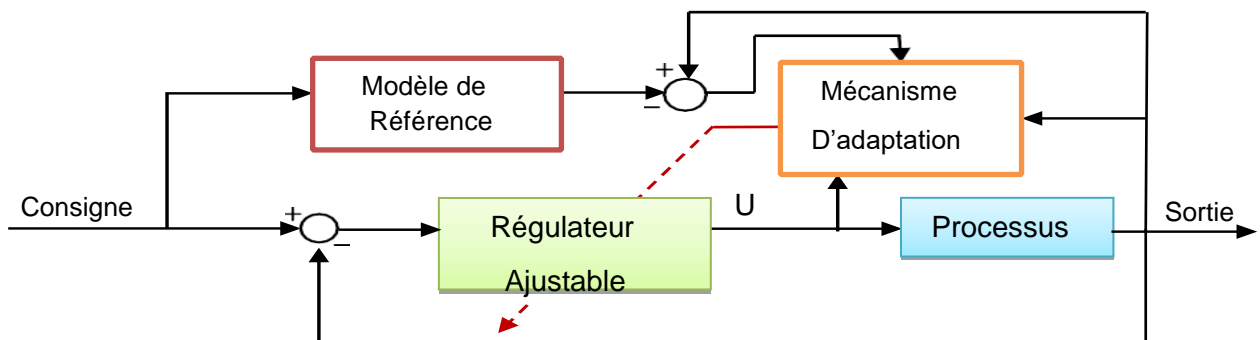


Figure II.12: Schéma synoptique de la commande adaptative directe d'un processus [TOU22].

II.4.3.2 Commande adaptative indirect

Dans le contrôle adaptatif indirect, les paramètres du système réel sont estimés à l'aide d'une méthode d'identification et le contrôleur est sélectionné en supposant que les valeurs estimées du modèle sont les valeurs réelles du système réel, comme dans le cas du contrôle autocontrôlé Contrôleur de contrôle (STC) [TOU 22].

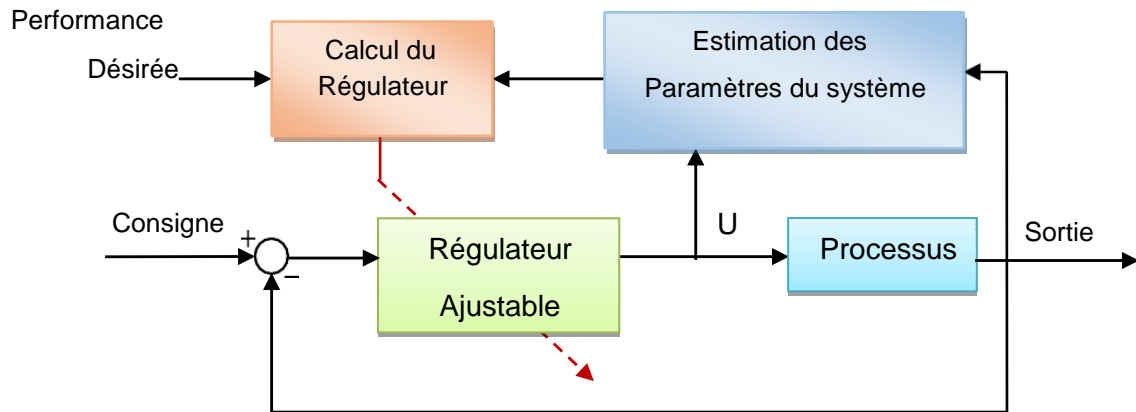


Figure II.13 : Schéma synoptique de la commande adaptative indirecte d'un processus [TOU 22].

II.4.4 Les type de la commande floue adaptative

Le plus souvent, les contrôleurs flous sont utilisés dans des systèmes avec des variations internes inconnues. La principale différence entre un contrôleur flou adaptatif et un contrôleur adaptatif conventionnel est que le premier peut prendre en compte des informations linguistiques. Ceci est très important lorsqu'il existe des incertitudes dans le système que le commerçant a appris à anticiper. Les contrôleurs flous adaptatifs se répartissent en deux catégories [TOU 22] :

II.4.4.1 Commande adaptative floue direct (auto-ajustable) :

La loi de commande est directement approchée par un ou plusieurs systèmes flous adaptatifs. La structure de cette commande est illustrée à la Figure (II.14) [TOU 22].

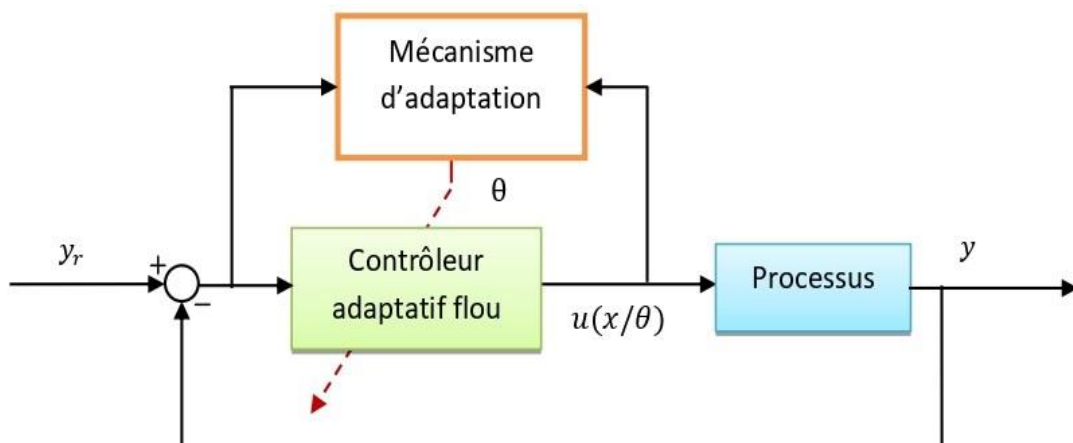
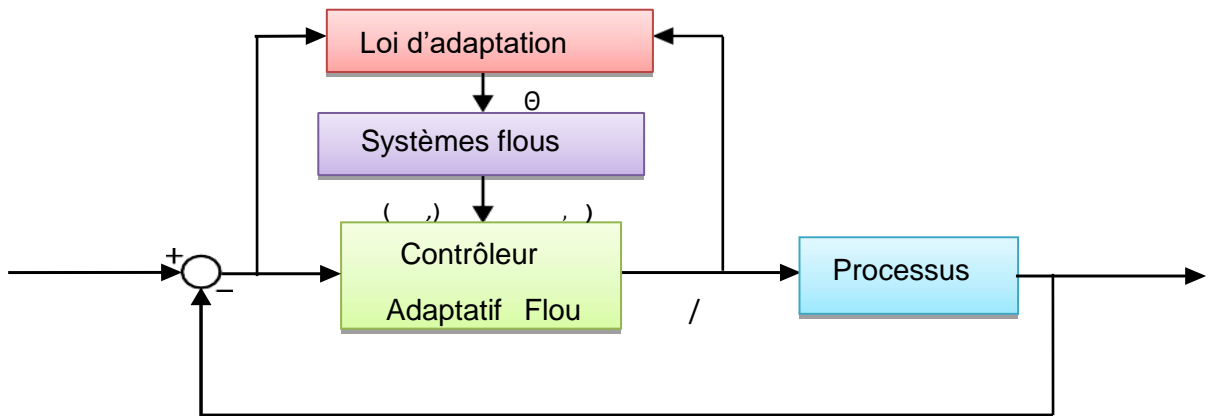


Figure II.14 : Commande adaptative floue directe [TOU 22].

II.4.4.2 Commande adaptative floue indirect (modèle de référence MRAC) :

Dans cette méthode, le modèle de processus est d'abord approché par des systèmes adaptatifs flous, puis la loi de commande est synthétisée à partir du modèle approché. La figure (II.15) montre la structure de la commande floue adaptative intermédiaire [TOU 22].



FigureII.15 : Commande adaptative floue indirecte [TOU 22].

II.4.5 Domaine d’application de la commande adaptative :

Le contrôle adaptatif (AC) est utilisé là où il est techniquement nécessaire et économiquement judicieux. Les techniques AC sont utilisées avec succès dans de nombreuses applications : asservissement de moteurs électriques ; robots manipulateurs ; machines à papier ; régulation du pH ; échangeur de chaleur ; systèmes d’armes ; ...etc. Le déploiement des systèmes CA connaît actuellement un certain essor, d'une part du fait de leur complexité discrète, d'autre part du fait du développement de cartes à microprocesseurs pouvant servir de support à leur mise en œuvre. En termes de rentabilité, il convient de prendre en compte : l'amélioration de la qualité du produit, l'augmentation de la production, les économies d'énergie, les intervalles de maintenance et la détection précoce des défauts [SAI 20].

II.5 Commande par la logique floue type 2

Le concept d'ensembles flous de type 2 a été proposé par Lotfi Zadeh comme une extension des ensembles flous de type 1. L'ensemble flou de type 2 est caractérisé par une fonction d'appartenance, la valeur d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un nombre flou dans [0 ,1]. Les ensembles flous de type 2 sont utilisés dans des situations où l'incertitude survient (par exemple, l'incertitude sur la forme de la fonction d'appartenance). Le principal

avantage de la logique floue de type 2 par rapport à la logique floue de type 1 est sa capacité à prendre en compte les incertitudes linguistiques et numériques [KOU 20, SAI 20].

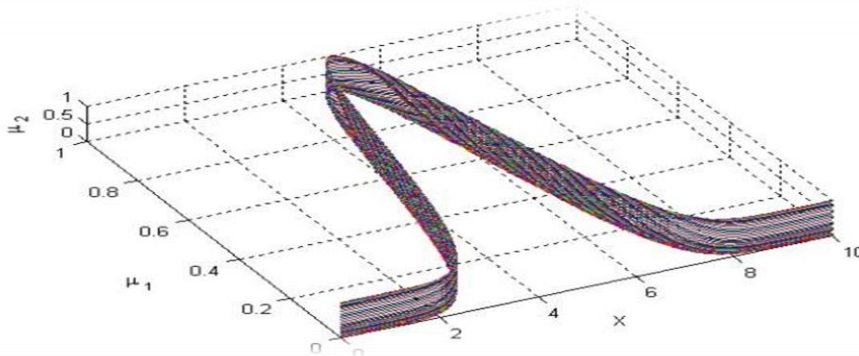
II.5.1 Généralité sur la logique floue type 2 :

II.5.1.1 Représentation d'un ensemble flou type-2 :

Une fonction d'appartenance de type 2 peut être vue comme une fonction de deux variables. Pour tout x de l'univers du discours et le degré d'appartenance primaire μ_1 , on a une appartenance secondaire μ_2 , qui est un nombre régulier dans l'intervalle [0,1]. La fonction d'appartenance peut donc être définie par [HEL 20] :

$$\mu_2(x, \mu_1) : X \times [0, 1] \rightarrow [0, 1] \tag{II.19}$$

X définit l'espace d'entrée x. La figure (II.16) est une représentation tridimensionnelle d'un ensemble gaussien flou de type 2 dont la fonction d'appartenance principale est la fonction gaussienne [HEL 20].



FigureII.16 : Représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou type Gaussien [HEL 20].

II.5.1.2 Définitions :

Un ensemble flou de type -2, noté \tilde{A} , dans l'univers de discours x est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle notée $\mu_{\tilde{A}}(x)$, telle que [KOU 20] :

$$\mu_{\tilde{A}}(x) = \{\mu_x | \mu_x [0, 1] \rightarrow [0, 1]\} \tag{II.20}$$

Définition 2 :

Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est noté comme l'appartenance primaire dex noté J_x tel que $J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$

Définition 3 :

A chaque valeur de x , désigne $x = x'$, un niveau bidimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\bar{A}}(x', u)$ est appelé section verticale (vertical slice) de $\mu_{\bar{A}}(x', u)$, Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0,1]$, on a :

$$\mathbf{u}_{\bar{A}}(x = x', u) \triangleq \mathbf{u}_{\bar{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(u) / u J_{x'} \subseteq [0, 1] \tag{II.21}$$

Où $0 \leq f_{x'}(u) \leq 1$.

