

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:

Imad Eddine LITOU DJI
Tayeb OUADADI

Intitulé

Commande hybride glissant floue type 1 et 2
de la machine synchrone
à aimants permanents

Soutenu devant le jury composé de:

Abderrahim ZEMMIT

Riyadh ROUABHI

Abdelghafour HERIZI

Abdelmadjid CHOUCOU

MCA

MCA

MCB

MAA

Président

Encadreur

Co-Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2021/2022

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu de nous avoir accordé le succès dans la réalisation de ce travail simple et humble.

*Ce travail a été réalisé sous la supervision du professeur compétent et respecté **Riyadh ROUABHI**, Professeur au Département de Génie Électrique, Faculté de Technologie, Université de M'Sila . Nous lui exprimons notre gratitude envers lui et nous le remercions vivement pour ses efforts, ses encouragements et le suivi rigoureux de nos travaux, ses conseils, son orientation, son orientation et son soutien, et nous le remercions vivement pour ses nobles qualités humaines et sa haute moralité. avec nous. Et nous avons tout l'honneur car avant de nous accompagner et de nous guider dans ce travail.*

Nous tenons maintenant à remercier nos familles, en particulier nos parents, pour leur soutien et leur confiance dans nos efforts. Nous remercions également nos frères, amis, collègues, enseignants et professeurs qui nous ont soutenus tout au long de notre parcours académique, que ce soit de près ou de loin, et nous exprimons nos sincères remerciements.

Nos vives salutations.

Dédicaces

Nous dédies ce mémoire à :

Les deux peuples les plus chers à nos cœurs sont nos pères
et nos mères qui ils nous ont apporté soutien et réconfort
tout au long de nos études.

A notre tout puissant professeur Riyadh ROUABHI.

A nos frères et nos sœurs.

Tous nos amis sans exception.

Et sans oublier nos enseignants qui m'ont soutenu durant
Toutes nos années d'études.

إهداء

نهدي هذه الرسالة إلى:

أعز شخصين على قلوبنا هما آباؤنا وأمهاتنا الذين قدموا لنا الدعم والراحة
طوال فترة دراستنا.

لأستاذنا القدير روابحي رياض.

لإخواننا وأخواتنا.

كل أصدقائنا بدون استثناء.

لكل من له مكانة في نفوسنا.

ودون أن ننسى أساتذتنا الذين دعمونا أثناء

كل سنوات دراستنا.

لو عرض كتاب سبعين مرة لوجد فيه خطأ
أبى الله أن يكون صحيحا غير كتابه

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.....	04
I.2	Généralités sur la machine synchrone a aimants permanents (MSAP)	04
I.2.1	Historique sur la MSAP	04
I.2.2	Structure de la MSAP	05
I.2.3	Différents types de la MSAPs	06
I.2.4	Principe de fonctionnement de la MSAP	08
I.2.5	Les applications de la MSAP	08
I.2.6	Les avantages et les inconvénients de la MSAP	08
I.3	Modelisation de la MSAP.....	09
I.3.1	Hypothèses simplificatrices	09
I.3.2	Equations mathématiques de la MSAP dans le repère (a,b,c).....	10
	I.3.2.1 Equations électriques	10
	I.3.2.2 Equations magnétiques	11
	I.3.2.3 Equations mécaniques.....	12
I.3.3	Transformation de PARK	12
I.3.4	Equations mathématiques de la MSAP dans le repère (d,q)	13
	I.3.2.1 Equations électriques	13
	I.3.2.2 Equations magnétiques	13
	I.3.2.3 Equations mécaniques.....	14
I.3.5	Choix de repère de référence de PARK	14
I.3.6	Modèle d'état de la MSAP	15
I.4	Modélisation et commande de l'alimentation de la MSAP.....	16
I.4.1	Modélisation du l'onduleur à deux niveaux.....	16
I.4.2	Commande par modulation de largeur d'impulsion.....	17
I.5	Conclusion	18

CHAPITRE II: L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES APPLIQUES.

II.1	Introduction	20
II.2	Commande par mode glissant	20
II.2.1	Conception de l'algorithme de commande par mode glissant	20
	II.2.1.1 Choix des surfaces de glissement	20
	II.2.1.1.1 Régime glissant idéal	22
	II.2.1.1.2 Régime glissant réel	22
	II.2.1.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	22
	II.2.1.2.1 Approche directe	22
	II.2.1.2.2 Approche de Lyapunov	23
	II.2.1.3 Détermination de la loi de commande	23
II.2.2	Elimination du phénomène du broutement (Chattering)	25
	II.2.2.1 Proposition de Slotine	26
	II.2.2.2 Proposition de Harshima	26
II.3	Commande hybride glissant flou type 1	27
II.3.1	Elimination du phénomène broutement par les régulateurs flous type1	27
	II.3.1.1 Notions fondamentales de la logique floue type 1	27
	II.3.1.1.1 Ensembles flous	28
	II.3.1.1.2 Fonctions d'appartenances	28
	II.3.1.1.3 Caractéristiques d'un sous ensemble flou	29
	II.3.1.1.4 Variables linguistiques	30
	II.3.1.1.5 Opérateurs logiques flous	30
	II.3.1.1.6 Implication floue	32
	II.3.1.2 Structure d'un contrôleur floue type 1	33
	II.3.1.2.1 Fuzzification	33
	II.3.1.2.2 Règles de contrôle	34
	II.3.1.2.3 Inférence des règles floues	34
	II.3.1.2.4 Défuzzification	35
II.4	Commande hybride glissant flou type2	35
II.4.1	Elimination du phénomène broutement par les régulateurs flous type2	35
	II.4.1.1 Notions fondamentales de la logique floue type 2	35
	II.4.1.1.1 Représentation d'un ensemble flou type-2	36

II.4.1.1.2 Définitions	36
II.4.1.2 Structure d'un contrôleur flou type 2.....	39
II.4.1.2.1 Fuzzification	39
II.4.1.2.2 Base des règles.....	39
II.4.1.2.3 Mécanisme d'inférence	40
II.5 Conclusion	41

CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES.

III.1 Introduction	43
III.2 Application de la commande par mode glissant	43
III.2.1 Modèle de la machine synchrone a aimants permanents (MSAP)	43
III.2.2 Choix des surfaces de glissements	43
III.2.3 Conditions de convergences.....	44
III.2.4 Loi de commande par mode glissant	44
III.2.5 Résultats de simulation numérique	46
III.2.6 Interprétation des résultats	48
III.3 Application de la commande hybride glissant flou type 1	48
III.3.1 Structure de base d'un contrôleur glissant flou type 1	48
III.3.2 Résultats de simulation numérique	50
III.3.3 Interprétation des résultats	51
III.4 Application de la commande hybride glissant flou type 2	51
III.4.1 Structure de base d'un contrôleur glissant flou type 2	52
III.4.2 Résultats de simulation numérique	53
III.4.3 Interprétation des résultats	55
III.5 Conclusion	55

CONCLUSION GENERALE.....	57
---------------------------------	-----------

RESUME

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

Figure I.1:	La machine Synchrone à Aimant Permanent.....	5
Figure I.2:	Le stator de MSAP.....	5
Figure I.3:	Le rotor de MSAP.....	6
Figure I.4:	Différentes structures rotoriques pour une MSAP.....	7
Figure I.5:	Schéma de la MSAP dans le repère abc.....	10
Figure I.6:	Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).....	13
Figure I.7:	Le Schéma de l'onduleur triphasé.....	16
Figure I.8:	MLI sinus-Triangle.....	18
Figure I.9:	Schéma de principe du technique sinus-Triangle.....	18

CHAPITRE II : L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES APPLIQUEES

Figure II.1:	Fonction sign.....	25
Figure II.2:	Phénomène de broutement.....	25
Figure II.3:	Fonction SAT(A) - un seuil ;(b) - deux seuils.....	26
Figure II.4:	Fonction Cont.....	26
Figure II.5:	Les formes defonctions d'appartenances.....	29
Figure II.6:	Operateur –non-	31
Figure II.7:	Operateur –ET- réaliser par le minimum.....	31
Figure II.8:	Operateur –OU- réaliser par le maximum.....	32
Figure II.9:	Implication floue.....	33
Figure II.10:	Structure d'un contrôleur floue.....	33
Figure II.11:	(a) Représentation schématique d'un ensemble flou type2 gaussien Les appartenances secondaires sont représentées dans (b).....	37
Figure II.12:	(a) Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle. (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.....	38

CHAPITRE III : APPLICATION DES COMMANDES PROPOSEES

Figure III.1:	le schéma bloc de la commande par mode glissant.....	46
Figure III.2:	Résultats de simulation numérique de $W_r(t)$ par la commande glissant.....	47
Figure III.3:	Résultats de simulation numérique de $C_e(t)$ par la commande glissant.....	47
Figure III.4:	Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.....	48
Figure III.5:	Structure de base d'un contrôleur flou type 1.....	49
Figure III.6:	Le schéma bloc de la commande glissant flou type1.....	49
Figure III.7:	Résultats de simulation numérique de $W_r(t)$ par la commande glissant flou type1.....	50
Figure III.8:	Résultats de simulation numérique de $C_e(t)$ par la commande glissant flou type1.....	51
Figure III.9:	Structure de base d'un contrôleur glissant flous type 2.....	52
Figure III.10:	Les fonctions d'appartenance pour (e) , (Δe) et (Δu)	52
Figure III.11:	Surface caractéristique du contrôleur flou type-2.....	52
Figure III.12:	Le schéma bloc de la commande glissant flou type-2.....	53
Figure III.13:	Résultats de simulation numérique de $W_r(t)$ par la commande glissant flou type2.....	54
Figure III.14:	Résultats de simulation numérique de $C_e(t)$ par la commande glissant flou type2.....	54

Liste des tableaux :

Tableau. III.-1:	Table des règles de décision pour le contrôleur flou type1	50
Tableau. III.-2:	Table des règles de décision pour le contrôleur flou type2	53

Liste des symbols

MSAP :	Machine synchrone à aimant permanent
a, b, c :	Indices correspondants aux trois phases a, b, c.
$[Vs]$:	Vecteur des tensions stator (V).
$[Rs]$:	Matrice des résistances stator (ohm).
$[Is]$:	Vecteur des courants stator (A).
$[\Phi_s]$:	Vecteur des flux stator (wb).
$[L_{ss}]$:	Vecteur inductance stator (H).
$[\Phi_f]$:	Vecteur du flux engendré par l'aimant permanent (wb).
$[P(\theta)]$:	Matrice de passage direct de Park
$[P(\theta)^{-1}]$:	Matrice de passage inverse de Park. Matrice
θ :	Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.
V_a, V_b, V_c :	Tensions des phases statorique (V).
I_a, I_b, I_c :	Courants des phases statorique (A).
L_a, L_b, L_c :	Inductances propres des phases a,b,c respectivement (H).
Φ_a, Φ_b, Φ_c :	Les flux des phases statorique (H).
V_{ds} :	Tension direct (V).
V_{qs} :	Tension en quadrature (V).
I_{ds} :	Courant direct (A).
I_{qs} :	Courant en quadrature (A).
V_a^*, V_b^*, V_c^* :	Les tensions de phases de référence.
e :	L'erreur.
de :	La variation de l'erreur.
$V_d^* V_q^*$:	Références de tensions avec d et q.
Φ_{ds} :	Flux statorique axe direct (wb).
Φ_{qs} :	Flux statorique axe en quadrature (wb).
L_d :	Inductance directe (H).
L_q :	Inductance en quadrature (H).
$p(t)$:	Puissance instantané (W).
C_e :	Couple électromagnétique(N.m).
ω :	Pulsation électrique (rad/s).
ω_r :	Vitesse de rotation de la machine (rad/s).
p :	Nombre de paires de pôles.
C_r :	Couple résistant (N.m).
Ω :	vitesse mécanique (rad/s)
j :	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur (Kg.).