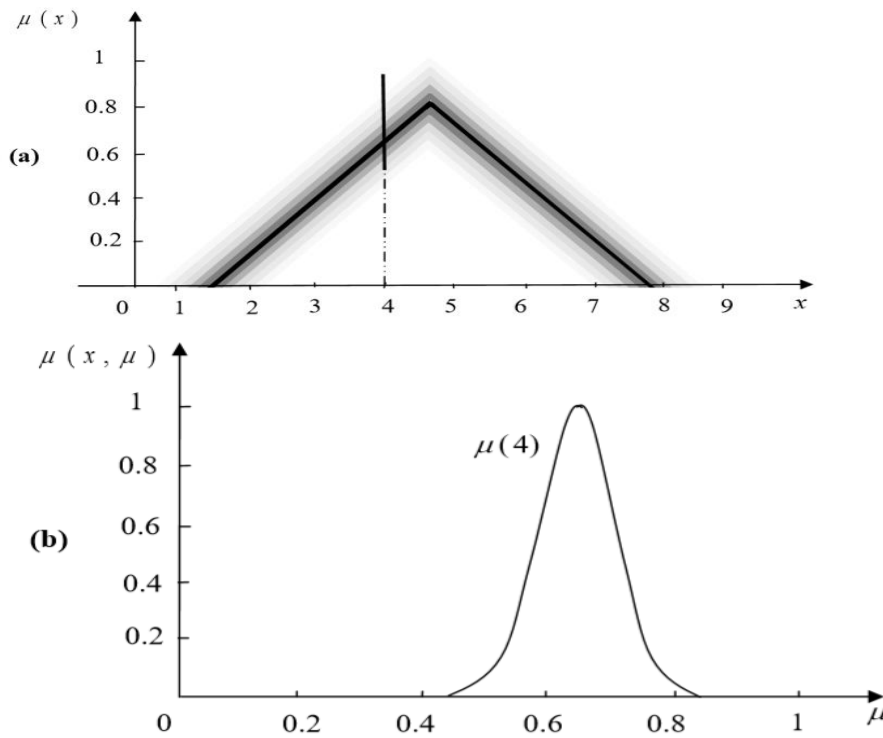


Figure II.17 : Représentation schématique d'un ensemble flou Gaussien de type-2 [LIT 22].

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

Définition 4 :

L'ensemble flou type-2 \bar{A} est représentée par une région bornée appelée *FOU* « Footprint Of Uncertainty ». C'est une combinaison de toutes les affiliations de base :

$$\mathbf{FOU}(\bar{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \tag{II.22}$$

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 $\bar{u}_A(x)$, et la fonction d'appartenance inférieure sera notée $\underline{u}_A(x)$ pour $x \in X$, alors nous avons :

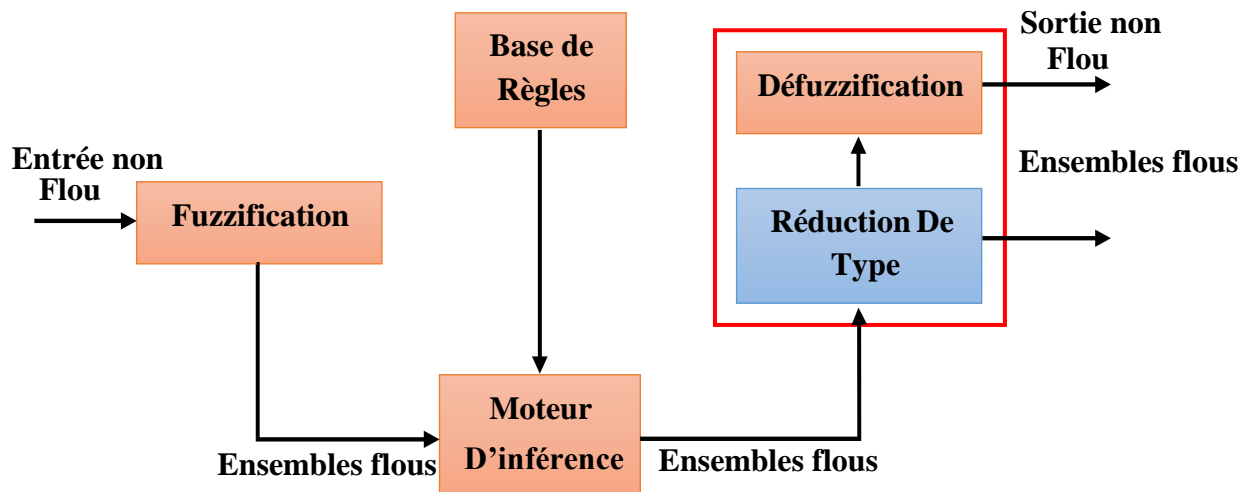
$$\bar{U}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \forall u \in X \tag{II.23}$$

$$\underline{U}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \forall u \in X \tag{II.24}$$

II.5.2 Structure générale d'un système flou type 2

On dit qu'un système flou est de type 2 s'il contient au moins un ensemble flou de type 2 dans des fonctions d'appartenance qui précisent ses prémisses ou ses conséquences. Le raisonnement flou dans ce type de système conduit à des ensembles flous de sorties de type 2.

La structure d'un système flou de type 2 est très similaire à celle d'un système flou de type 1. Il comporte un bloc de fuzzification, une base de règles et un mécanisme d'inférence. La seule différence est dans la sortie. Dans le type 2, le bloc de défuzzification est précédé d'un bloc de type réduction (FigureII.18) [HEL 20].



FigureII.18 : Structure Générale d'un contrôleur flou type-2[HEL 20].

II.5.2.1 La fuzzification

Contrairement au type de fonction d'appartenance 1, le type de fonction d'appartenance 2 produit plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Cela montre mieux

l'incertitude. Cette présentation nous permettra d'inclure ce qui manquait au Type 1 [BER 18, HEL 20].

II.5.2.2 Base de règles

La seule différence entre le type 1 et le type 2 est la nature de la fonction d'appartenance, de sorte que la structure de règles pour le type 2 reste exactement la même. La seule différence est que certaines (ou toutes) des fonctions d'appartenance sont de type 2 ; alors la règle *i*ème d'un système flou de type 2 a la forme :

$$R^1 : \text{si } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^1 \text{ et } x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^1 \text{ et } \dots \text{ et } x_p \text{ est } \tilde{F}_p^1 \text{ ALORS } Y \text{ est } \tilde{G}^1 \quad (II.25)$$

Où x_i ($i = 1, \dots, n$) sont les entrées du système flou, F^j est l'ensemble flou de type-2 correspondant à l'entrée x_i , 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 [BER 18].

II.5.2.3 Moteur 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 [BER 18].

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues (II.25) 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*ème ensemble flou de sortie :

$$F(X) = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i}(x_i) \quad (II.26)$$

$\mu_{F_i}(x_i)$ est l'intervalle d'activation associé à la variable x_i .

Si l'on note l'ensemble flou de sortie correspondant à la *i*ème règle R^j par B^j . Lorsqu'une entrée \underline{x}' est appliquée, comme nous utilisons une fuzzification de type singleton, qui veut dire que l'ensemble X' auquel appartient 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*ème règle est calculé à l'aide de l'opérateur t-norme choisie \cap comme suit :

$$\mu_{Bj} = \mu_{Gj}(y) \cap [\prod_{ni=1} \mu_{Fij}(xi)] \quad (II.27)$$

II.5.2.4 Le module de traitement de la sortie :

Le module de traitement des sorties se compose de deux blocs, un réducteur de type et une interface de défuzzification. Les méthodes de réduction de type produisent en sortie du moteur d'inférence un ensemble flou de type 1 à partir d'un ensemble flou de type 2. L'ensemble résultant de la réduction de type est ensuite élagué pour produire un résultat numérique (déterministe) [BER 18, HEL 20].

II.5.2.4.1 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 [BER 18].

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.

II.5.2.4.2 Défuzzification

A la fin de l'étape de la réduction de type, on obtient un ensemble flou 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 [BER 18].

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

$$C_Y(\mathbf{x}) = \frac{\sum_{k=1}^N y_k \mu_Y(y_k)}{\sum_{k=1}^N \mu_Y(Y_k)} \quad (\text{II.28})$$

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une synthèse théorique des quatre commandes différentes que nous appliquerons sur la machine synchrone à aimants permanents.

Nous avons commencé par la théorie de la commande vectorielle basé sur les régulateurs PI (proportionnel-intégral). Cette commande est basée sur l'orientation du flux statorique pour simplifier le modèle de notre machine et découpler la régulation entre le couple et le flux magnétique. En deuxième lieu, nous nous sommes intéressé à la commande par la logique floue type 1 basé sur les régulateurs floue type 1, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue, exposé l'ensemble flou, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, et les opérateurs employés dans ce type de logique. En troisième lieu, nous nous sommes intéressé à la commande par la logique floue type 1 adaptative basé sur les régulateurs floue type 1 avec un mécanisme d'adaptation, dans lequel nous avons introduit les concepts théoriques de cette technique et leurs méthodes d'application. En fin la commande par la logique floue type 2 basé sur les régulateurs floue type 2, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type 2 comme la logique floue type 1.

Dans le chapitre qui suit, l'application de ces commandes sur notre machine synchrone à aimants permanents.

***CHAPITRE III : APPLICATION DES COMMANDES
PROPOSEES***

III.1 Introduction

Pour explorer les quatre techniques de commande présentées théoriquement dans le chapitre précédent, à savoir : la commande vectorielle, floue type 1, floue type 1 adaptative et la commande floue type 2, nous appliquons ces commandes sur notre moteur pour contrôler la qualité de l'énergie mécanique produite.

Notre objectif dans ce chapitre est développer ces quatre techniques de commandes sur notre machine synchrone à aimants permanents pour assurer un bon contrôle de conversion d'énergie de la MSAP.

III.2 Application de la commande vectorielle :

Grâce au principe de la commande vectorielle, la machine synchrone peut être modélisée comme une machine à courant continu à excitation séparée avec cette nouvelle technologie de commande qui allie les avantages d'un moteur à courant continu à l'absence de collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle de la phase et de l'amplitude des courants d'alimentation, d'où le nom de contrôle vectoriel. Afin d'obtenir une commande similaire à celle des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir i_d à zéro et de contrôler la vitesse ou la position via le courant i_q [BOU 19].

$$I_{ds} = 0 \rightarrow I_{qs} = I_s \tag{III.1}$$

Donc :

$$\Phi_d = \Phi_f$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{3}{2} p \Phi_f I_{qs} \tag{III.2}$$

Comme le flux Φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_{qs} .

Donc :

$$C_e = K_t \cdot I_{qs} \tag{III.3}$$

$$\text{Ou : } kt = \frac{2}{3} p \phi_f \tag{III.4}$$

Nous constatons que l'équation de couple est analogue au couple d'une machine à courant continu excitée séparément et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

III.2.1 Structure de base de la commande vectorielle :

III.2.1.1 Découplage :

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles dans lequel les courants I_{ds} , I_{qs} ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires ω , L_{qs} , I_{qs} , ω , L_{ds} , I_{ds} , [BOU 19].

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_{qs} = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \tag{III.5}$$

Ce couplage est éliminé par la méthode de compensation. Cette dernière méthode consiste à faire à additionner des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

La figure (III.1) représente le couplage entre les axes d et q .

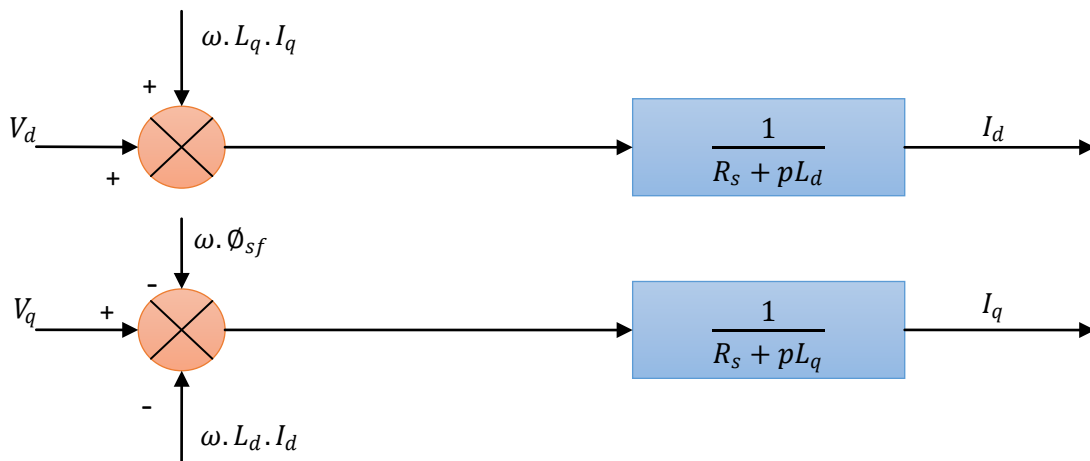


Figure III.1 : Description des couplages [BOU 19].

III.2.1.1.1 Découplage par compensation

Le but de la compensation est de séparer l'axe d et q . Cette séparation permet d'écrire simplement les équations des parties machine et contrôleur, et donc de calculer facilement les coefficients des contrôleurs Le principe de ce découplage est de définir deux nouvelles variables de contrôle e_d, e_q , représentées sur la figure (III.2) telle que [BOU 19].

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \tag{III.6}$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s I_q \end{cases} \tag{III.7}$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega(L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \tag{III.8}$$

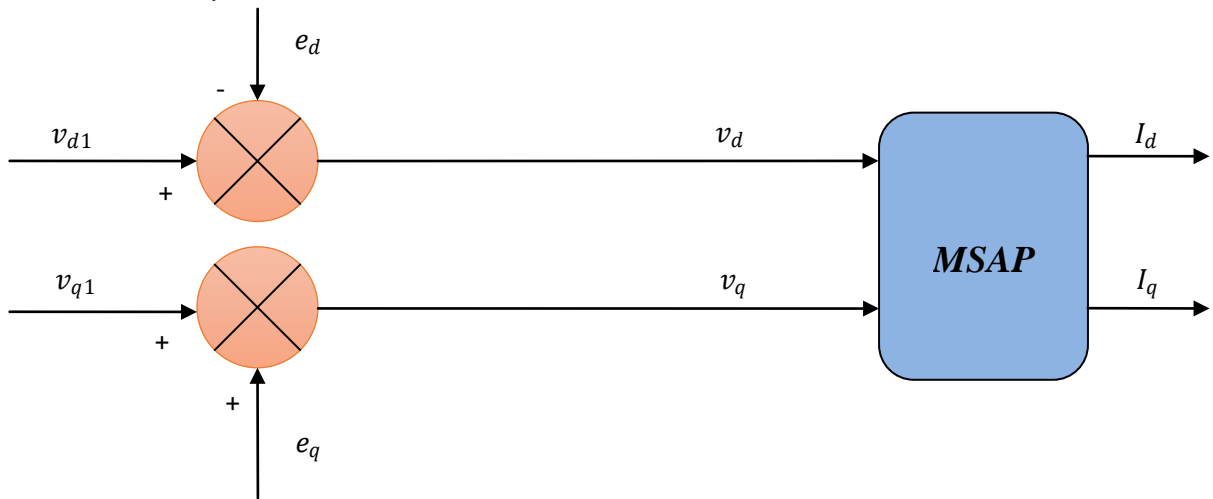


Figure III.2 : Schéma bloc de la compensation [MER 18].

On a donc les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} et I_q ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (III.9) les courant I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{L_d p + R_s} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{L_q p + R_s} \end{cases} \tag{III.9}$$

Avec :

p : opérateur de Laplace.

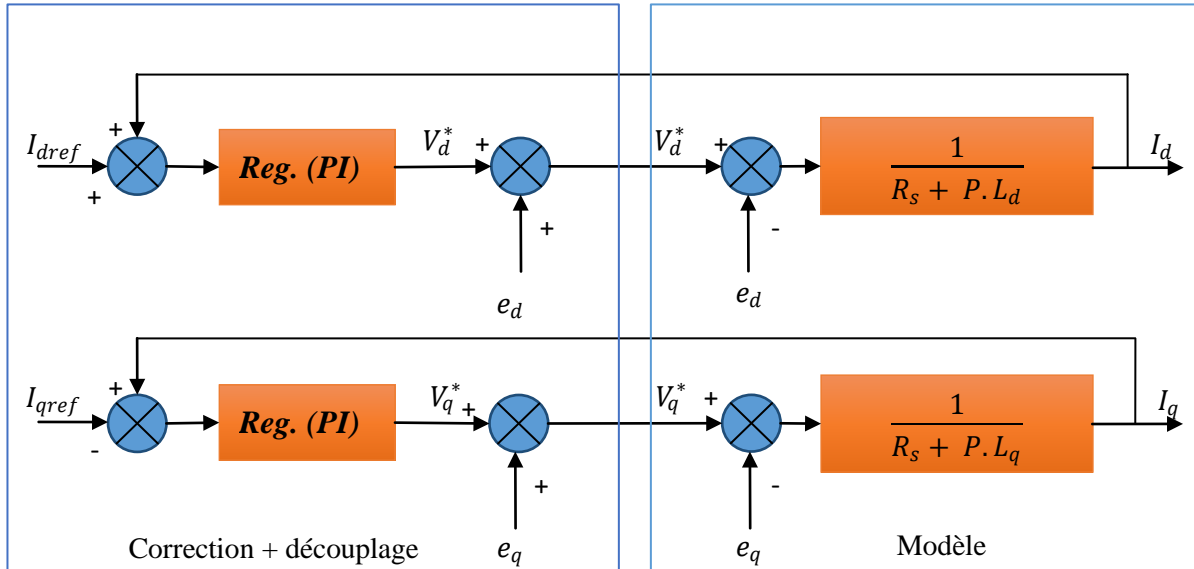


Figure III.3 : Découplage par compensation [FERA 22].

III.2.2.2. Dimensionnement des régulateurs

Des modèles linéaires continus ont été utilisés pour calculer les paramètres du contrôleur. Des méthodes de contrôle automatique classiques peuvent être utilisées. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces activités [BOU 19].

Nous considérons la machine vectorielle et entièrement découplée. Cela nous permet d'écrire facilement les équations de la machine et de calculer les coefficients du contrôleur. Les éléments de base des contrôleurs d'actionneurs sont les fonctions (PID) (proportionnelles, intégratives, différentielles). Nous nous contentons de régulateurs classiques de type (PI) dans une structure par boucle imbriquée. Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).
- Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de contrôler la machine à l'aide de contrôleurs traditionnels à intégrateur proportionnel (PI) pour compenser la perturbation du couple de traînée dans la réponse en vitesse, c'est-à-dire ; Ils comprennent une partie proportionnelle, utilisée pour réguler la vitesse à laquelle le réglage doit être effectué, et une

partie intégrale, utilisée pour éliminer l'erreur statique entre la variable contrôlée et la consigne [BOU 19].

Le régulateur (PI) (Proportionnel Intégral Action) est une combinaison d'un régulateur (P) et d'un régulateur (PI). Le régulateur (PI) est une combinaison parallèle de régulateur proportionnel et intégral, comme illustré à la figure (III.4)

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

$$U_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) d(t) \quad (\text{III.10})$$

C'est-à-dire :

$$\frac{U_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral

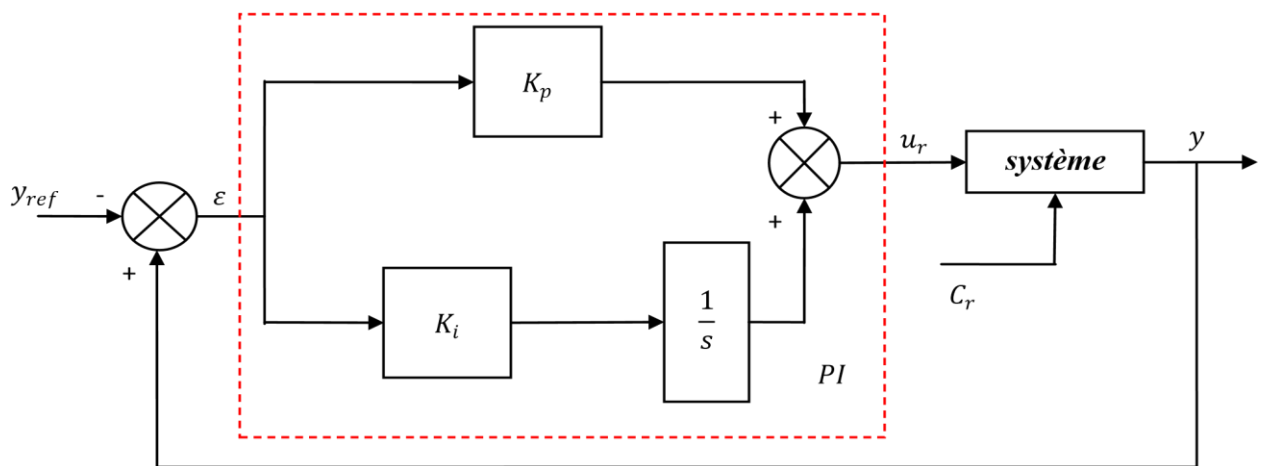


Figure III.4 : Régulateur PI [FERA 22].

III.2.2.2.1 Régulateur du courant Id

Le schéma fonctionnel de la boucle du courant est représenté par la figure (III.5) :

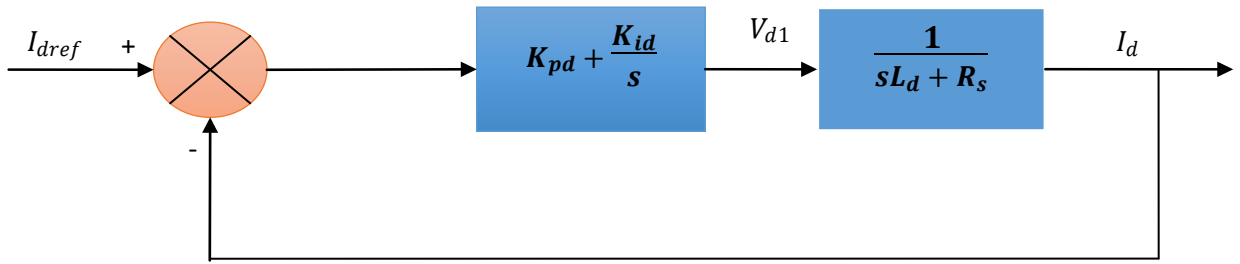


Figure III.5 : Boucle de régulation du courant Id [FERA 22].

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (III.12) pour les deux axes d et q [BOU 19] :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.12)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{bod}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left(\frac{1}{R_s + sL_d} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s} \right) s} \right) \quad (III.13)$$

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} s}{K_{id}} \right) \left(\frac{1}{1 + T_d s} \right) \quad (III.14)$$

Avec :

$$T_d = \left(\frac{L_d}{R_s} \right) : \text{constant de temps électrique de l'axe de la machine.}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}}{1 + F_{bod}} \quad (III.15)$$

Calcul des paramètres du régulateur « PI » :

Calcul des paramètres du régulateur « PI » : La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (III.16), en posant $\left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \right)$, donc la fonction de Transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id} s}{R_s}$$

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{k_{Id} + s R_s} = \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{R_s}{K_{id}} \right) s} \right) \quad (III.16)$$

La constante de temps est : $T_d = \left(\frac{L_d}{R_s} \right)$, supposons que le temps de réponse t_r sera égal à :

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

$$t_r = 3 \times \frac{R_s}{K_{id}} \rightarrow K_{id} = 3 \cdot \frac{R_s}{t_r} \quad (III.17)$$

Avec :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{Ld}{R_s} \rightarrow K_{pd} = \frac{K_{id} \cdot Ld}{R_s} = \frac{3Ld}{t_r}$$

III.2.2.2.1 Régulateur du courant I_q :

La figure (III.6) montre la boucle de régulation sur l'axe q [BOU 19] :

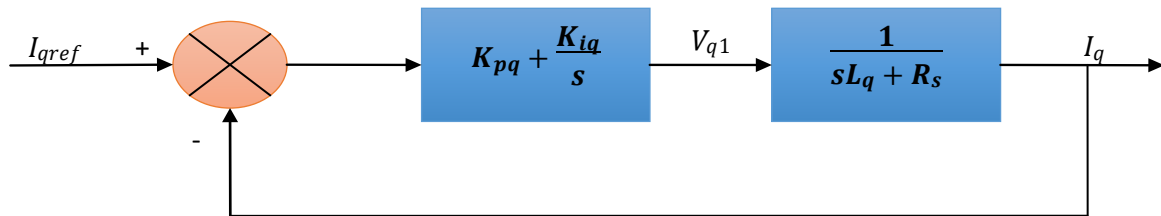


Figure III.6 : Boucle de régulation du courant I_q [FERA 22].

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

$$t_r = 3 \times \frac{R_s}{K_{iq}} \rightarrow K_{iq} = 3 \cdot \frac{R_s}{t_r} \quad (III.18)$$

Avec :

$$\frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{Lq}{R_s} \rightarrow K_{pq} = \frac{K_{iq} \cdot Lq}{R_s} = \frac{3Lq}{t_r}$$

III.2.2.2.1 Régulateur du vitesse Ω :

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par [BOU 19] :

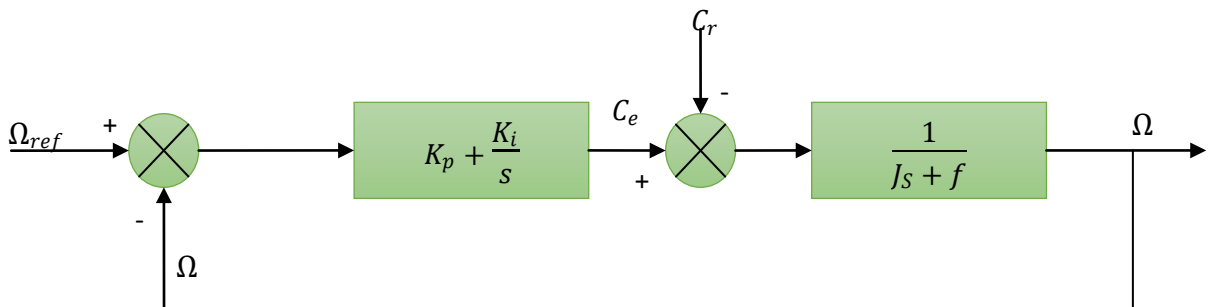


Figure III.7 : Boucle de régulation de la vitesse [FERA 22].