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAPs) sont de plus en plus utilisés dans l'industrie en raison de leurs nombreux avantages : faible inertie du rotor, dissipation thermique efficace et couple massique élevé. De plus, l'élimination des brosses réduit le bruit et élimine le besoin de leur entretien. La recherche actuelle vise à remplacer les moteurs à courant continu (MCC) par des MSAPs dans les domaines industriels occupés à l'origine par les commandes MCC. Un moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique dont le courant d'induit est régulé pour contrôler son couple. Pour MSAP, la fonction de collecteur est assurée par l'onduleur synchronisé avec la position du rotor [LAH 09] [ROU14] [ROU 19].

Cependant, depuis environ trois décennies, des commandes linéaires et non linéaires assez laborieuses ont été développées pour permettre le contrôle découplé des machines synchrones à aimants permanents en utilisant des marqueurs appropriés à savoir : mode glissant, l'hybridation entre la commande par mode glissant avec la logique floue type 1 et 2.

L'inadaptation avec les systèmes à structures variables, et l'impuissance de ces correcteurs classiques qui donnent souvent des résultats moins performants. Pour cela, on a développé une commande qui résout ces problèmes en nous assurant des résultats avec moins d'erreurs statiques, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste. Cette méthode est appelée "commande par mode glissement" connue pour sa simplicité et sa robustesse. La technique des modes glissants consiste à déplacer la trajectoire d'état du système vers la surface de glissement et à la commuter avec une commutation appropriée autour d'elle jusqu'à ce qu'un point d'équilibre d' ou le phénomène de glissement soit atteint [BOU14] [ROU 16] [ROU 12].

Pour éliminer l'inconvénient principal de la commande précédente à savoir : le phénomène de broutement du mode glissant, on a développé une nouvelle technique de commande basée sur l'hybridation glissant floue type 1 .Le réglage par la logique floue type 1 avec une structure non linéaire présente de bonnes performances et une bonne robustesse dans le contrôle de MSAP. Ce dernier est une autre alternative intéressante [HAZ06] [CHO 11].

Pour améliorer les performances de notre système, on a développé une autre nouvelle technique de commande basée sur l'hybridation glissant floue type 2. Zadeh a introduit le concept d'ensembles flous de type 2 comme une extension du concept d'ensembles flous ordinaires, appelés ensembles flous de type 1. Les ensembles flous de type 2 sont caractérisés par des fonctions d'appartenance, c'est-à-dire que la valeur d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un nombre flou dans l'intervalle $[0,1]$ [KAR 99].

L'objectif de notre travail est de présenter une étude théorique et pratique sur un système contrôlé basé sur la machine synchrone à aimants permanents, nous commençons par le rappel théorique sur les différents types de machines synchrones à aimants permanents utilisées dans notre système, leurs avantages et leurs inconvénients seront exposés et discutés. Enfin, comme résultat, le choix sera porté sur la MSAP qui sera l'objet d'une étude détaillée (son historique, sa structure, son principe de fonctionnement, ses applications, ainsi que ses avantages et ses inconvénients), ensuite la modélisation de ce système (la MSAP et leur convertisseur onduleur triphasé) puis l'étude théorique des commandes proposées (glissant, glissant flou type1, et glissant flou type2) pour l'application de ces commandes sur notre machine.

Ce travail qui comprend trois chapitres, est organisé de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter l'état de l'art de la MSAP et la modélisation de ce dernier avec notre convertisseur (Onduleur MLI)

Le deuxième chapitre sera consacré à l'aspect théorique des commandes proposées dans ce travail de mémoire (commande glissant, commande hybride glissant flou type1, commande hybride glissant flou type2)

Dans le troisième chapitre, nous présenterons l'application de ces commandes proposées sur la machine synchrone à aimants permanents.

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

I.1 Introduction

L'étude et la commande du comportement des moteurs synchrones à aimants permanents est une tâche difficile qui nécessite, surtout, avoir une bonne compréhension de son modèle dynamique et mathématique plus précise afin de prédire correctement [ROU 19] [CHO 11].

Notre objectif, dans ce chapitre, est de présenter l'état de l'art de machine synchrones à aimants permanents (son historique, sa structure, ses différents types, ses applications ainsi que ses avantages et ses inconvénients). Ensuite, la modélisation de cette machine qui est choisie comme un moteur dans notre système et son alimentation triphasée (onduleur MLI à deux niveaux) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle le flux énergétique générée.

I.2 Généralités sur la machine synchrone a aimants permanents

I.2.1 Historique sur la MSAP

Le 1er mai 1888, le moteur synchrone est inventé par Nikola Tesla, qui décrit plusieurs variantes ainsi que le principe et la distribution du courant alternatif biphasé et triphasé.

Aujourd'hui, le développement de la technologie électronique de puissance permet d'utiliser le moteur synchrone comme moteur dans une large plage de puissance. Dans la plupart des cas, le moteur synchrone est utilisé en triphasé [SAB19].

Études comportementales sous différents modes de fonctionnement envisagés.

Au début des années 1980, les moteurs synchrones à aimants permanents devaient être équipés d'une électronique de puissance. Dans les moteurs à courant alternatif (MCA) utilisés dans les applications à vitesse variable. Les moteurs synchrones à aimants permanents restent attractifs en raison du développement des aimants permanents et de leurs avantages par rapport aux autres types de moteurs [SAB19].

I.2.2 Structure de la MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents se compose d'un stator (partie fixe) et d'un rotor (partie mobile), le stator (partie fixe) comprend un enroulement, qui est alimenté en triphasé et génère un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation, et le rotor (partie mobile) est composé d'aimants permanents et les rotors génèrent des champs magnétiques. La zone mince entre ces deux éléments s'appelle l'entrefer [MAH 12].



Figure I.1: la machine Synchrone à Aimant Permanent

❖ Le Stator

Le stator ou induit est la partie fixe de la machine, constituée de trois bobinages, décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, montés dans des encoches du circuit magnétique fixe [MAH 12].



Figure I.2: Le Stator de MSAP

❖ Le Rotor

Le rotor ou l'inducteur est la partie mobile de la machine et se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage de supprimer les pertes balai et rotor et de ne nécessiter aucune alimentation électrique pour fournir le courant d'excitation. Cependant, l'amplitude du flux du rotor ne peut pas être contrôlée [MAH 12] [NBO14].

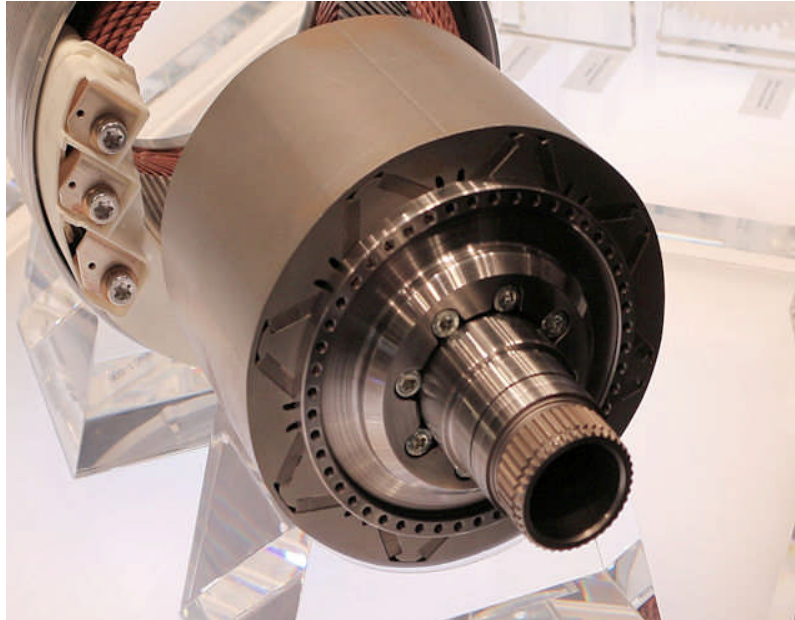


Figure I.3: Le rotor de MSAP

I.2.3 Les différents types de MSAPs

Il existe plusieurs types de machine synchrones à aimants permanents selon la position des aimants permanents sur le rotor de la machine. En effet, la disposition des aimants a un effet direct sur la saillance de la machine (rapport entre les inductances de l'axe direct L_{sd} et de l'axe orthogonal L_{sq}). Les principales structures de rotor utilisées dans les MSAP sont les suivantes [FOD09]:

- **Aimants montés en surface (machine à pôles lisses)** Dans ce type de moteur, les aimants sont collés directement à la surface du rotor. La perméabilité de l'aimant étant proche de celle de l'air, l'entrefer de la machine peut être considérée comme constante. La machine a donc des pôles lisses (pas de saillance $L_{sd} = L_{sq}$). Cette structure est souvent utilisée pour la simplicité de fabrication et de contrôle, mais aussi en raison de son rapport poids/puissance avantageux, qui rend cette solution idéale pour les applications embarquées. Cependant, les aimants placés sur des surfaces ont tendance à tomber à grande vitesse car ils sont directement soumis à la force centrifuge. Une façon de résoudre ce problème est de consolider la combinaison d'aimants et de tubes en matériau non magnétique (Figure I.4-a)[FOD09].

- **Aimants insérés (machine à pôles saillants)** Cette structure est similaire à l'aimant à montage en surface. Cependant, les ouvertures entre les aimants sont remplies de fer pour créer une saillie ($L_{sq} > L_{sd}$). Ce moteur à pôles saillants présente également un bon rapport puissance/poids, et la liaison des aimants n'a plus besoin d'être consolidée (**Figure I.4-b**).

- **Aimants enterrés (machine à pôles saillants)** Dans ce type de machine, les aimants permanents sont enterrés directement dans le rotor. Cette structure a un rapport saillant sur pôle ($L_{sq} > L_{sd}$) supérieur à celui de l'aimant inséré. Il n'y a aucun risque de chute des aimants, cependant, le rapport puissance/poids est réduit. Par conséquent, cette topologie convient à un fonctionnement à grande vitesse où l'espace n'est pas limité. (**Figure I.4-c**) [FOD09] .

- **Aimants à concentration de flux (machine à pôles saillants)** Cette configuration utilise une distribution tangentielle de l'aimantation (plutôt que la distribution radiale dans les configurations précédentes), ce qui signifie une forte concentration de flux magnétique dans le rotor. Ceci permet d'augmenter significativement l'induction dans l'entrefer. Cette topologie utilise principalement des aimants de type "ferrite" pour éviter la saturation magnétique de l'acier et convient donc aux applications où le volume n'est pas limité (**Figure I.4-d**) [FOD09] .

Il existe de nombreux autres types de MSAP, notamment les machines à saillance inverse $L_{sd} > L_{sq}$ pour des applications spécifiques. Dans la suite de cet article, les moteurs synchrones à aimants permanents utilisés seront toujours des moteurs à pôles lisses avec des aimants montés en surface, car ils présentent les meilleures caractéristiques pour les applications embarquées à petit facteur de forme [CHE04].