Dans le cas d'un système régulé régité par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur « K_p, K_i » seront en fonction de deux grandeurs : - Coefficient d'amortissement : ξ - Pulsation propre non amortie : « w_0 » ou bien « w_n » La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{k_p} \right) \tag{III.19}$$

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

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{k_p} \right) \left(\frac{1}{j. s+f} \right) \tag{III.20}$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{\Omega_s}{\Omega_{réf}(s)} = \frac{\frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{k_p} \right)}{J.s^2 + (f+K_p)s + K_i} \tag{III.21}$$

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

$$F_{BF}(s) = \frac{a}{s^2 + 2\xi .w_0 .s + w_0^2} \tag{III.22}$$

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

$$\begin{cases} \frac{f+K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{w_0} \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{w_0^2} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\xi K_i}{w_0} - f \\ K_i = J w_0^2 \end{cases} \tag{III.23}$$

On choisit alors le coefficient d'amortissement ξ (Facteur d'amortissement) et w_0 (pulsation propre) on déduit K_p et K_i Généralement les coefficients K_p et K_i sont ajustables, dans certain le calcul exact de ces coefficients ne donne pas de bons résultats.

III.2.2 Résultats de simulation numérique :

- **Schéma bloc de simulation :**

La figure (III.8) montre le schéma bloc de simulation de la commande vectoriel appliquée sur la MSAP.

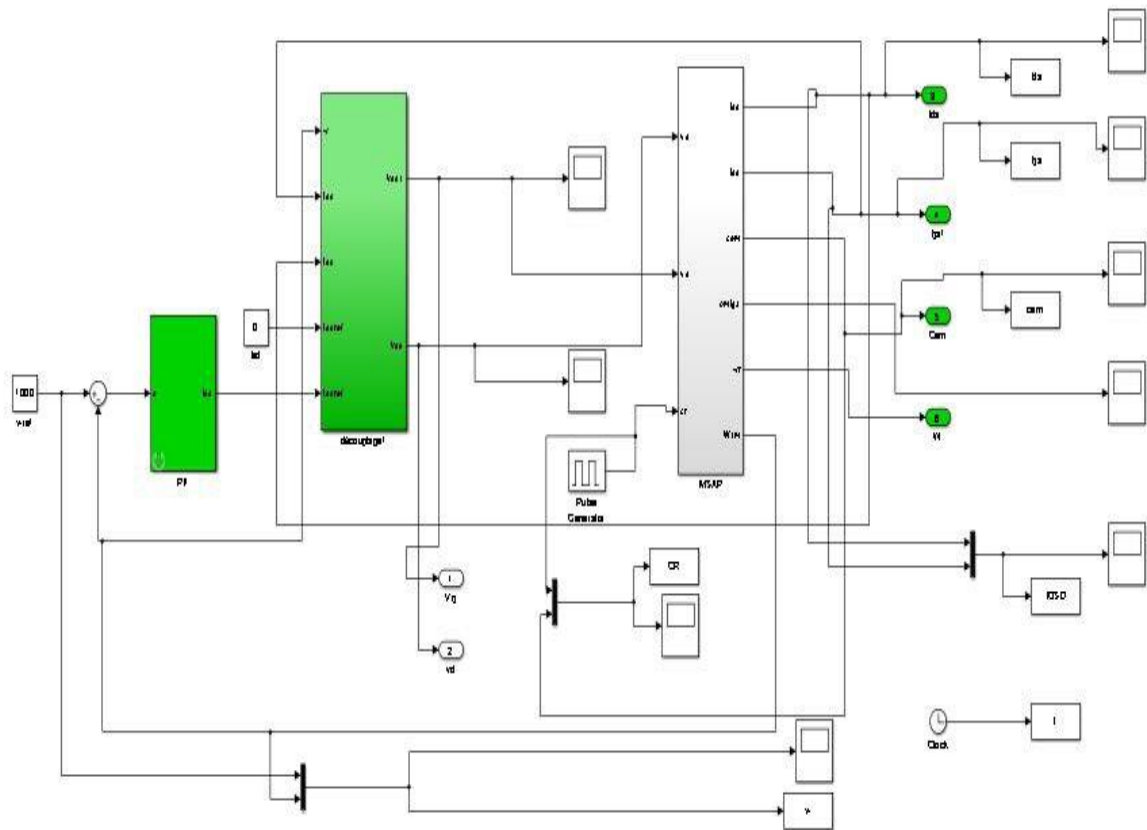


Figure III.8: Le schéma bloc de simulation de la commande vectorielle.

• **Résultat de simulation :**

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande vectorielle appliquée sur la MSAP. Cette commande est réalisée dans les conditions suivantes :

La machine est alimentée pour entraîner à une vitesse de référence égale à 1000 tr/min (échelon de consigne) avec une application de couple résistant $C_r = 6 \text{ N.m}$ (échelon de couple de résistance entre les instants $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1,5\text{s}$)

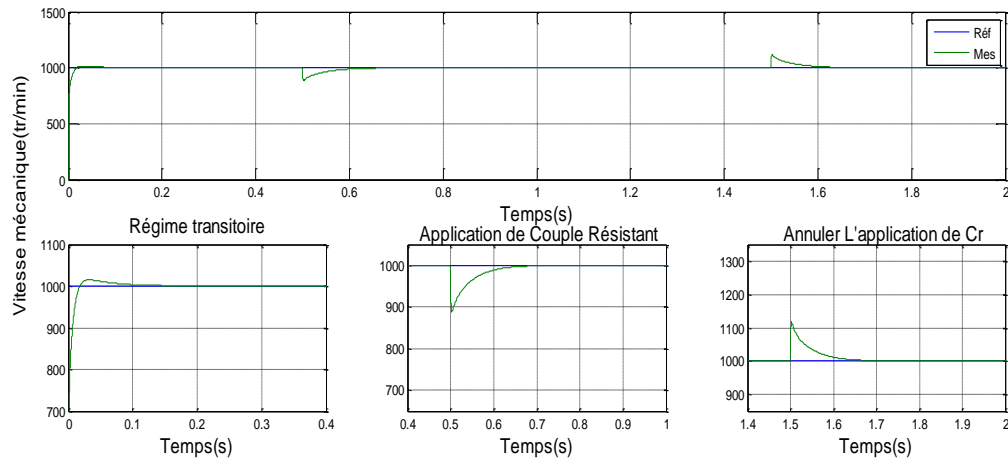


Figure III.9 : Vitesse mécanique avec un zoom (vectorielle).

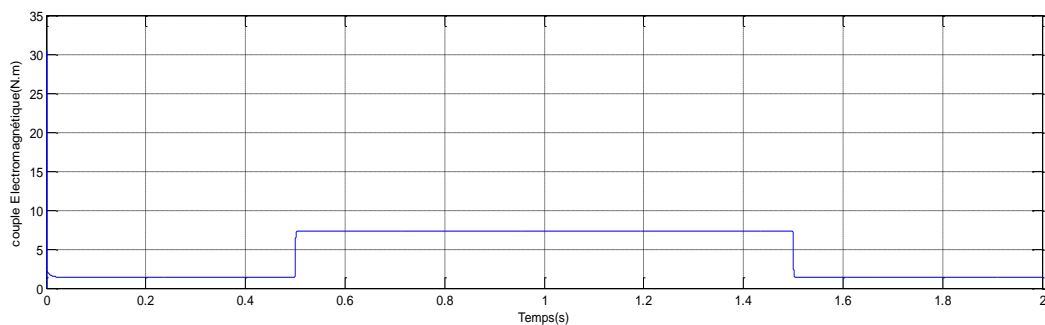


Figure III.10 : Résultat de simulation du couple électromagnétique.

III.2.3 Interprétation des résultats :

Après le résultat obtenu sur les figures (III.9, III.10) on observe que :

- Une augmentation progressive de la vitesse pour atteindre sa valeur de référence avec dépassement de cette dernière.
- L'application du couple résistant C_r entre les instants $t = 0.5s$ et $t = 1,5s$, la vitesse mécanique présente une diminution de la vitesse et une regagne rapide avec dépassement de la vitesse pour sa référence
- Pour le couple électromagnétique en remarque que subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

III.3 Application de la commande floue type 1 :

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande vectorielle avec un changement des régulateurs PI par des régulateurs flous de mêmes types (régulateur de type Mamdani à sept classes), qui possèdent les mêmes fonctions d'appartenances. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles). [BOU 19].

III.3.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 1 :

La plupart des contrôleurs flous pour les systèmes univariés simples sont constitués d'entrées de contrôleur floues, qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variabilité (translation de la dynamique du système). La plupart des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure ci-dessous [BOU 19] :

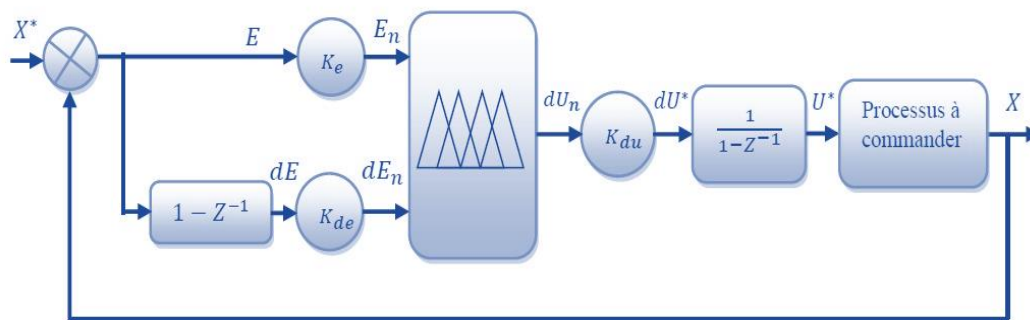


Figure III.11 : Schéma bloc de la structure du contrôleur PI-flou [ROU 16].

Selon le schéma ci-dessus, le système de contrôle flou (contrôleur flou) se compose essentiellement de :

- 1- Bloc pour calculer l'évolution de l'erreur dans le temps.
- 2- Facteurs à 2 échelles (k_e , k_{de} , etk_{du}) : ce sont les gains de la normalisation et de la dénormalisation. Une sélection appropriée peut garantir la stabilité et améliorer les performances d'optimisation dynamique et statique de la cible système. De plus, les incréments d'entrée (k_e , k_{de}) réduisent les quantités physiques des entrées à une région de variabilité appelée l'univers du discours.
- 3- Erreur de verrouillage du flou et sa variation. Pour le choix de la forme de la fonction d'appartenance, des formes triangulaires et trapézoïdales ont été choisies, comme le montrent les figures (III 12). La sélection des variables linguistiques est représentée par :

Négatif grand noté **NG** ; Moyen Négatif noté **NM** ; Négatif petit noté **NP** ; Environ de zéro noté **EZ** ; Positif petit noté **PP** ; Positif Moyen noté **PM** ; Positif grand noté **PG**.

- 4- Bloc de défuzzification des variations de contrôle. Les sorties du moteur d'inférence, qui sont des variables floues, doivent être reconverties en ensembles de sorties réels pour que le système les utilise. A ce stade, la vraie valeur de la variable de sortie est déterminée par la méthode du centre de gravité.

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

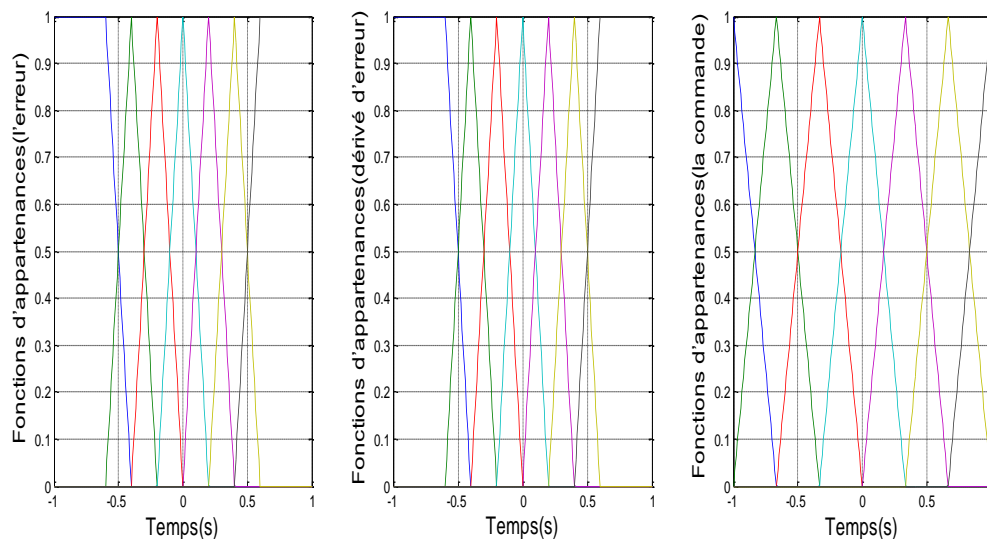


Figure III.12 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu).

Les règles d'inférence utilisées pour déterminer la sortie définie pour contrôler les flux sont regroupées dans le tableau ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode "Min-Max" de Mamdani :

- ⊕ Opérateur ET : formation du minimum, - opérateur OU : formation du maximum.
- ⊕ Implication ALORS : formation du minimum, - agrégation : formation du maximum.

Tableau. III.1: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type1 :

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

- 5- Un bloc intégrateur qui sert à intégrer la variante résultante du contrôleur numérique et à l'appliquer au système que nous voulons contrôler.

III.3.2 Résultats de simulation numérique :

- **Schéma block de simulation :**

La figure (III.13) montre un schéma bloc de simulation de la commande floue type 1 appliquée sur la MSAP.

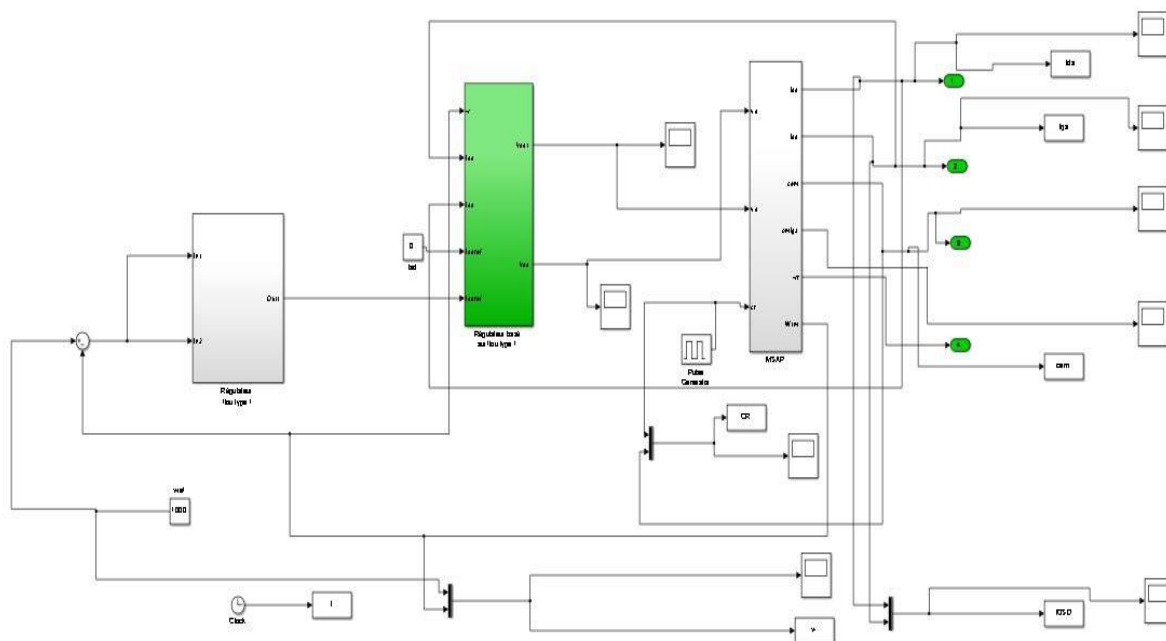


Figure III.13 : Schéma bloc de simulation de la commande par logique floue type 1.

• **Résultat de Simulation :**

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par la logique floue type1 appliquée sur la MSAP. Cette commande est réalisée dans les conditions suivantes :

La machine est alimentée pour entraîner à une vitesse de référence égale à 1000 tr/min (échelon de consigne) avec une application de couple résistant $C_r = 6 \text{ N.m}$ (échelon de couple de résistance entre les instants $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1,5\text{s}$)

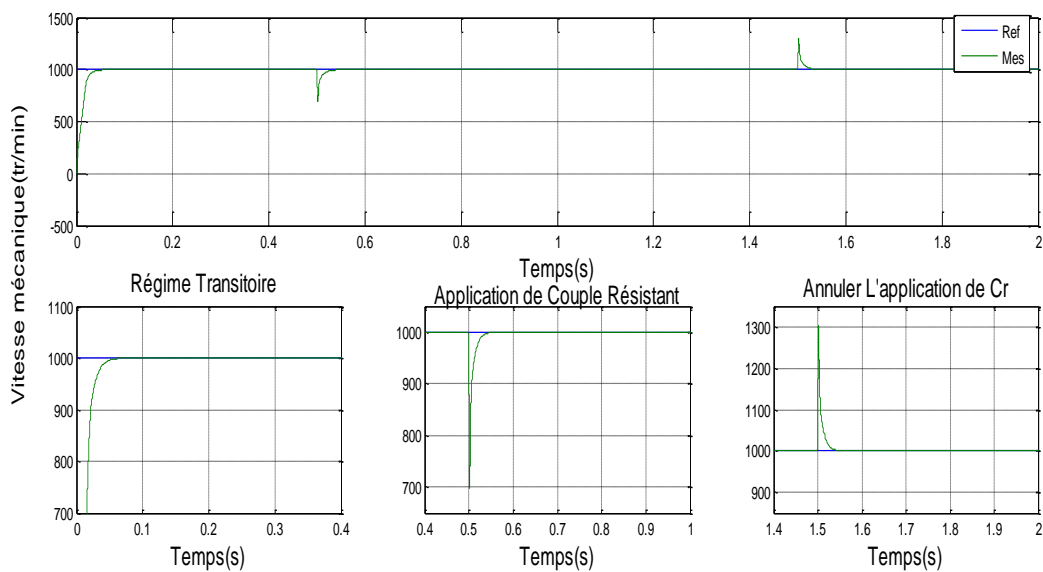


Figure III.14 : vitesse mécanique avec un zoom (floue type 1).

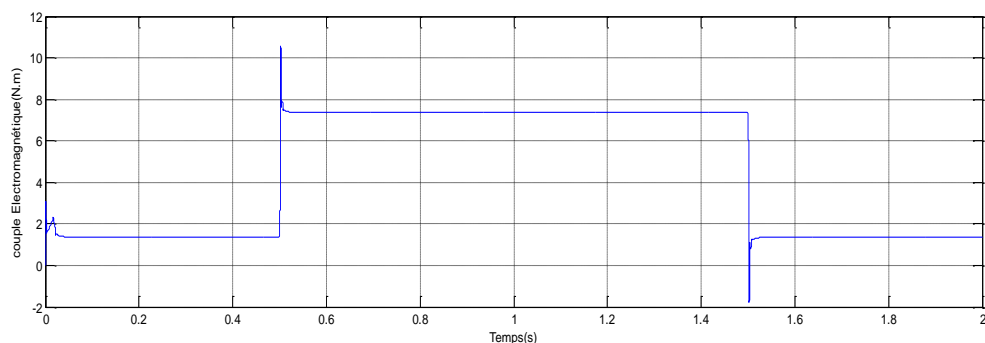


Figure III.15 : Résultat de simulation du couple électromagnétique.

III.3.3 Interprétation des résultats :

Après les résultats obtenus par la figure (III.14, III.15) on remarque qu'une amélioration remarquable des résultats obtenus par la commande floue type 1 par rapport la commande par vectorielle à savoir :

- Une réponse rapide pour le régime transitoire (la vitesse suit sa référence sans dépassement)
- L'application de couple résistant $C_r = 6 \text{ N.m}$ (échelon de couple de résistance entre les instants $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1,5\text{s}$) on observe une diminution de la vitesse de rotation et une regagne rapide sans dépassement de la vitesse sur sa référence ;
- On remarque que le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- Minimisation maximale d'erreur entre les valeurs de consignes et mesurées

III.4 Application de la commande floue type 1 adaptative :

Nous avons proposé une stratégie de commande floue adaptative de type 1 pour indiquer que le gain de commande est ajusté en temps réel par le mécanisme d'ajustement de gain en fonction de l'état des puissances mécaniques générées par le MSAP. Notre objectif ici est d'ajuster uniquement le gain de sortie pour obtenir de meilleures performances de contrôle de notre système lors de la modification des paramètres paramétriques.

III.4.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 1 adaptative :

La même structure de contrôleur flou type 1 mais avec un mécanisme d'ajustement pour ajuster uniquement le gain de sortie, comme le montre la figure ci-dessous :

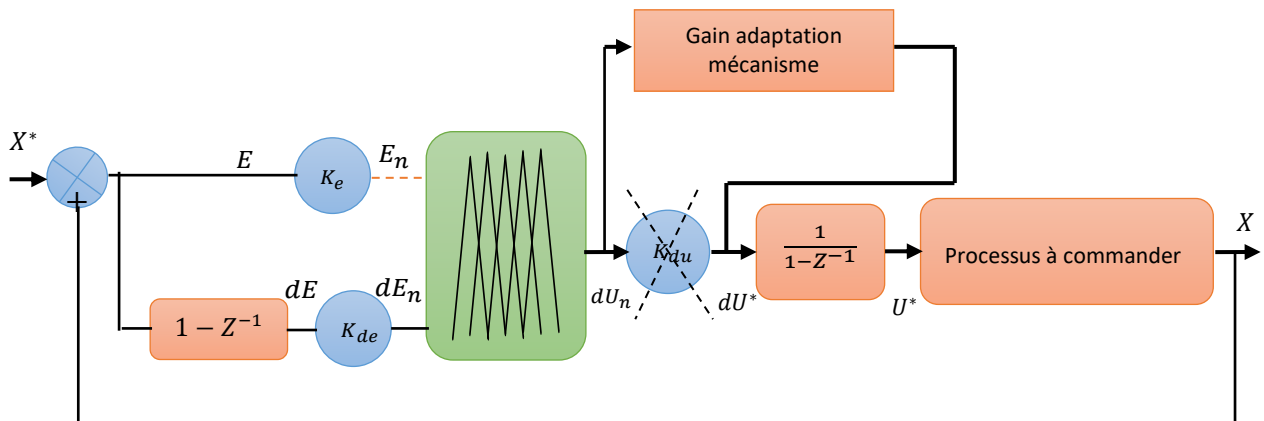


Figure III.16 : Structure du contrôleur flou type-1 adaptative.

Tableau. III.2: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type1 adaptative.

L'erreur	NG	NM	N P	EZ	PP	PM	PG
La commande	PG	PM	PP	EZ	NP	NM	NG

Le mécanisme d'ajustement c'est un régulateur flou type-1, les fonctions d'appartenance pour (e), et (Δu) sont représenter comme suit :

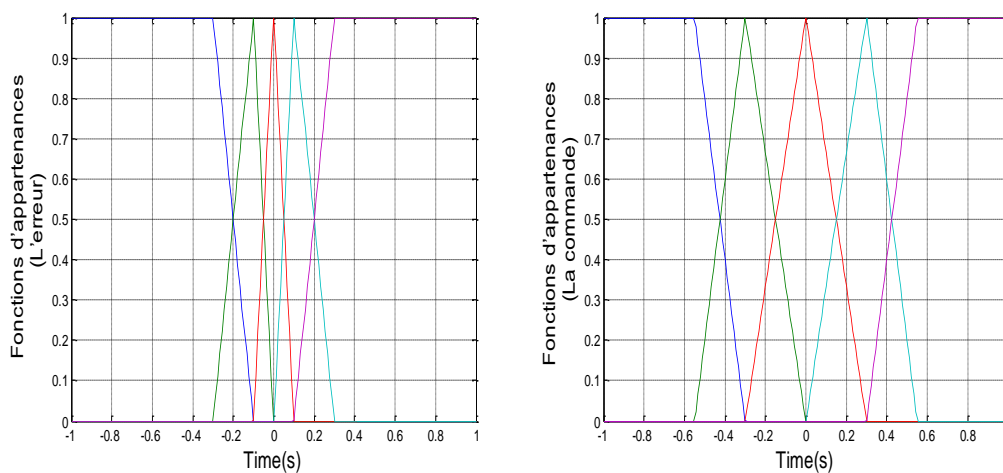


Figure III.17 : les fonctions d'appartenance (e), et (Δu).

III.4.2 Résultats de simulation numérique :

- **Schéma bloc de simulation :**

La figure (III.18) montre un schéma bloc de simulation de la commande floue type 1 adaptative appliquée sur la MSAP.