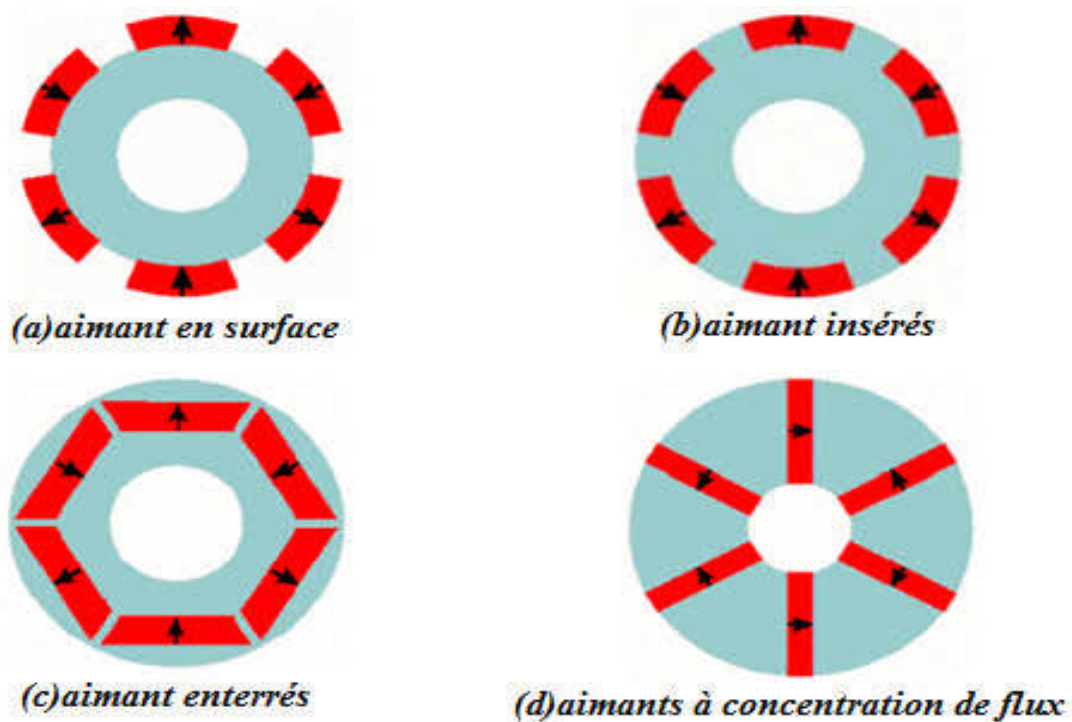


Figure I.4: Différentes structures rotoriques pour une MSAP

I.2.4 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le courant du stator crée un champ magnétique dans le stator qui tourne de la même manière la fréquence est supérieure au courant stator. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse synchronicité. Aimants permanents (similaire à Courant continu) ne nécessite pas d'alimentation. Le champ magnétique résultant cherche alignement permanent avec le stator. La machine est dite synchrone car elle tourne sur la même vitesse que le champ magnétique du stator [KHO09].

I.2.5 Les applications de la MSAP

Nous présentons maintenant des exemples d'application de MSAP utilisés dans différentes gammes de puissance [TOU06] :

- Applications à faibles puissances ($P < 600\text{W}$) :
 - Micro Ventilateur.
 - Disque Dur.
 - Fraise de dentiste.
 - Programmateur Mécanique.
- Applications des moyennes puissances ($500\text{W} < P < 100\text{kW}$) :
 - Vélo a assistance.
 - Voiture électrique.
 - Machine outil.
 - Robot industrie.
- Applications des hautes puissances ($P > 100\text{kW}$) :
 - Traction ferroviaire.
 - Propulsion navale [TOU06].

I.2.6 Les avantages et les inconvénients de la MSAP

➤ Avantages du MSAP

Les moteurs synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de moteurs :

- Puissance spécifique élevée.
- Pas de contacts glissants.
- Bonnes performances
- Pas de balais et alimentation continue.
- Capacité à supporter des surcharges transitoires importantes et bon comportement dynamique à l'accélération et au freinage.
- Survitesse.

Par conséquent, la machine est très adaptée aux systèmes embarqués et peut être utilisée dans des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance supérieure (jusqu'à des dizaines de mégawatts lorsque le moteur tourne) [BID11].

➤ **Inconvénients du MSAP**

Dans un moteur synchrone à aimants permanents, les interrupteurs mécaniques du moteur à courant continu sont remplacés par des interrupteurs électroniques, ce qui a pour effet de rendre la commande de tels moteurs plus complexe et coûteuse que la commande des moteurs à courant continu [ROU 19].

- Un inconvénient des moteurs synchrones est la présence d'ondulations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, ce phénomène se produit plus ou moins avec les machines synchrones. Commutation sinusoïdale de contrôleurs complexes et de capteurs de courant complexes (coûteux). Les commutateurs trapézoïdaux peuvent utiliser des contrôleurs et des capteurs de courant plus simples et moins chers (par exemple, des capteurs à effet Hall), mais il y aura une forte ondulation de couple [NBO14].

- La présence d'aimants permanents renchérit le prix des machines synchrones, surtout si l'on utilise des aimants aux terres rares. Par rapport aux aimants "ferrite", ces aimants sont de très haute qualité (coercivité, résistance à la chaleur, etc.), mais sont aussi beaucoup plus chers.

- Les commandes électroniques basées sur des commutateurs ajoutent de la complexité et augmentent donc le prix du contrôleur et du pilote. A cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle de courant [ROU 19].

- Risque de démagnétisation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximal, impossible à démagnétiser dans les moteurs à courant continu, possible en contrôlant l'angle du pilote automatique dans les moteurs synchrones.

- Pertes par courants de Foucault dans les aimants [NBO14].

I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

Afin d'obtenir des formulations plus simples et de réduire la complexité du modèle machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur cette base supposer:

- Le circuit magnétique n'est pas saturé et l'effet de peau et l'effet d'hystérésis peuvent être ignorés. Le flux est une fonction linéaire du courant qui les produit.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, seuls les bobinages (inductance et induit) sont porteurs de courant, les courants de Foucault peuvent être ignorés.

- Afin d'ignorer l'effet de peau, la densité de courant de chaque partie du conducteur de base est uniforme.
- La force magnétomotrice générée le long de l'entrefer de chaque phase de l'induit est répartie dans un espace sinusoïdal, seule l'onde fondamentale est considérée et les harmoniques de l'espace sont ignorées.
- Les pertes de fer et les effets d'amortissement sont ignorés.
- La perméabilité des aimants est considérée comme proche de celle de l'air.
- L'excitation étant faite par un aimant permanent, telle que le flux d'excitation est considéré comme constant, par ailleurs, l'aimant est considéré comme un enroulement sans résistance ni inductance propre et mutuelle, mais comme source de flux [BAR 15].

I.3.2. Les équations mathématiques de la Machine Synchrones à Aimants Permanents dans le repère (abc)

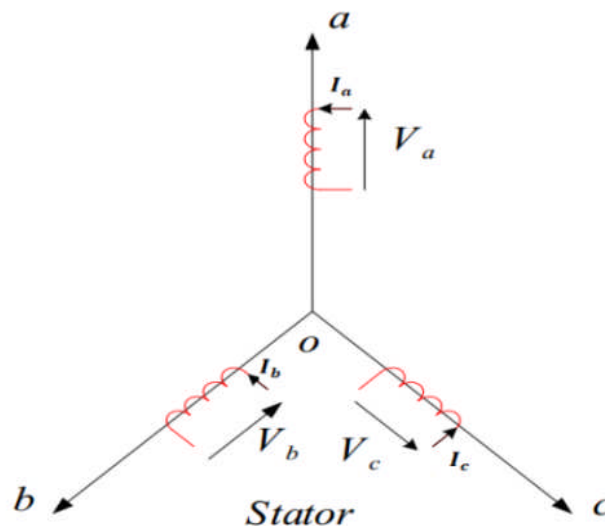


Figure 1.5: Schéma de la MSAP dans le repère abc

I.3.2.1. Les équations électriques

❖ De stator

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

$[V_a V_b V_c]^t$: Les tensions des phases statorique

$[I_a I_b I_c]^t$: Les courants des phases statorique

$[\Phi_a \Phi_b \Phi_c]^t$: Les flux totaux a travers les bobines statorique

❖ De rotor

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

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

I.3.2.2.Équations magnétiques

❖ Flux statorique

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

❖ Flux rotorique

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

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

La matrice $[Ls]$ est une matrice carrée d'ordre 3, elle contient des terme constants que nous regroupons dans $[Ls0]$ et les terme variables dependant 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

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{sf}] = [M_{fs}]^t \quad (\text{I.10})$$

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_s] \cdot [I_s] + [M_{sf}] \cdot [I_f]) \quad (\text{I.11})$$

$$[V_f] = [R_f] \cdot [I_f] + \frac{d}{dt} ([L_f] \cdot [I_f] + [M_{sf}] \cdot [I_s]) \quad (\text{I.12})$$

I.3.2.3. Équation mécanique

L'équation mécanique de MSAP est donnée par :

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

Avec

Cem : couple électromagnétique (couple moteur) .

Cr : couple de charge (couple résistant).

F : coefficient de frottement

P : nombre de paires de pôles

Ω : vitesse mécanique de rotation.

I.3.3 Transformation de Park

Pour contourner cette difficulté, nous avons introduit la transformée PARK, qui permet de passer d'une machine triphasée fournissant du courant alternatif et produisant un champ magnétique tournant à un modèle biphasé relié à un rotor à électricité continue, permettant au même champ magnétique de être produit. Cette transformation est représentée sur la figure (1.5) [LEI05].

$$[V_{abc}] = [P(\theta)][V_{dq0}] \quad (\text{I.14})$$

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{abc}] \quad (\text{I.15})$$

On note que :

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

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

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

I.3.4 Équations mathématiques de la MSAP dans le repère (d-q)

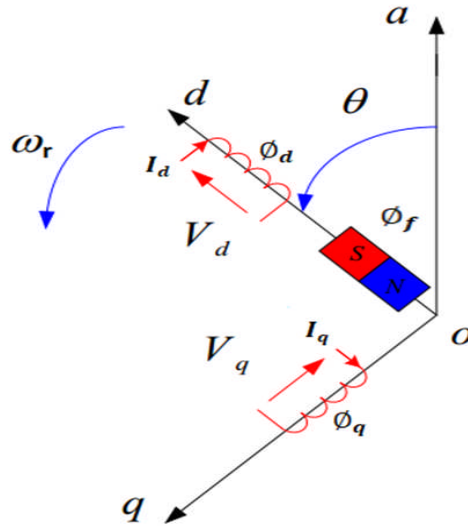


Figure 1.6:Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)

I.3.4.1 Équations électriques

$$\begin{cases} Vds = Rs Ids + \frac{d}{dt} \phi ds - \omega \phi qs \\ Vqs = Rs Iqs + \frac{d}{dt} \phi qs + \omega \phi ds \end{cases} \quad (I.18)$$

I.3.4.2 Équations magnétiques

$$\begin{cases} \phi ds = Ld Id + \phi f \\ \phi qs = Lq Iq \end{cases} \quad (I.19)$$

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

$$\begin{cases} Vds = Rs Ids + Lds \frac{d}{dt} Ids - \omega Lq Iqs \\ Vqs = Rs Iqs + Lq \frac{d}{dt} Iqs + \omega Ld Ids + \omega \phi f \end{cases} \quad (I.20)$$

I.3.4.3 Équation mécanique

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

$$p(t) = Vds Ids + Vqs Iqs \quad (I.21)$$

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

$$p(t) = \frac{2}{3} [R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) - \left(I_{ds} \frac{d}{dt} \Phi_{ds} + I_{qs} \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \right) + \frac{d}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds})] \quad (I.22)$$

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 :

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (I.23)$$

D'où :

$$C_e = \frac{3}{2} p [\Phi_{ds} I_{qs} + \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (I.24)$$

$$C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}] \quad (I.25)$$

Avec

p : nombre de pair de pôles.

I.3.5 Choix de repère de référence de PARK

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les quantités de la machine dans un cadre dq forme un angle électrique θ_s avec le stator et un angle électrique θ_r avec le Rotor, mais non défini ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre. Il existe trois options importantes. Les repères dq peuvent être apposés sur le stator, le rotor ou le champ magnétique tourner. Rappelons que le système de coordonnées dq est un système de coordonnées mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer l'angle de la transformée de Park... pour effectuer la rotation. Il est donc associé à une référence mobile telle qu'un champ magnétique tournant. Un champ magnétique tournant est le champ magnétique produit par les enroulements du stator, tournant à une vitesse synchrone en régime permanent. Il est représenté par le vecteur flux stator. Nous quand on parle de vecteurs, on a en fait tout un champ. Le vecteur aide à donner une idée Phase visuelle et modules d'amplitude de l'écoulement.

Le flux rotorique, quand à lui, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui "glisse" par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux, statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme [ABA 07].