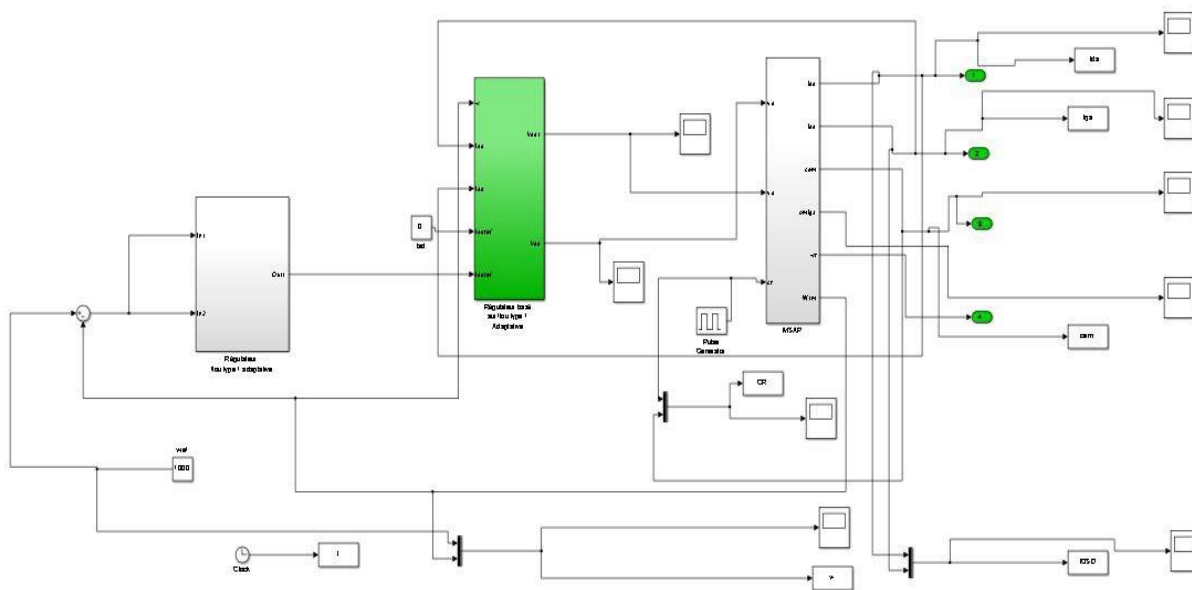


Figure III.18 : Schéma bloc de la commande floue adaptative appliqué à la MSAP.

• **Résultat de simulation :**

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par la logique floue type1 adaptative appliquée sur la MSAP. Cette commande est réalisée dans la même condition des commandes précédentes :

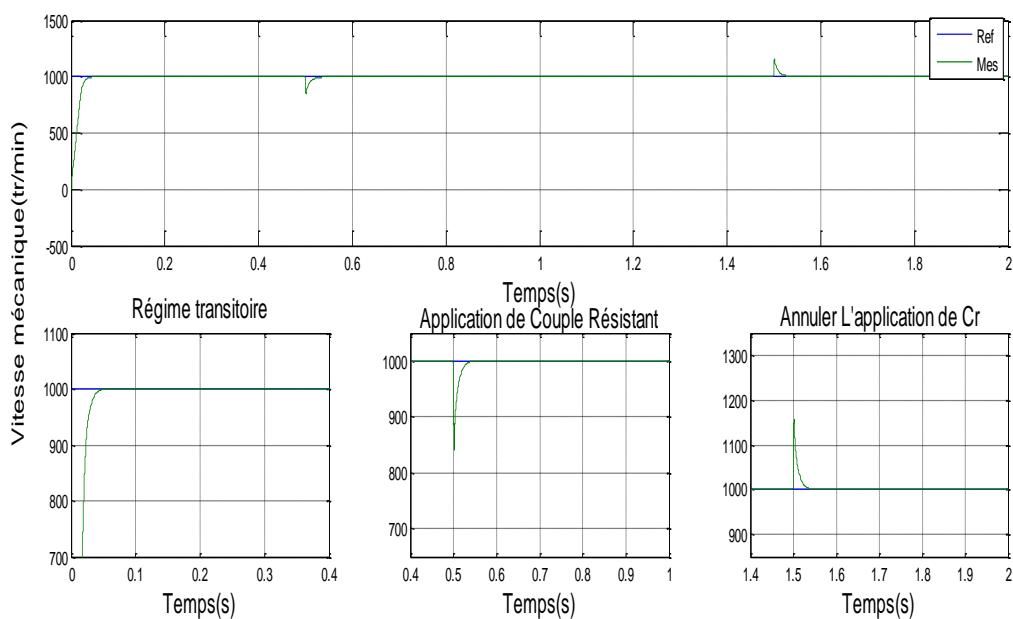


Figure III.19 : Vitesse mécanique avec un zoom (floue type 1 adaptative).

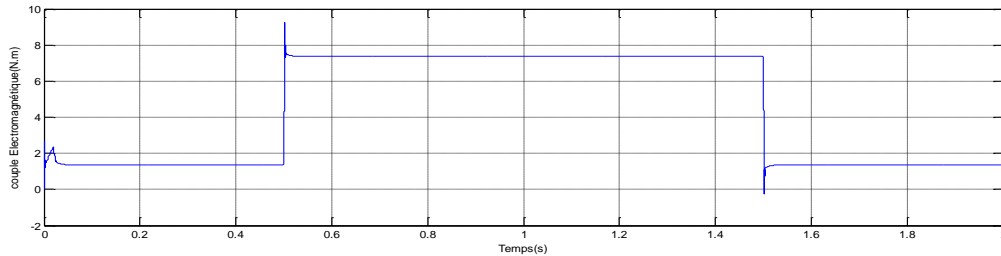


Figure III.20 : Résultat de simulation du couple électromagnétique.

III.4.3 Interprétation des résultats :

Après les résultats obtenus par la figure (III.19, III.20) on remarque qu'une amélioration remarquable des résultats obtenus par la commande floue type 1 adaptative par rapport les deux commandes précédentes (floue type 1 et vectorielle) à savoir :

Les erreurs de poursuite sont faibles avec des dépassements presque nuls, les temps de réponses qui caractérisent le régime transitoire sont faibles.

III.5 Application de la commande floue type 2

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande floue type 1 avec un changement des régulateurs floue type 1 par des régulateurs floue type 2 de mêmes types, qui possèdent les mêmes fonctions d'appartenances. La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles).

III.5.1 Structure de base d'un contrôleur flou type2

Comme les contrôleurs flous de type 1 se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système), le régulateur flou de type 2 (CFT2) utilisé est schématisé sur la figure suivante :

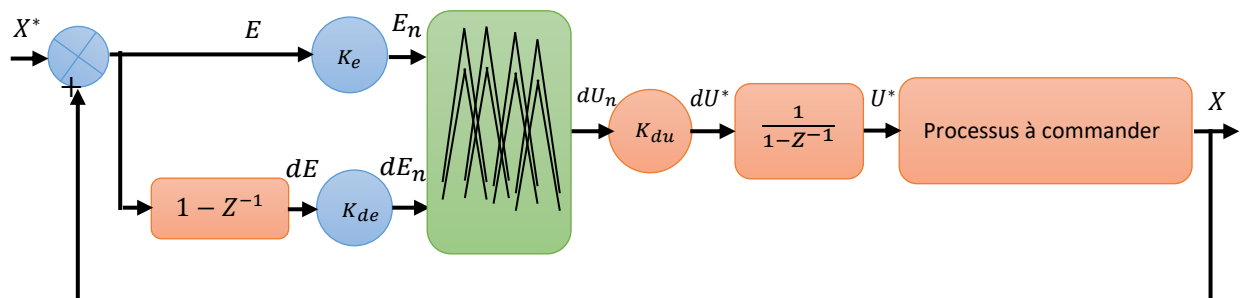


Figure III.21 : Structure du contrôleur flou type-2.

Tableau. III.3 : Table des règles de décision pour le contrôleur flou type2

La commande		Erreur		
		N	EZ	P
Dérivé de l'erreur	N	NG	NP	PP
	EZ	NG	EZ	PG
	P	NP	PP	PG

Dans notre travail le contrôleur flou type-2 admet (3-3-5) ensembles flous de forme gaussienne pour l'erreur et la variation de l'erreur et la variable de commande représenté sur les figures suivantes :

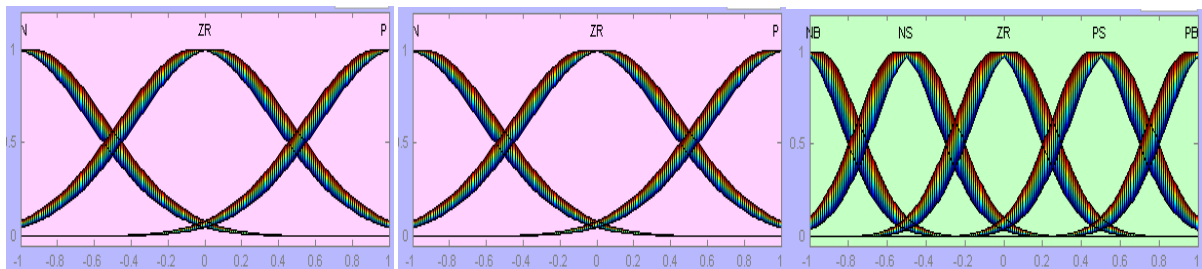


Figure III.22 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu).

III.5.2 Résultats de simulation numérique

- **Schéma bloc de simulation :**

La figure (III. 23) montre un schéma bloc de simulation de la commande floue type 2 adaptative appliquée sur la MSAP.

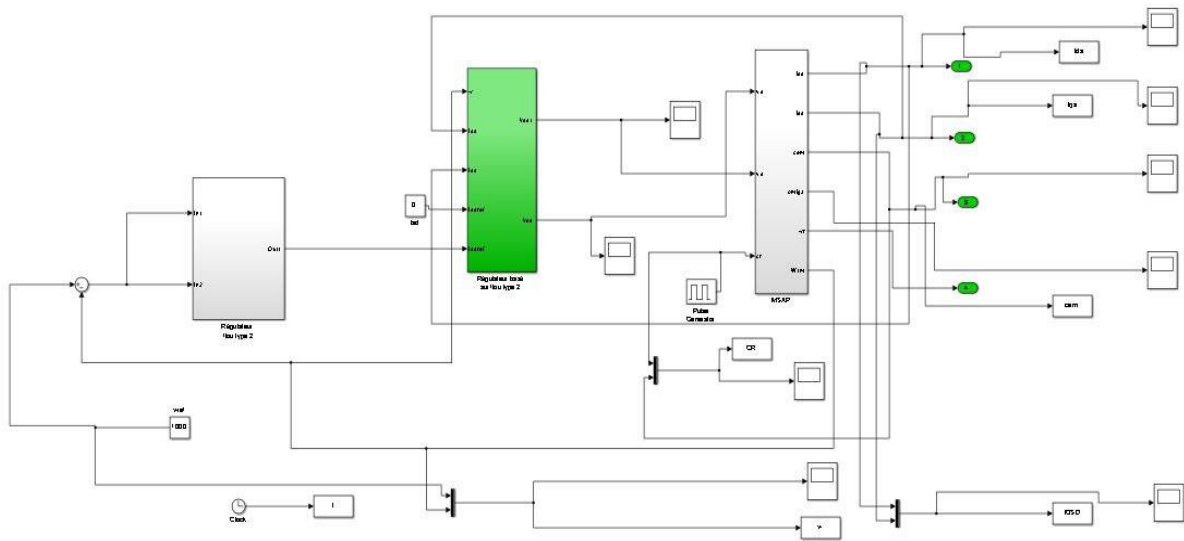


Figure III.23 : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur floue type-2.

• **Résultat de Simulation :**

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

La machine est alimentée pour entraîner à une vitesse de référence égale à 1000 tr/min (échelon de consigne) avec une application de couple résistant $Cr= 6 \text{ N.m}$ (échelon de couple de résistance entre les instants $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1,5\text{s}$)

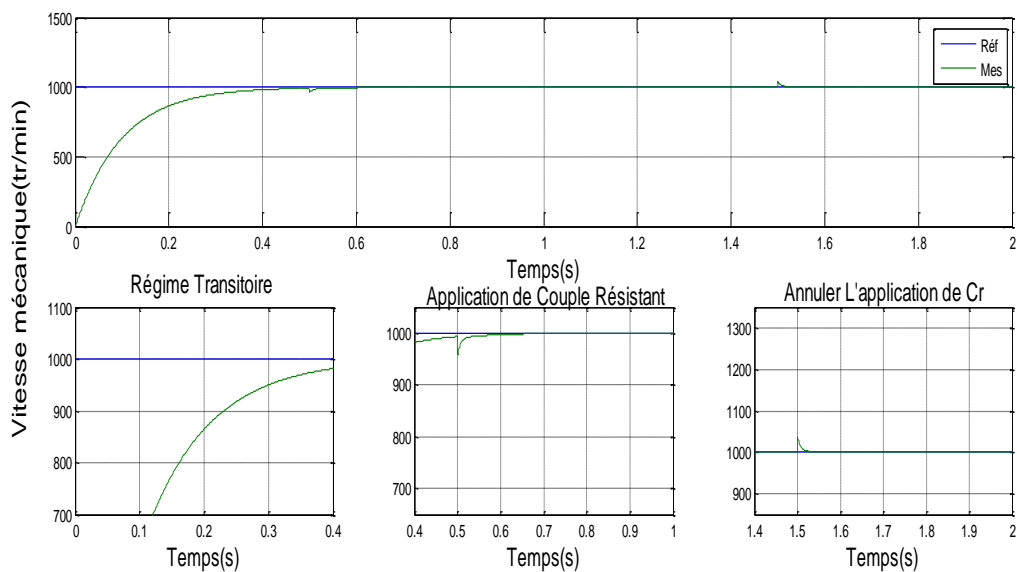


Figure III.24 : Vitesse mécanique avec un zoom (floue type 2).

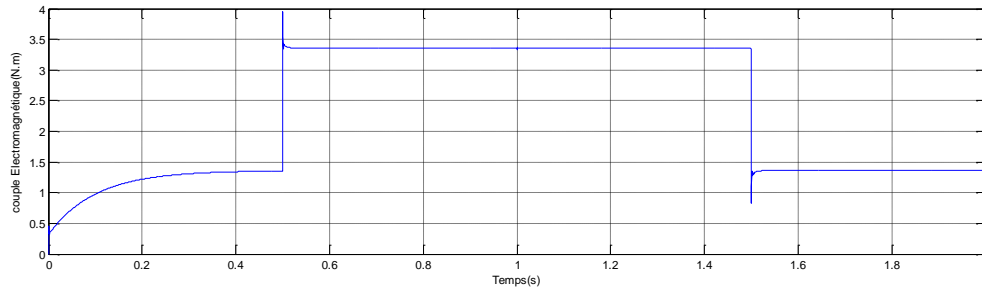


Figure III.25 : Résultat de simulation du couple électromagnétique.

III.5.3 Interprétation des résultats :

Après les résultats obtenus par la figure (III.24, III.25) on remarque qu'une amélioration remarquable des résultats obtenus par la commande floue type 2 par rapport les autres commandes précédentes (floue type 1, floue type 1 adaptative, et vectorielle) à savoir :

- Un dépassement nul pour le régime transitoire.
- Une convergence exponentielle des erreurs vers zéro entre les valeurs de consignes et celles mesurées.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'implémentation les quatre techniques de commande que sont développées théoriquement précédent pour contrôlé la vitesse mécanique générée par notre moteur synchrone : La première application c'est la commande vectorielle basé sur les régulateurs PI. Cette commande est basée aussi sur l'orientation du flux statorique pour simplifier le modèle de notre machine et découpler le contrôle entre le couple et le flux magnétique, cette commande est assuré le découplage en boucle fermée en tout instant mais se caractérise par l'inconvénient de robustesse, et pour éliminer ce inconvénient on faire les autres commandes floue type 1, floue type 1 adaptative, et floue type 2 qui sont présenter dans le deuxième partie pour contrôler toujours la vitesse de la MSAP. On à avoir des bons résultats par rapport la commande vectorielle au côté de la stabilité et la précision. Pour justifier ces résultats on va faire une étude comparative entre ces trois commandes (qualitative, quantitative, et robustesse) dans le chapitre suivant pour le but de conclure la commande la plus performante et la plus efficace pour commander la vitesse de rotation de la MSAP.

CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE

IV.1 Introduction

Afin d'étudier et d'évaluer les différentes lois de commande appliquées sur notre moteur synchrone à aimants permanents dans ce mémoire, nous présenterons une étude comparative entre ces commandes. Cette étude a été répétée dans les mêmes conditions.

IV.2 Les différentes comparaisons utilisées entre les techniques proposées

Le but de cette section est de comparer les quatre commandes que nous avons introduites dans les chapitres précédents. Cette comparaison est basée sur une série de tests que nous avons exécutés avec le système fonctionnant transitoire et en permanent.

- ✚ Le premier test que nous avons effectué est basé sur des variations de référence de vitesse. Cette comparaison est appelée comparaison qualitative des modifications externes.
- ✚ Le deuxième test que nous avons défini comporte quatre critères : l'intégral de l'erreur au carré (ISE), l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE), l'intégral du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE), et l'intégral du temps multiplié par l'erreur au carré (ITSE). Cette comparaison est appelée comparaison quantitative.
- ✚ Le dernier test que on a effectué consiste à modifier les paramètres de la machine utilisé car, en réalité, ces derniers sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques tels que (l'échauffement des résistances, etc..). Cette comparaison est appelée comparaison Robustesses.

IV.3 Comparaison Qualitative

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats obtenus par la simulation de notre moteur sous l'environnement MATLAB SIMULINK, grâce à l'application des différentes techniques de commandes. Dans cette comparaison, nous avons réalisé le test qui fait par l'implémentation d'une couple résistant ($C_r = 6N.m$) comme une variation externe à l'instant ($t=0.5s$) et une consigne de vitesse égale la vitesse nominale de la MSAP (1000tr/min).

IV 3.1.1 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les résultats obtenus par la comparaison qualitative des différentes techniques de commandes réalisées sur notre MSAP.

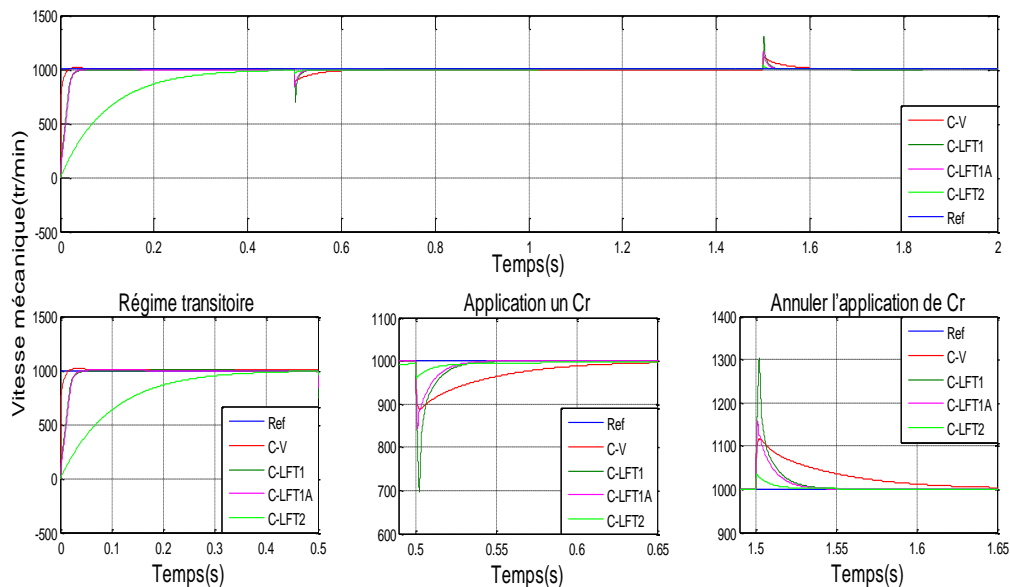


Figure IV.1 : Vitesse mécanique produite pour les quatre commandes avec un zoom (variation externe).

IV 3.1.2 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que la vitesse mécanique suit leur référence dans les quatre types de commandes, cependant le temps de réponse, le dépassement, ainsi que la convergence exponentielle des erreurs pour le régime transitoire ou le régime permanent avec une application de variation externe (couple résistant). On remarque que la meilleure valeur de ces derniers sont les valeurs obtenues lors de l'application de la commande floue type 2 qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes.

IV.4 Comparaison Quantitative

Cette comparaison est basée sur la différence entre les résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur notre système quantitativement (en chiffres), Ce test basé sur quatre critères : l'intégral de l'erreur au carré (ISE), l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE), l'intégral du temps multiplié par la valeur

absolue de l'erreur (ITAE), et l'intégral du temps multiplié par l'erreur au carré (ITSE). Les résultats ont été obtenus dans les mêmes conditions. Les critères de performance sont définis mathématiquement par :

- L'intégrale de l'erreur quadratique, définie par :

$$ISE = \int_0^T e^2(t)dt \tag{IV.1}$$

- L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur :

$$IAE = \int_0^T |e(t)|dt \tag{IV.2}$$

- L'intégrale du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur :

$$ITAE = \int_0^T t. |e(t)|dt \tag{IV.3}$$

- L'intégrale du temps multiplié par l'erreur au carré :

$$ITSE = \int_0^T t. e^2(t)dt \tag{IV.4}$$

IV 4.1 Résultats de simulation numérique

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

Tableau. IV-1 : Comparaison quantitative entre les différents contrôleurs.

		les commandes développer de notre système			
G-C	critère	Commande vectorielle	Commande floue Type-1	Commande floue Type-1 adaptative	Commande floue Type-2
La vitesse mécanique	$ISE = \int_0^{+\infty} e^2 dt$	277.1406	263.7152	99.2958	12.1679
	$IAE = \int_0^{+\infty} e dt$	4.9382	2.0388	1.3632	1.1503
	$ITAE = \int_0^{+\infty} t. e dt$	2.6872	1.0380	0.6946	0.6643
	$ITSE = \int_0^{+\infty} t. e^2 dt$	144.7328	132.9833	50.1494	6.3375

IV 4.2 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation présentés dans le tableau ci-dessus montrent que la commande floue type 2 est la plus performante par rapport les autres commandes du point de vue

minimisation toute les critères (ISE, IAE, ITAE, ITSE) qui nous donne les valeurs les plus faibles.

IV.5 Comparaison de Robustesse

Le test dernier est basé sur le test de robustesse des contrôles proposés, qui teste l'impact des changements paramétriques (variation interne) du MSAP sur leurs performances. Sachant que dans un système réel ces paramètres sont sujets à des fluctuations provoquées par divers phénomènes physiques (échauffement des résistances, etc.), pour appliquer cette comparaison nous allons décomposer notre modèle d'état de la machine qui existe dans le chapitre I

IV 5.1 Modèle d'état pour appliquer le test de robustesse :

Le modèle d'état de la MSAP qui on a le déterminer dans le chapitre (I) :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & 0 \\ 0 & \frac{-Rs}{Lq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{Lq}{Ld} \\ \frac{-Ld}{Lq} & 0 \end{bmatrix} \Omega \quad (IV.5)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{Lq} \end{bmatrix} \Omega \quad (IV.6)$$

Le modèle d'état pour appliquer le test de robustesse :

$$[A1] = \left[\frac{Rs}{Ld} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{Rs}{Lq} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} + \frac{Lq}{Ld} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{Ld}{Lq} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \right] \Omega \quad (IV.7)$$

$$[B] = \left[\frac{1}{Ld} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{Lq} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{Lq} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \right] \Omega \quad (IV.8)$$

IV 5.2 Résultats de simulation qualitativement

Dans cette comparaison, nous avons représenté la courbe de la vitesse mécanique pour avoir la robustesse des commandes proposées. La variation des paramètres sera appliquée entre les instants $t = 0.8s$ et $t = 1.3s$. Les résultats de simulations sont présentés par la figure suivante :

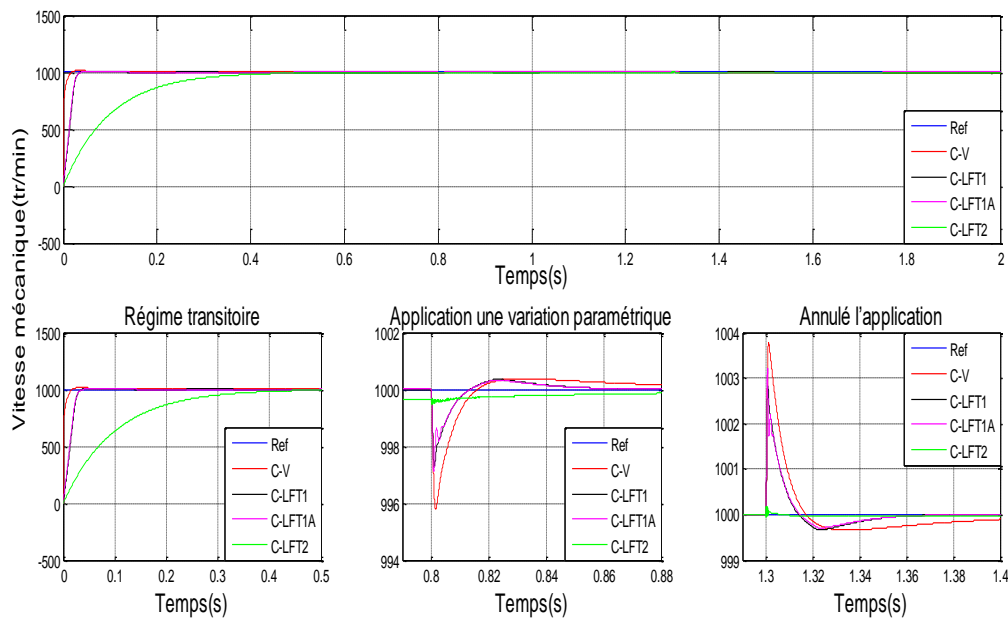


Figure IV.2 : Vitesse mécanique produite pour les quatre commandes avec un zoom (variation interne).