I.3.6 Modèle d'état de la MSAP

D'après les équations précédentes [ROU 19]:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} Ids = \frac{1}{Ld} (Vds - Rs Ids + \Omega Lq Iqs) \\ \frac{d}{dt} Iqs = \frac{1}{Lqs} (Vqs - Rs Iqs - \Omega Ld Ids - \Omega \phi_f) \\ Ce = \frac{3}{2} p [(Ld - Lq) Ids Iqs + \phi_f Iqs] \\ Ce - Cr - f \Omega = j \frac{d}{dt} \Omega \end{cases} \quad (I.26)$$

On peut écrire le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \\ [Y] = [C][X] + [D][V] \end{cases} \quad (I.27)$$

[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 :

$$\frac{d}{dt} [X] = [A][X] + [B][V] \quad (I.28)$$

Avec :

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

Et

$$\begin{bmatrix} \dot{Ids} \\ \dot{Iqs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & \Omega \frac{Lq}{Ld} \\ \Omega \frac{-Ld}{Lq} & \frac{-Rs}{Lq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ids \\ Iqs \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & -\frac{\Omega}{Lq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vds \\ Vqs \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

On pose :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-Rs}{Ld} & \Omega \frac{Lq}{Ld} \\ \Omega \frac{-Ld}{Lq} & \frac{-Rs}{Lq} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & -\frac{\Omega}{Lq} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

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

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

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{Ld} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Lq} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{Lq} \end{bmatrix} \Omega \quad (I.32)$$

I.4 modélisation et commande de l'alimentation de MSAP

Les systèmes basés sur une MAAP nécessitent l'utilisation d'un convertisseur statique (onduleur) qui alimente le stator de la machine. Les principaux objectifs de ce convertisseur sont : onduler la tension du bus continu pour la fournir au bobinage du stator, permettre l'application des commandes pour contrôler les puissances mécanique générées par le rotor de cette machine.

I.4.1 Modélisation du l'onduleur à deux niveaux

Le stator de la MSAP est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. Cet onduleur est équipé de plusieurs dispositifs de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture qui peuvent être soit des transistors MOSFET ou des IGBT associés à des diodes en tête bêche [ROUA 15'].

On admet que les six interrupteurs électroniques représentés ci-dessous, figure (I.7.A), sont parfaits, et en remplaçant chaque groupe de transistor-diode de la figure (I.7.A) par des interrupteurs k_j avec ($j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$), on obtient le schéma simplifié comme indiqué sur la figure (I.7.A) [ROU16].

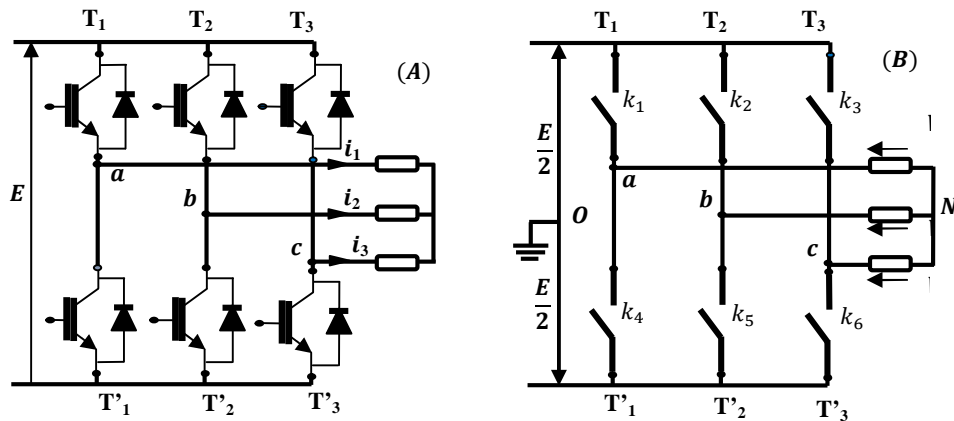


Figure I-7: Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

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

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (I.33)$$

u_{ao}, u_{bo} et u_{co} considérons comme des tensions alimentant l'onduleur

On a :

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

u_{an}, u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la MSAP

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

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{I.35})$$

La substitution de (I.33) dans (I.34):

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{I.36})$$

En remplaçant (I.36) dans (I.34), on obtient à :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

Alors :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{u_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{u_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{u_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}u_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

I.4.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-Triangle)

Le principe général consiste à convertir la modulation (la tension de référence du niveau de commande généralement une sinusoïde) en une tension sous forme d'impulsions continues produites en sortie de l'onduleur (niveau de puissance). La technique est basée sur une comparaison entre deux signaux [LAB95]:

- ✚ Le premier est appelé signal de référence et représente l'image sinusoïdale souhaitée en sortie de l'onduleur. Le signal est modulé en amplitude et en fréquence.
- ✚ Le second, appelé signal porteur, définit le taux de commutation des commutateurs statiques de l'onduleur. C'est un signal haute fréquence par rapport au signal de référence. L'intersection de ces signaux donne l'instant de commutation de l'interrupteur.

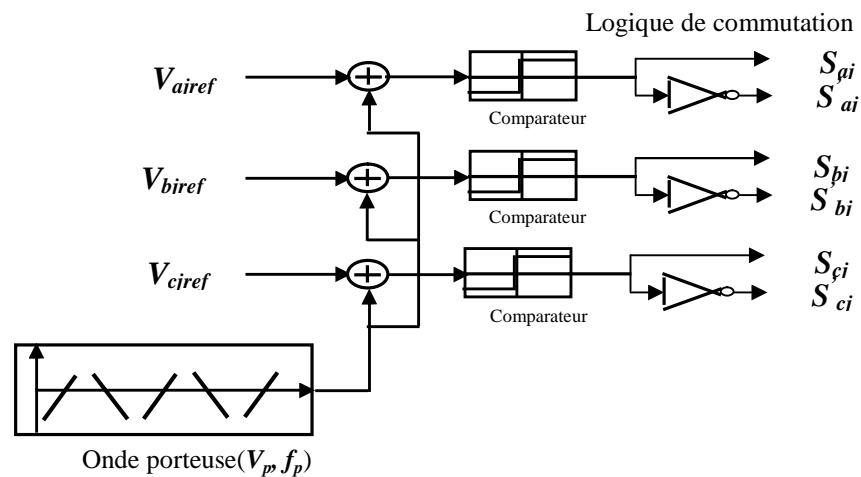


Figure 1.8:MLI sinus-Triangle

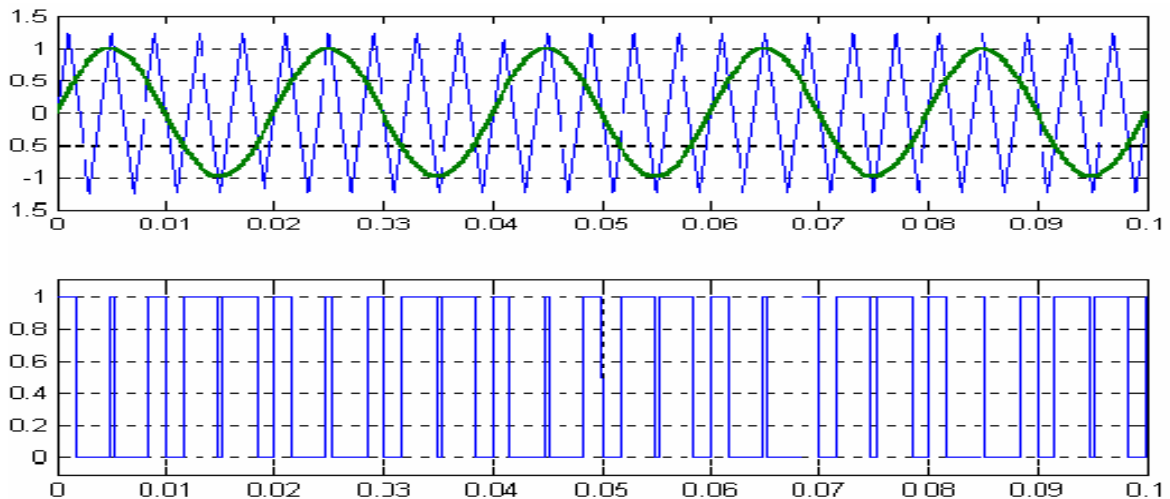


Figure 1.9:Schéma de principe de la technique sinus-Triangle.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons débuté ce travail par une étude de l'état de l'art de la machine synchrone à aimants permanents qui contient : son historique, sa structure, ses différents types, ses applications ainsi que ses avantages et ses inconvénients. Ensuite, nous avons déménagé à la modélisation de notre machine qu'est donner les équations mathématiques de ce dernier dans les deux repère (a,b,c) et (d,q). Puis, on a travaillé sur la modélisation de l'onduleur qui alimente de cette machine et leur commande MLI. La suite de ce travail est principalement consacrée à la commande de telles structures.

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

II.1 Introduction

Pour avoir une bonne qualité d'énergie mécanique produite par la machine synchrone à aimants permanents, il faut choisir des techniques de commandes adéquates permettant le contrôle des puissances mécaniques générées par le rotor de cette machine à savoir : la vitesse et le couple mécaniques qui sera réglée à celle de référence pour assurer un meilleur rendement de notre système. Pour ce là, nous présentons dans ce chapitre l'aspect théorique des trois commandes choisies à savoir: la commande par modes glissants basée sur des régulateurs glissants, commande hybride glissants floue type 1 basée sur des régulateurs floue type 1, et la commande hybride glissants floue type 2 basée sur des régulateurs floue type 2.

II.2 Commande par mode glissant

La technique des modes glissants consiste à déplacer la trajectoire d'état du système vers la surface de glissement et à la commuter avec une commutation appropriée autour d'elle jusqu'à ce qu'un point d'équilibre ou le phénomène de glissement soit atteint [CHE98] [ROU 15].

II.2.1 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales [AMR09]:

- Choix de surface
- Établissement des conditions d'existence et de convergence
- Extinction de la loi de commandement.

II.2.1.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement n'est pas seulement lié au nombre de surfaces de glissement nécessaires

Ces surfaces et leurs formes dépendent de l'application et des objectifs visés.

En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + b(x, t) u(t) \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$x(t)$ vecteur d'état

$u(t)$ vecteur d'entrée

$f(x, t)$ et $b(x, t)$ fonctions non linéaires.

Une sorte de Le nombre de faces glissantes "m" d'un vecteur U de dimension "m". En quoi En ce qui concerne la forme de la surface, il y a deux possibilités qui apparaissent dans l'espace d'état ou dans le plan de phase.

Dans le cas du traitement de l'espace des phases, la fonction de commutation est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface jusqu'à l'origine du plan de phase. Par conséquent, la surface (x) représente le comportement dynamique souhaité du système.

J. J. Stoline a proposé une équation générale pour déterminer la surface de glissement pour s'assurer que les variables convergent vers leurs valeurs de consigne :

L'équation est donnée par [AMR09]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} \cdot e(x) \tag{II.2}$$

Où :

$e(x)$: L'écart de la variable réguler $e(x) = x_{ref} - x$

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,

r : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire Apparaître la commande [BRE10].

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S'(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont la seule solution est $e(x) = 0$.

Le but de cette commande est de garder la zone zéro. Le dernier est une équation différentielle linéaire avec une solution unique à $e(x) = 0$.

Pour un choix paramètres d'ajustement, ce qui revient à un problème de suivi de trajectoire, c'est-à-dire équivalent à une linéarisation exacte de la différence tout en respectant la condition de convergence [BRE10].

Dans la littérature, nous avons trouvé deux types de modes de glissement d'ordre "idéal" et "réel" [FRI02].

II.2.1.1.1 Régime glissant idéal

La trajectoire $(t, (t))$ avec les conditions initiales $(0, x_0)$ est la trajectoire de mode une surface de glissement idéale $'$ par rapport à la surface $S = 0$, si présente > 0 tel que : $t_1 \geq 0$, l'équation suivante est vraie : $(s = \dot{s} = \dots = s^{(n-1)} = 0)$ Le concept de mode de glissement idéal est juste pour exprimer une solution théorique, Mathématiquement possible mais pratiquement impossible (à cause des imperfections et limites physiques du périphérique d'échange).

Il peut atteindre plus Surfaces de contrainte lisses. Ceci est généralement lié au phénomène d'intégration Les commandes ne sont pas consécutives [FRI02].

II.2.1.1.2 Mode glissant réel

Le contrôle en mode glissant réel sur $s = 0$ est appelé $n > 0$ Par rapport à Une fonction à valeurs réelles $G(P)$ telle que si $P \rightarrow 0 \Rightarrow G(P) \rightarrow 0$, si Tout ensemble

Compact appartenant au domaine de définition existe $t_1 > 0$ et Une constante $M > 0$ telle que $\forall t > t_1$

L'inégalité suivante tient :

$$| (s(t, x(t, P))) | \leq M |G(P)|^n \tag{II.3}$$

P : est généralement retardé (ou dynamique ignorée) ou imprécis Connaissance de l'état du système. La notion de vrais motifs glissants permet d'exprimer la dépendance des algorithmes aux motifs défauts physiques avec les systèmes réels (retards des actionneurs, échantillonnage de mesure, gain non infini de la fonction signe zéro, etc.) [FRI02].

II.2.1.2 Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence sont situées dans le cadre de permettre aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement indépendamment de la perturbation.

On a deux conditions [BEL02] [LEV93] :

II.2.1.2.1 L'approche directe

Elle est étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [BEL02][LEV93] :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0$$

II.2.1.2.2 L'approche de Lyapunov

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive

$V(x) > 0$ Pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction.

$\dot{V}(x) < 0$ Pour une fonction candidate de Lyapunov de la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \tag{II.4}$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) \tag{II.5}$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si [BEL02] [LEV93]:

$$\dot{S}(x)S(x) \leq 0$$

II.2.1.3 Détermination de la loi de commande

Si la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, donc il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n) Cette dernière est très importante dans la commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [BEL02][LEV93].

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_n(t) \tag{II.6}$$

(U_{eq}) Correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $U(x) = 0$ La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. (U_n) introduit pour vérifier la condition de convergence :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0$$

Elle détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence. Pour calculer la commande, on considère le système d'équation d'état La dérivée de la surface $S(x)$ est:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{II.7})$$

En substituant on aura :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] U_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] U_n \quad (\text{II.8})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée $\dot{S}(x) = 0$, et la partie discontinue est aussi nulle. Dans ces conditions la solution de l'équation est alors :

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A(X)] [X] \right\} \quad (\text{II.9})$$

Avec la condition :

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] \right\} \neq 0$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans, on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface.

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x)] U_n \quad (\text{II.10})$$

La condition d'attractivité $\dot{S}(x)S(x) < 0$, devient :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] U_n < 0$$

Pour satisfaire cette condition, il faut que le signe de U_n soit opposé à celui de

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)] \quad (\text{II.11})$$

La forme la plus simple que U_n peut prendre est la fonction *sign* (la forme de relais), voir figure Figure II.1.

$$U_n = k_x \sin(s) \quad (\text{II.12})$$

Avec le signe de k_x est différent de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(X)]$. Le choix de ce gain est très influent [FRI02] [BEL02][LEV93] .

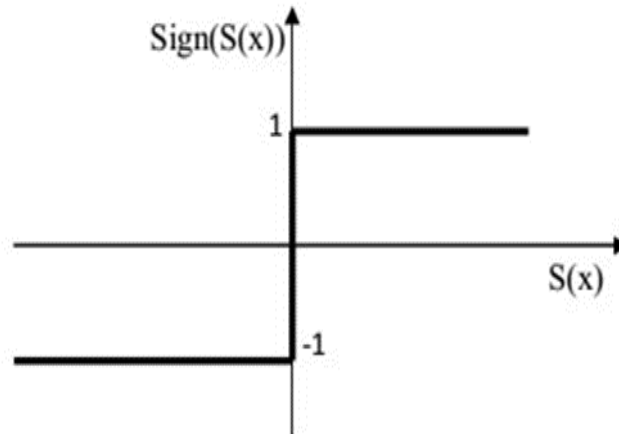


Figure II.1 : Fonction sign.

II.2.2Élimination du phénomène du broutement (chattering)

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence. Le phénomène de broutement (Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «signe» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences [BEL02], [LEV93].

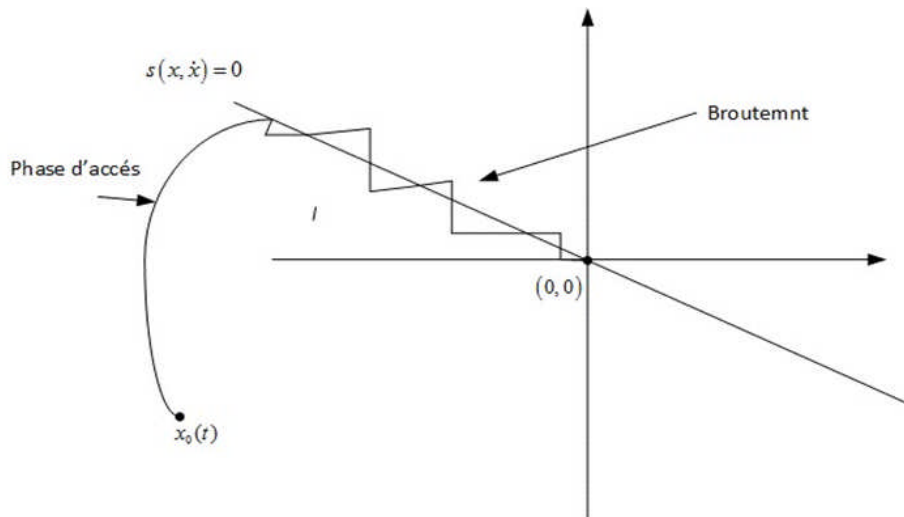


Figure II.2 : Phénomène de broutement.

II.2.2.1 Proposition de Slotine

Remplacer la fonction « sign » par une fonction de saturation « sat » caractérisée par un ou deux seuils (décroissance d'amplitude de fluctuation) **Figure (II. 3) [ROU16]**.

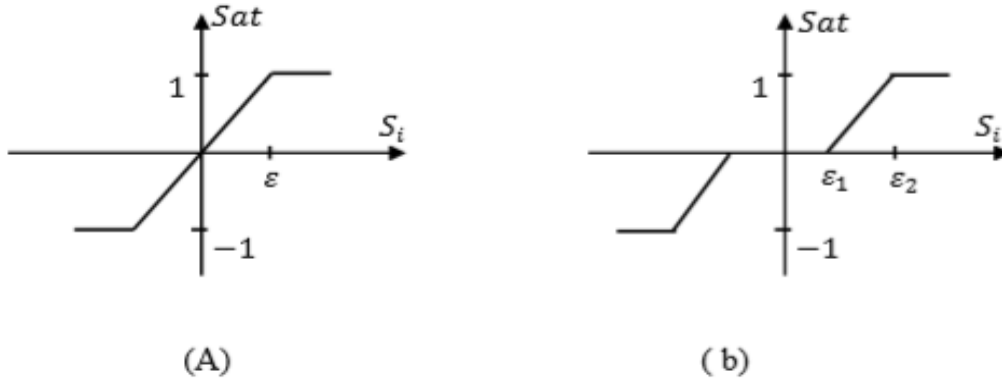


Figure II. 3 : Fonction SAT (A) - un seuil ;(b) - deux seuils

Dans ce cas la commande devient : $\Delta U = -k_x \text{cont}(x)$

Les deux seuils de cette fonction sont respectivement définies par :

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} -1 & \text{si } s < -\epsilon \\ \frac{s}{\epsilon} & \text{si } |s| < \epsilon \\ 1 & \text{si } s > \epsilon \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} 0 & \text{si } |s| < \epsilon_1 \\ \frac{s-\epsilon_1}{\epsilon_2-\epsilon_1} & \text{si } \epsilon_1 < |s| < \epsilon_2 \\ \text{sign}(s) & \text{si } s > \epsilon_2 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.2.2.2 Proposition de Harshima

Dans cette proposition, la fonction « sign » est remplacée par une fonction de lissage appelée « cont » **Figure (II.4) [ROU 16]**.

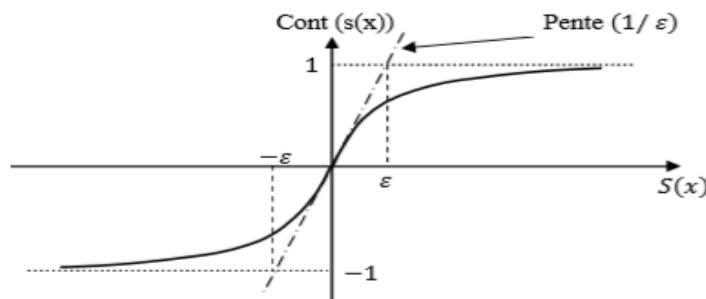


Figure II.4 : Fonction « Cont »

Dans ce cas la commande devient : $\Delta U = -k_x \text{cont}(x)$

Cette fonction est définie comme suit :

$$\text{cont}(s) = \begin{cases} \frac{s(x)}{|s(x)|+\varepsilon} & \text{si } |s| < \varepsilon \\ \text{sign}(s) & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.3 Commande hybride glissant flou type 1

Pour éliminer l'inconvénient majeur de la commande précédente qui est : le phénomène de broutement produit par la commande. Pour cela, on a développé une commande qui résout ce problème en nous assurant des résultats avec moins d'erreurs statiques, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste. Cette méthode est appelée "**commande glissant flou type 1**" connue pour sa simplicité et sa robustesse.

II.3.1 Élimination du phénomène broutement par les régulateurs flous type 1

Pour améliorer les performances de notre système et éliminer le phénomène de broutement on a utilisé la même structure de commande par modes glissants avec un changement des fonctions **SAT** par des régulateurs **flous type 1** 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).

II.3.1.1 Notions fondamentales de la logique floue

La logique floue est une description mathématique d'un processus basé sur la théorie ensemble flou. Cette théorie a été proposée par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 à ce moment, la théorie de la logique floue n'a pas reçu beaucoup d'attention. En effet, les ordinateurs et leur arithmétique exacte du tout ou rien (1 ou 0) qui commence à s'étaler sur une grande surface échelle. D'autre part, la logique floue peut gérer des variables inexacts dont les valeurs peut varier entre 1 et 0. initial. Son but est, comme dans les automatiques classiques, de gérer problèmes de contrôle de processus, c'est-à-dire gérer un processus en termes de processus l'instruction est donnée en agissant sur une variable décrivant le processus, mais sa méthode est contrairement à l'automatique classique. Il utilise le plus souvent les connaissances suivantes des experts ou des opérateurs qualifiés interviennent dans le processus [CHE98] [ROU 15].

II.3.1.1.1 Ensembles flous

La théorie floue est presque devenue une mode dans les années 90. Des chercheurs dans de nombreux domaines scientifiques différents utilisent la théorie développée par le professeur Lotfi Zadeh de l'Université de Californie à Berkeley. Ces dernières années, elle a suscité un grand intérêt de la part de la communauté scientifique. L'une des raisons principales est le grand succès des équipements domestiques produits par l'industrie japonaise utilisant des régulateurs flous : ce marché a atteint 2 milliards de dollars en 1990 [TKN14].

Cette théorie est intéressante car elle est basée sur un raisonnement intuitif et autoriser la subjectivité et l'ambiguïté. Mais ce n'est pas une théorie imprécise. C'est une théorie mathématique rigoureuse qui s'applique à tout ce qui est subjectif et/ou incertain [TKN14].