IV 5.3 Interprétation des résultats

Dans cet essai, nous avons visualisé la forme de la vitesse. Les quatre commandes proposées se caractérisent par une grande fiabilité et offrent de bonnes performances même avec de petites fluctuations de paramètres; Cependant, la commande par logique floue type-2 semble être la meilleur commande, cependant, la commande par logique floue type 2 se présente comme la meilleur commande ayant de allure de vitesse presque lisses et un bon suivi de allure des consigne, suivi de la commande par logique floue type 1 adaptative qui a permis une minimisation des oscillations dues aux variations paramétriques de la machines, viennent ensuite respectivement la commande par la logique floue type 1 qui présente une ondulation supérieure à celle obtenue par logique floue type 1 adaptative, et la commande à base des régulateurs PI qui nous donne des ondulations remarquables par rapport aux autres commandes.

IV 5.4 Résultats de simulation quantitativement

Le tableau suivant représenter les valeurs de comparaison pour un test robuste entre les trois commandes développées :

Tableau. IV-2 : Comparaison quantitative entre les différents contrôleurs pour test Robustesse

G-C	critère	les commandes développer de notre système			
		Commande vectorielle	Commande floue Type-1	Commande floue Type-1 adaptative	Commande floue Type-2
La vitesse mécanique	$ISE = \int_0^{+\infty} e^2 dt$	0.1276	0.0445	0.0409	0.0057
	$IAE = \int_0^{+\infty} e dt$	0.0957	0.0424	0.0404	0.0374
	$ITAE = \int_0^{+\infty} t \cdot e dt$	0.1037	0.0454	0.0433	0.0360
	$ITSE = \int_0^{+\infty} t \cdot e^2 dt$	0.1329	0.0475	0.0441	0.0049

IV 5.5 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation présentés dans le tableau ci-dessus montrent que la logique floue de type 2 est la plus performante et efficace de minimiser l'erreur par rapport les autres techniques de commande.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude comparative entre les quatre commandes appliquées sur la MSAP. Pour ce faire, nous avons utilisé trois approches de base : qualitative, quantitative et robustesse. Les résultats obtenus montrent clairement que la commande par logique floue de type 2 est la commande la plus efficace et la plus efficace sur la MSAP par rapport les commandes vectorielle, floue type 1, et floue type 1 adaptative.

CONCLUSION GENERALE

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

Dans le premier chapitre, nous avons entamé ce travail par un rappel théorique sur notre moteur synchrone à aimants permanents, qui comprend : sa construction, ses différents types, ses applications, ses avantages et ses inconvénients. Par la suite, nous avons modélisé, dans une première étape, cette machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park (Repère biphasé (d, q)) lié au champ tournant qui réduit la complexité du modèle, puis, dans une seconde étape, le convertisseur qu'est' alimenter cette machine qui est un redresseur triphasé non commandé en série avec un onduleur triphasé permet l'application des commandes pour contrôler la puissance mécanique produit. Sur ce modèle global (MSAP et leurs convertisseurs), on a proposé quatre techniques de commandes différentes qui ont été détaillées théoriquement dans le deuxième chapitre et appliqué sur le troisième chapitre pour contrôler indépendamment l'échange des puissances convertir à savoir : la commande vectorielle, floue type 1, floue type 1 adaptative, et enfin la commande floue type 2. Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application de ces commandes sur notre moteur montrent l'efficacité de ces derniers implémentés.

Finalement dans le dernier chapitre nous avons fait une étude comparative entre les différentes techniques de commandes développées, cette étude de comparaison est réalisée à partir d'une série de tests que nous avons effectués durant les fonctionnements transitoire et permanent du notre machine. Les résultats de cette étude ont affirmé ceux de la simulation de l'asservissement de puissance mécanique et la commande la plus efficace.

Suggestions et perspectives

Suite à cette étude, quelques suggestions et perspectives peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible à l'amélioration du fonctionnement du système considéré, à savoir :

- ✚ L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux pour alimenter notre machine.
- ✚ L'utilisation des nouvelles techniques plus développées ou hybride.
- ✚ L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposés.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

- [MER 18] Merabet. F et Itaoua. B, « Commande de la machine synchrone à aiment permanent par les techniques IFOC et DTC » mémoire Master,2017/2018 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [MES 17] Messaoudi. I et Mohamed. El, « Commande par mode glissant de deux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un seul onduleur » mémoire Master,2017/2018 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [ZEG 20] Zeghlach. A et Berra. Ch, « Commande des puissances par logique floue application à la MADA » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [LACH 22] Lachi. S et Zeghlache. El, « Commande par logique d'une chaîne de conversion éolienne » mémoire Master,2021/2022 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [ABA 07] Abada. A et Zellagui. M, « Commande adaptative par modèle de référence, application sur la machine synchrone à aiment permanent (MSAP) » mémoire Master,2006/2007 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [KOU 20] Kouriche. S et Hadji. F, « Stabilisation et Commande adaptative floue type-2 d'une classe de système non linéaire » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [TAB 20] Tabi. R et Maatoug. S, « Commande de la machine synchrone à aiment permanent par la technique DTFC » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [FERA 22] Ferahtia. B et Bourdelle. A, « Commande floue adaptative de la machine synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2021/2022 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [GHA 22] Ghamri. Chaima Aicha, « Commande Robuste de la machine synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2021/2022 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [FERH 21] Ferhat. Ch., « Commande direct de couple par la logique floue de la machine synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2020/2021 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [BER 18] Berrabah. A. B.et Hamza. O, « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2017/2018 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [TAB 20] Tabi. R et Maatoug. S, « Commande de la machine synchrone à aiment permanent par la technique DTFC » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [SAI 20] Saidi. Z., « Commande floue adaptative appliqué à un moteur synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [LIT 22] Lithoudji. I. et Ouadadi. T, « Commande hybride glissant floue type1 et 2 de la synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2021/2022 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [BEN 22] Ben Omhani. A, « Commande Non linéaire d'un moteur synchrone à aiment permanent basée sur la logique floue type-2 » mémoire Master,2021/2022 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [BER 18] Berrabah. A. B.et Hamza. O, « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2017/2018 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [SAI 20] Saidi. Z., « Commande floue adaptative appliqué à un moteur synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.

- [**FERH 21**] Ferhat. Ch., « Commande direct de couple par la logique floue de la machine synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2020/2021 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**BEN 22**] Ben Omhani. A, « Commande Non linéaire d'un moteur synchrone à aiment permanent basée sur la logique floue type-2 » mémoire Master,2021/2022 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**LIT 22**] Lithoudji. I. et Ouadadi. T, « Commande hybride glissant floue type1 et 2 de la synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2021/2022 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**DJA 12**] Djaghдали. L, « Commande prédictive directe du couple de la machine asynchrone » mémoire Master,2011/2012 Université de Biskra.
- [**FERA 22**] Ferahtia. B et Bourdelle. A, « Commande floue adaptative de la machine synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2021/2022 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**SAI 20**] Saidi. Z., « Commande floue adaptative appliqué à un moteur synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**BER 18**] Berrabah. A. B.et Hamza. O, « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2017/2018 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**HEL 20**] Helleli. A., « Commande direct du couple basé sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**ZEG 20**] Zeghlach. A et Berra. Ch, « Commande des puissances par logique flou application à la MADA » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**FERH 21**] Ferhat. Ch., « Commande direct de couple par la logique floue de la machine synchrone à aiment permanent » mémoire Master,2020/2021 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**LACH 22**] Lachi. S et Zeghlache. El, « Commande par logique d'une chaine de conversion éolienne » mémoire Master,2021/2022 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**TOU 22**] Tour. A et Aouadj. A, « Commande adaptative floue tolérante aux défauts pour une classe de système non linéaires » mémoire Master,2021/2022 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**KOU 20**] Kouriche. S et Hadji. F, « Stabilisation et Commande adaptative floue type-2 d'une classe de système non linéaire » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**HEL 20**] Helleli. A., « Commande direct du couple basé sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile » mémoire Master,2019/2020 Université Mohamed Boudiaf M'sila.
- [**ROU 16**] Rouabhi. R, « Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée ». Thèse Doctorat, université Batna 2016.

ANNEXE

Caractéristique de la machine synchrone à aimant permanent

Fréquence	f	50	HZ
Puissance nominal	P	1.1	KW
Vitesse nominal	n	1000	Tr/min
Tension nominal	U_{sn}	220/380	V
Courant nominal	I_{sn}	5	A

Paramètre de la machine synchrone à aiment permanent

Résistance d'une phase statoriques	R_s	1.67	Ω
Le moment d'inertie	J	0.0003	Kg/m^2
Nombre de Pôles	P	3	
Inductance direct	L_d	0.00145	H
Inductance en quadrature	L_q	0.00145	H
Coefficient de frottement	f_v	0.0014	Nm/ (rad/s)
Flux des aimants	φ_{e_v}	0.12	Wb

RESUME

Résumé :

Dans ce travail, nous allons développer quatre techniques de commande basé sur l'orientation du flux statorique avec des régulateurs différents à savoir : la commande vectorielle, floue type 1, floue type 1 adaptative et floue type 2 appliquée déjà sur la machine synchrone a aimants permanents pour résoudre les problèmes de variation paramétriques afin obtenir des performances positives par rapport les commandes : vectorielle, flou type 1, type 1 adaptative et floue type 2 dans le point de variation paramétrique, cette machine pilotée à travers les variables statoriques par deux convertisseurs. Dans la première partie nous avons modélisé la machine et leurs convertisseurs. Dans la deuxième partie, on a développé les commandes nécessaires pour contrôler la puissance mécanique produite. (Vitesse, couple) par cette machine. Enfin, on s'est intéressé à l'étude comparative entre les commandes développées.

Mots clés : MSAP – Onduleur –Modélisation –Commande – vectorielle – Logique floue type-1 – Logique floue type-1 adaptative – Logique floue type-2.

Abstract:

In this work, we will develop four control techniques based on stator flux orientation with different controllers namely: vector, fuzzy type 1, fuzzy type 1 adaptive and fuzzy type 2 control already applied on permanent magnet synchronous machine to solve parametric variation problems in order to obtain positive performance compared to controls: vector, fuzzy type 1, type 1 adaptive and fuzzy type 2 in the parametric variation point, this machine driven through stator variables by two converters. In the first part we modelled the machine and its converters. In the second part, we developed the commands needed to control the mechanical power produced (speed, torque) by this machine. (speed, torque) produced by this machine. Finally, we looked at the comparative study between the controls developed.

Keywords: PMSM - Inverter - Modelling - Control - Vector - Type-1 fuzzy logic - Type-1 adaptive fuzzy logic - Type-2 fuzzy logic.

موجز:

في هذا العمل، سنقوم بتطوير أربع تقنيات تحكم بناءً على اتجاه تدفق الحالة مع جهات تنظيمية مختلفة وهي: التحكم في الناقل، ضبابية النوع 1، ضبابية التكيف من النوع 1 وضبابية النوع 2 المطبقة بالفعل على الآلة المتزامنة لديها مغناطيسات دائمة لحل مشاكل التباين الحدودي من أجل الحصول على أداء إيجابي فيما يتعلق بالضوابط: المتجه، ضبابية النوع 1، النوع 1 التكيفي والغامض من النوع 2 في نقطة التباين البارامترية، هذه الآلة مدفوعة من خلال متغيرات الحالة بواسطة محولين. في الجزء الأول قمنا بنمذجة الآلة ومحولاتها. في الجزء الثاني، طورنا الضوابط اللازمة للتحكم في الطاقة الميكانيكية المنتجة. (السرعة، عزم الدوران) بواسطة هذه الآلة. أخيرًا، نظرنا في الدراسة المقارنة للطلبات التي تم تطويرها.

الكلمات الرئيسية: المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم – العاكس – النمذجة – التحكم – المتجه - النوع 1 المنطق الضبابي - المنطق الضبابي التكيفي النوع 1 – المنطق الضبابي النوع 2.