II.3.1.1.2 Fonctions d'appartenances

Une fonction d'appartenance μ comprise entre 0 et 1 est associée à un sous-ensemble E de $T(X)$ et à une variable X dont l'ensemble des valeurs possibles est $T(X)$. Également appelée appartenance ou coefficient d'appartenance ou vraisemblance, il s'agit de la probabilité que la variable u ait une qualité associée au sous-ensemble E_1 . Il est utilisé pour traiter mathématiquement des variables linguistiques pour une déduction floue par ordinateur.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique fonction d'appartenance μ , une valeur. Ce qui est déterminé pour la variable X sera appelé facteur d'appartenance. Il existe plusieurs formes de fonctions d'appartenance [LAL01].

a) Fonction d'appartenance triangulaire (figure II.3-a)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{II.16}$$

b) Fonction d'appartenance trapézoïdale (figure II.3-b)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x \leq b \\ 1 & \text{si } b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{II.17}$$

c) Fonction d'appartenance gaussienne (figure II.3-c)

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[-\left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad \text{si } x \in [-\infty; +\infty] \quad (\text{II.18})$$

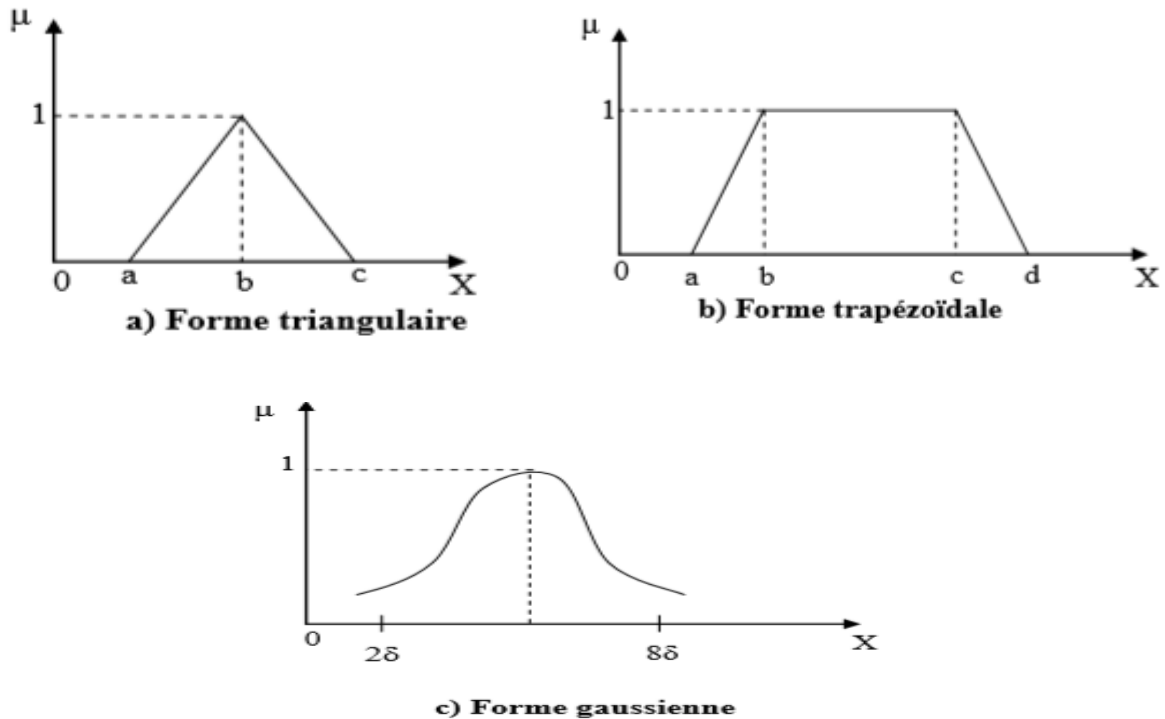


Figure II.5: Les formes des fonctions d'appartenance

II.3.1.1.3 Caractéristiques d'un sous ensemble flou

Les traits les plus couramment utilisés pour décrire le sous-ensemble flou E_1 de U sont ceux qui montrent à quel point il est différent du sous-ensemble normal de U [DER00].

a) Support

Le support de E_1 est l'ensemble des éléments auquel U appartient, au moins un peu à E_1

Définition : le support de E_1 , noté $\text{supp}(E_1)$, comme étant la partie U pour laquelle la fonction d'appartenance de E_1 est non nulle :

$$\text{Supp}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{II.19})$$

b) Hauteur

La hauteur de E_1 est le plus haut degré auquel un élément de U appartient à E_1 .

Définition : La hauteur du sous-ensemble flou E_1 de U , notée $h(E_1)$, est la valeur maximale de sa fonction d'appartenance :

$$h(E_1) = \sup_{x \in U} \mu_A(x) \quad (\text{II.20})$$

Un sous-ensemble flou normalisé est souvent utilisé. Autrement dit, il y a au moins un élément dans U qui est absolument (de degré 1) E_1 .

Définition : Un sous-ensemble flou E_1 de U est normalisé si la hauteur $h(E_1)$ de U est égale à 1

c) Noyau

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments U typiques des attributs qui lui sont associés. Ce sont les éléments qui appartiennent définitivement à E_1 . Dont l'ensemble est appelé le noyau de E_1 .

Définition : Le noyau de E_1 , noté $\text{noy}(E_1)$, est l'ensemble des éléments de U où la fonction d'appartenance de E_1 est égale à 1.

$$\text{noy}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{II.21})$$

d) Cardinalité

Puisque U est fini, nous caractérisons également le sous-ensemble flou E_1 de U par la cardinalité, qui représente le degré global auquel les éléments de U appartiennent à E_1 .

II.3.1.1.4 Variables linguistiques

Pour le réglage de la vitesse de MSAP nous avons choisi comme variables d'entrées :

- **L'erreur e** : qui est la différence entre la vitesse de référence et la vitesse de rotation du rotor de la machine.
- **La dérivée de l'erreur Δe** : qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur.

Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence C_{em}^*

II.3.1.1.5 Opérateurs logiques flous

▪ **Opérateur NON**

$$c = a = \text{NON}(a) \quad (\text{II.22})$$

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \quad (\text{II.23})$$

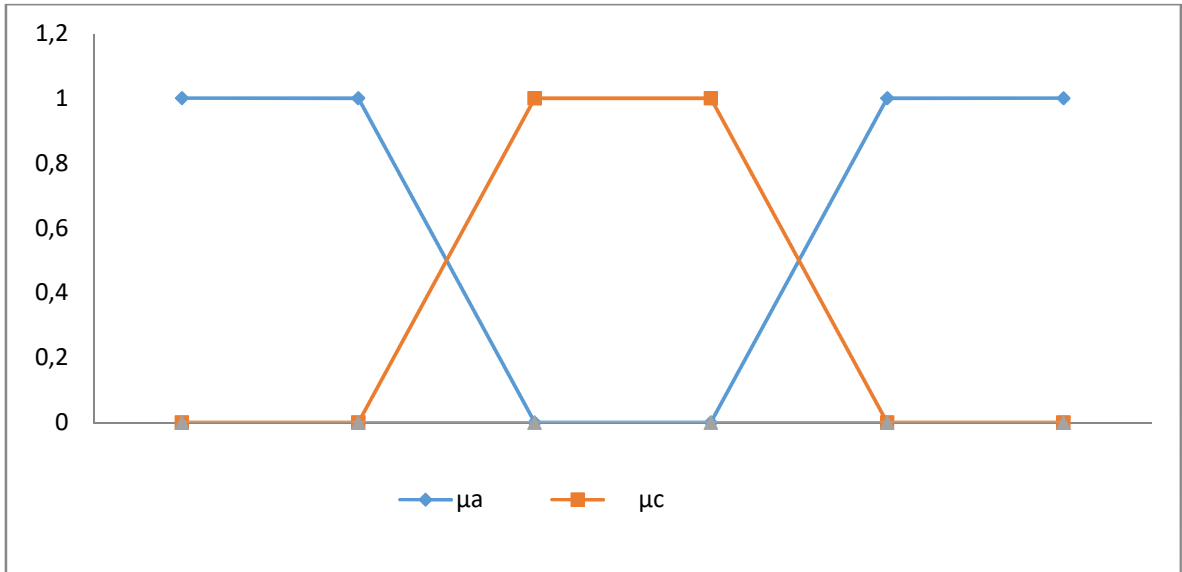


Figure II.6: Operateur –non-

▪ Opérateur ET

$$c = a \cap b \tag{II.24}$$

$$\mu_c = \min\{\mu_a, \mu_b\} \tag{II.25}$$

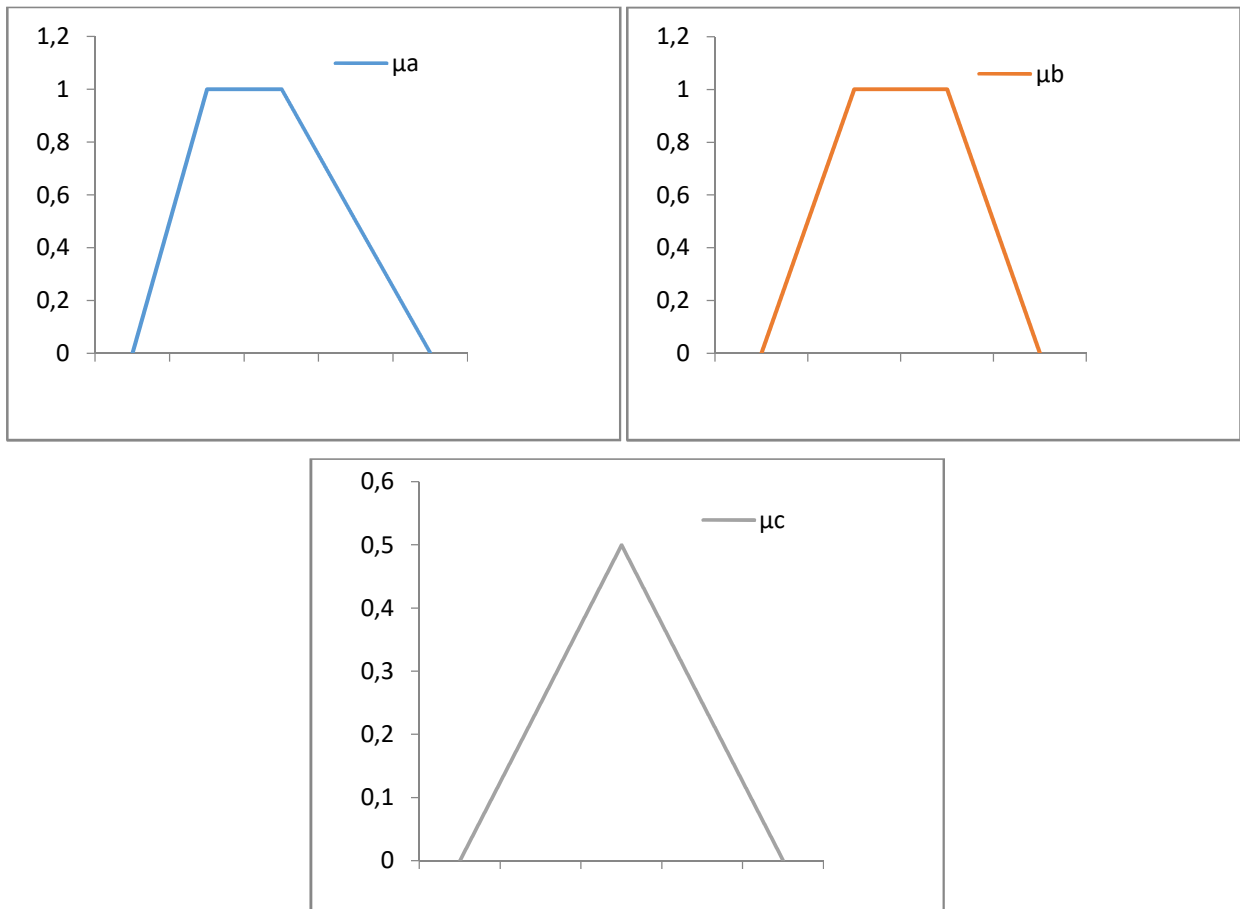


Figure II.7: Operateur –ET- réaliser par le minimum

▪ Opérateur OU

$$c = a \cup b \tag{II.26}$$

$$\mu_c = \max\{\mu_a, \mu_b\} \tag{II.27}$$

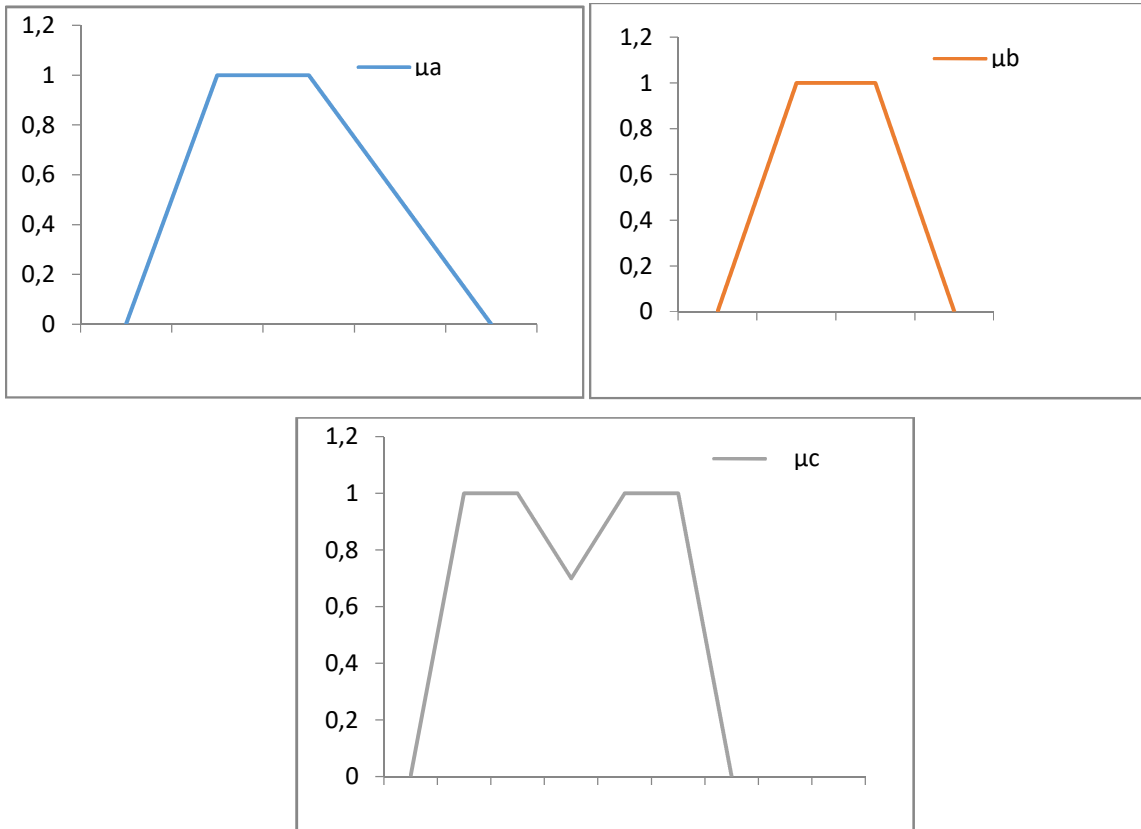


Figure II.8: Opérateur –OU- réaliser par le maximum

II.3.1.1.6 Implication floue

Le niveau d'activation des règles permet de la conclusion de la règle de détermination est participer. Il existe plusieurs opérateurs Participé, mais le plus largement utilisé est "minimale" Ensemble flou. L'implémentation "et" Passer la valeur minimale entre les degrés d'exécution vérité de la proposition. La conclusion est qu'en mettant en œuvre le minimum entre l'activation et la fonction Un sentiment d'appartenance, un "sur-mesure" Conclusion Fonction d'appartenance (Figure II.9) [CHT00].

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

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y)) \tag{II.28}$$

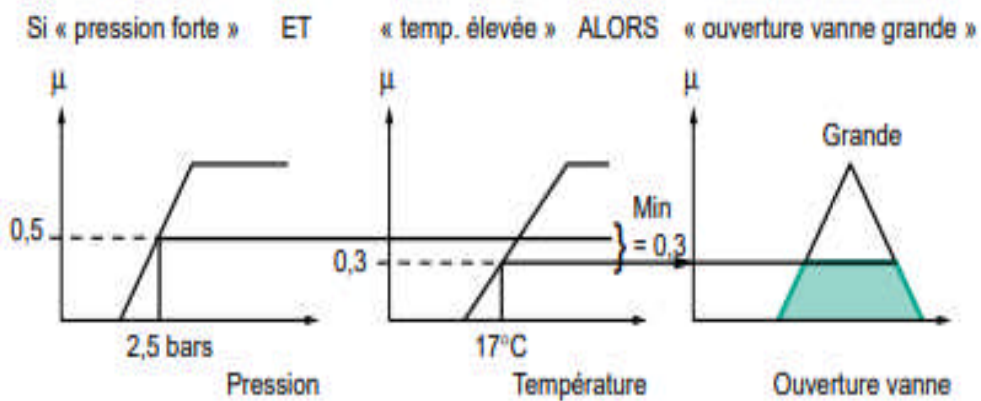


Figure II.9: Implication floue

II.3.1.2 Structure d'un contrôleur floue

La Structure d'un contrôleur floue elle faut détailler comme :

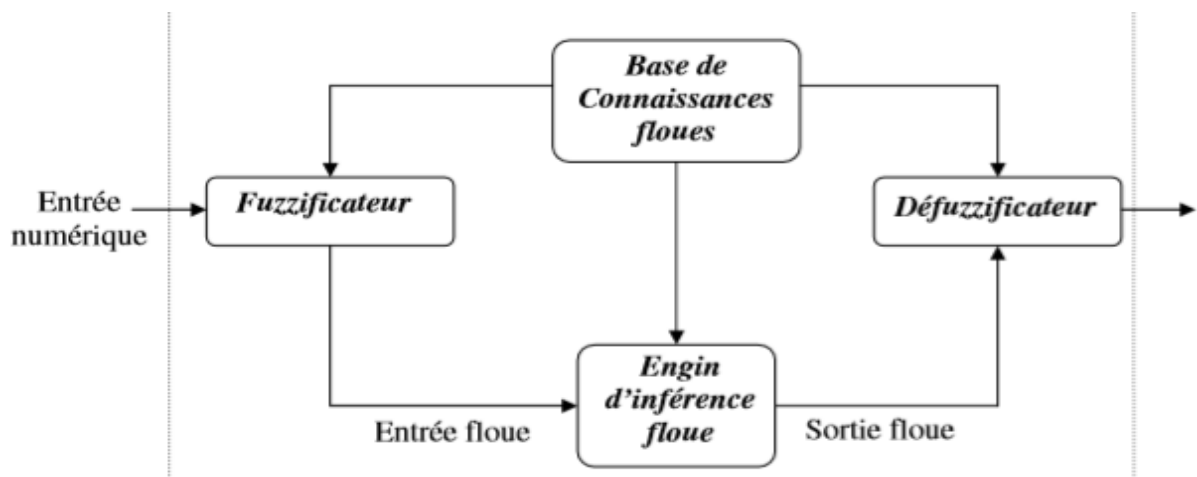


Figure II.10: Structure d'un contrôleur floue

I.3.1.2.1 Fuzzification

La fuzzification représente d'une part le choix de l'univers de discours des variables linguistique. Ce choix est généralement basé sur l'expérience de l'opérateur.

Le fuzzificateur effectue la conversion de l'entrée numérique observée Cette opération est nécessaire, car dans les applications de la logique floue, les données observées sont souvent numériques, mais dans le système flou la manipulation des données est basée sur la théorie des ensembles flous [TKN14].

Il ya 2 type de Fuzzification :

- **Fuzzification singleton**

$$\mu_{Fx}(\mathbf{u}) = 1 \quad \text{si} \quad \mathbf{u} = \mathbf{u}_0 \text{ (II.29)}$$

$$\mu_{Fx}(\mathbf{u}) = 0 \quad \text{si} \quad \mathbf{u} \neq \mathbf{u}_0 \text{ (II.30)}$$

- **Fuzzification non – singleton**

$$\mu_{Fx}(\mathbf{u}) = \exp(-(\mathbf{u} - \mathbf{u}_0)^T \cdot (\mathbf{u} - \mathbf{u}_0) / \delta^2) \text{ (II.31)}$$

OU δ est un paramètre caractérisant la forme de μ_{Fx}

II.3.1.2.2 Règles de contrôle

Les règles de langage prennent la forme **SI...ALORS....** et signifie :

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

Une règle est constituée de deux parties :

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

Un exemple de règle floue est :

SI la vitesse est lente **ALORS** l'arrêt est court

La variable de vitesse peut prendre des valeurs comprises entre 0 et 220 km/h. On peut modifier cette règle en incluant des sous-ensembles flous (très lent, lent, moyen, rapide, très rapide). Chaque sous-ensemble flou représente la valeur linguistique de la variable [AHM 04][BEN 09].

II.3.1.2.3 Inférence des règles floues

Selon les règles données par les experts et les sous-ensembles flous correspondant à la fuzzification de l'entrée, le mécanisme d'inférence calcule les sous-ensembles flous liés au contrôle du système Les opérateurs flous utilisés dans la prémisse sont des conjonctions : "ET", "OU". L'interprétation de ces conjonctions dépend directement du type de moteur d'inférence utilisé. La relation entre les prémisses et la conclusion "Alors" peut être traduite par un produit ou un minimum. La base des règles floues consiste en un ensemble de règles linguistiques de la forme [DEG13] :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } E_1^j \text{ et } x_2 \text{ est } E_2^j \text{ et ... et } x_n \text{ est } E_n^j \text{ alors } u_j \text{ est } U_j$$

où $x_1 (i = 1, \dots, n)$ sont les entrées du système flou, est l'ensemble flou correspondant à l'entrée x_i , u_j est la sortie de la j ème règle. L'opérateur "ET" est interprété par le produit algébrique ou le minimum.

La sortie d'un système flou implique généralement plusieurs règles floues. La connexion entre ces règles se fait par l'opérateur "OU", donc la conclusion finale sera :

U est : $u_1 \text{OU } u_2 \dots \text{OU } \dots \text{OU } u_m$

II.3.1.2.4 Défuzzification

La défuzzification vise à transformer des variables linguistiques définies par mécanisme d'inférence à valeur de vérité (non floue), permettant le contrôle efficacité du système. Parmi les méthodes utilisées dans la littérature pour y parvenir fonctionnement, on peut citer [DEG13]:

1. La méthode du centre de gravité.
2. La méthode de la moyenne des centres.
3. La méthode de la valeur maximale.

II.4 Commande hybride glissant flou type2

Pour améliorer les performances des résultats obtenus par les commandes précédentes à savoir : **mode glissant et glissant flou type 1**, on a développé une commande qui assuré des résultats avec moins d'erreurs statiques, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste. Cette méthode est appelée "**commande glissant flou type 2**".

II.4.1 Élimination du phénomène broutement par les régulateurs floues type2

Pour éliminer l'inconvénient majeur connu par le broutement produit par la commande de **mode glissant** on a utilisé la même structure de la commande **glissant flou type 1** avec un changement des fonctions des régulateurs **flous type 1** par des régulateurs **flous type 2**

II.4.1.1 Notions fondamentales de la logique floue type 2

Considérons la transformation d'ensembles ordinaires en ensembles flous. Lorsqu'on ne peut déterminer l'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1, on utilise un ensemble flou de type 1. De même, les ensembles flous de type 2 sont utilisés lorsque nous ne pouvons pas déterminer la fonction d'appartenance floue à partir des nombres réels dans $[0, 1]$. Par conséquent, un ensemble flou de type 1 peut être considéré comme une approximation de premier ordre de l'incertitude. Alors qu'un ensemble flou de type 2 serait traité comme une approximation du second ordre [KAR 99].

II.4.1.1.1 Représentation d'un ensemble flou type-2

Les fonctions d'appartenance de type 2 peuvent être considérées comme des fonctions de deux variables. Pour chaque x et appartenance primaire μ_1 dans le domaine du discours, nous aurons une appartenance secondaire μ_2 , qui est un nombre ordinaire dans l'intervalle $[0,1]$. Par conséquent, la fonction d'appartenance peut être définie comme suit [ROU 22] :

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

X définit l'espace d'entrée x . La figure (IV.21) est une représentation tridimensionnelle d'un ensemble flou gaussien de type 2 dont la fonction d'appartenance primaire est une gaussienne [ROU 22].

II.4.1.1.2 Définitions

Un ensemble flou type-2, note \check{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance Tridimensionnelle $\mu_{\check{A}}(x, u)$ c-à-d[ALO20] :

$$\check{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\check{A}}(x, u) / x, u J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{II.32})$$

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

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

A chaque valeur de x , notée $x = x'$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $u_{\check{A}}(x', u)$ est appelé tranche verticale (vertical slice) $u_{\check{A}}(x, u)$. Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $u_{\check{A}}(x, u)$ [ROU 22] [ALO20].

Donc pour $x' \in X$ et $\forall u \in J_x \subseteq [0,1]$.

on a:

$$u_{\check{A}}(x = x', u) \triangleq u_{\check{A}}(x') = \int_{u \in J_x} f_{x'}(u) / u J_{x'} \subseteq [0, 1] \quad (\text{II.33})$$

Avec

$0 \leq f_{x'}(u) \leq 1$. Puisque $\forall x'$, ce x' va appartenir à X , c.-à-d. $x' \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $u_{\check{A}}(x)$ qui est un fonction d'appartenance flou type-1.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c.-à-d. , en utilisant l'équation (II.2), on peut écrire \check{A} sous la forme suivante [ROU 22] :

$$\check{A} = \{ (x, u_{\check{A}}(x)) / \forall u \in X \}$$

ou comme

$$\check{A} = \int_{u \in X} u_{\check{A}}(x) / x = \int_{u \in X} [\int_{u \in J_x} f_{x'}(u) / u] / x J_x \subseteq [0,1] \quad (\text{II.34})$$

Le domaine des fonctions d'appartenance secondaires est appelé l'appartenance primaire x noté J_x telle que $J_x \subseteq [0,1] \forall u \in X$

avis L'ampleur de la fonction d'appartenance secondaire est appelée le degré d'appartenance secondaire noté $f_x(u)$ [ALO20].

Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont tous les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de formes intervalles, c.-à-d.

$$f_x(u) = 1, \forall u \in J_x \subseteq [0,1], \forall u \in X \tag{II.35}$$

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2. Notons que ce type de fonctions d'appartenance est

représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en terme des bornes gauches et droites $[l, r]$, ou par leurs centres et largeurs $[c-s, c+s]$ où

$$c = (l + r) / 2 \text{ et } s = (r - l) / 2 \tag{II.36}$$

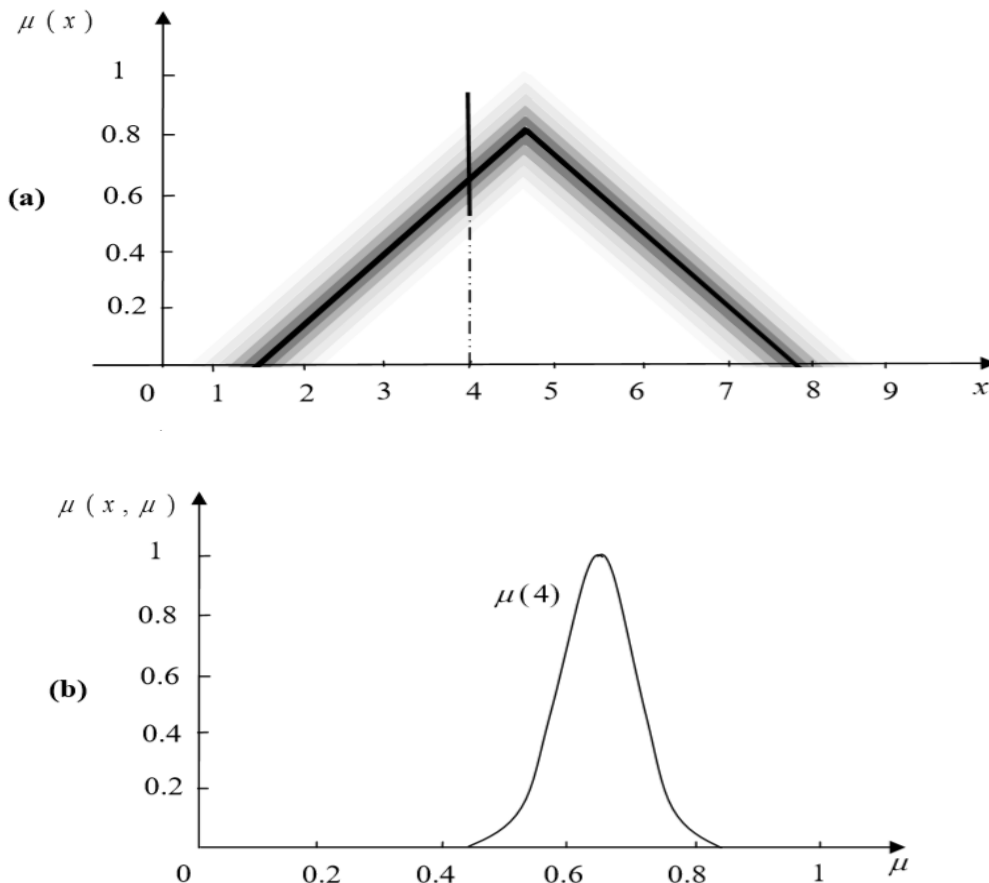


Figure II. 11 : (a) Représentation schématique d'un ensemble flou type2 gaussien
Les appartenances secondaires sont représentées dans (b)

On suppose que chaque fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou de type 2 a une appartenance unitaire. Ensuite, nous définissons la fonction d'appartenance primaire comme l'union de tous ces points [ROU 22] :

$$u_{principale}(x) = \int_{x \in X} u/x \text{ Ou } f_x(u) = 1 \tag{II.37}$$

Pour un ensemble flou type-2 intervalle, nous définissons la fonction d'appartenance principale comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la fonction d'appartenance primaire. Notons que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance disparaît, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit à la fonction d'appartenance principale[ALO20].

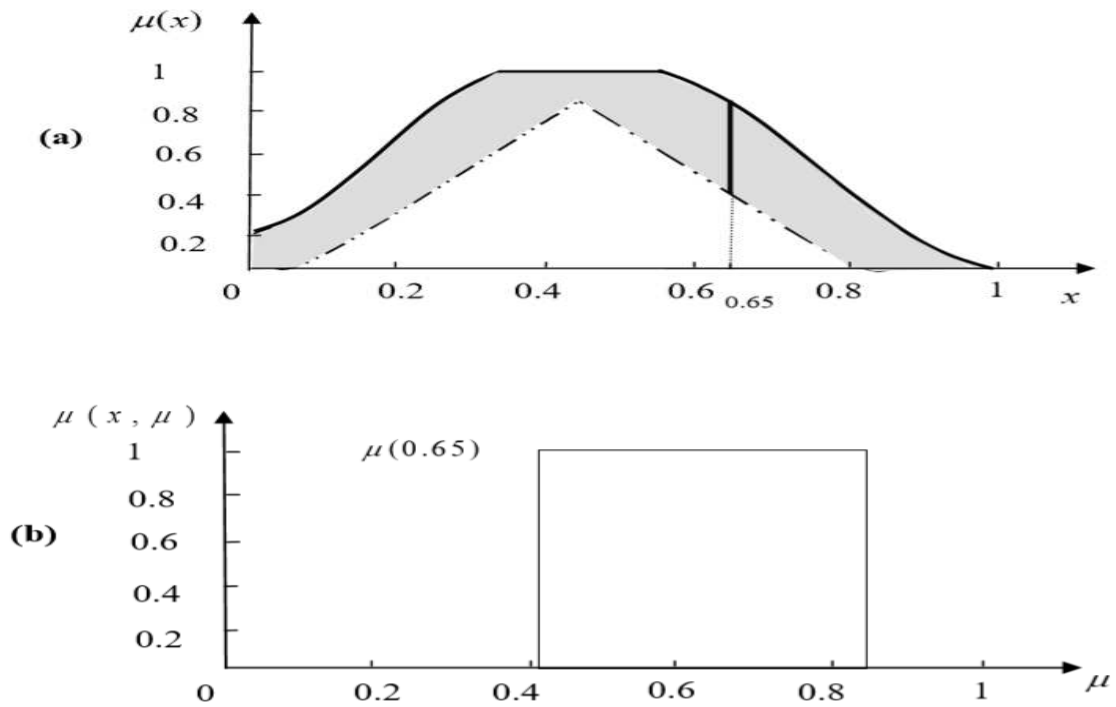


Figure II. 12: Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle. (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

- L'incertitude dans un ensemble flou type-2 \tilde{A} est représentée par une région bornée appelée «Footprint Of Uncertainty » FOU, C'est l'union de toutes les appartenances primaires[ROU 22] :

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \tag{II.38}$$

- Fonction d'appartenances supérieures et fonction d'appartenance inférieure sont des fonctions d'appartenances de type-1 et sont les frontières du FOU d'un ensemble flou \tilde{A} type 2 [ROU 22] :

$$\overline{U}_{\tilde{A}}(x) \forall u \in X \tag{II.39}$$

- La fonction d'appartenance supérieure sera notée par $\overline{U}_{\tilde{A}}(x) \forall u \in X$, la fonction d'appartenance inférieure sera notée par $\underline{u}_{\tilde{A}}(x) \forall u \in X$ alors nous avons :

$$\overline{U}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \forall u \in X \tag{II.40}$$

$$\underline{U}_{\tilde{A}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \forall u \in X \tag{II.41}$$

II.4.1.2 Structure d'un contrôleur floue type 2

La structure des systèmes flous de type 2 est très similaire à celle des systèmes flous de type 1. Il comprend un bloc de fuzzification, une base de règles et un mécanisme d'inférence. La seule différence est la sortie. Dans le cas du type 2, le bloc de défloutage est précédé d'un bloc de réduction de type [MEN01] [KLO17].

II.4.1.2.1 Fuzzification

Contrairement aux fonctions d'appartenance de type 1, les fonctions d'appartenance de type 2 fournissent plusieurs degrés d'appartenance (ou dimensions) pour chaque entrée. Par conséquent, l'incertitude sera mieux reflétée. Cette représentation nous permettra de prendre en compte ce que le Type 1 ignore. Cet article utilise uniquement une fuzzification de type gaussien, c'est-à-dire que les entrées floues sont des points singuliers avec des valeurs d'appartenance unitaire [ALO20].

I.4.1.2.2 Base des règles

La structure des règles reste exactement la même dans le cas des SFT-1. La lième règle dans un SFT-2 à la forme suivante :

$$" R^1 : \text{si } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^1 \text{ et } x_2 \text{ est } \tilde{F}_2^1 \text{ et } \dots \text{ et } x_p \text{ est } \tilde{F}_p^1 \text{ ALORS } Y^{est} \tilde{G}^1 " \tag{II.42}$$

ou les x_i sont des entrées, \tilde{F}_i^1 sont des ensembles floue de type-2 correspondant à l'entrée du système flou x_i ($i = 1 \dots P$), y est la sortie et \tilde{G}^1 est l'ensemble conséquent [ANN11].

II.4.1.2.3 Mécanisme d'inférence :

Le système d'inférence dans les systèmes flous de type 2 utilise une base de règles floues (II.39). applique la relation entre les vecteurs d'entrée $\underline{x} = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_p)$ et la sortie scalaire y .

La première étape de l'opération d'inférence floue consiste à calculer l'intervalle d'activation associé au lème ensemble flou de sortie [ALO20].

$$F^1(\underline{x}) = \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i) \tag{II.43}$$

Alors, si l'on note \tilde{B}^1 l'ensemble flou de sortie correspondant à la combinaison de la onzième règle \tilde{R}^1 et de l'ensemble flou d'entrée \tilde{X}' . Alors l'ensemble $F^1(\underline{x})$ est combiné avec l'ensemble flou utilise l'opérateur de norme t sélectionné \cap pour les résultats \tilde{G}^1 de la l^{ère} règle afin d'obtenir l'ensemble flou de sortie correspondant à la l^{ère} règle

$$\mu_{\tilde{B}^1}(\underline{y}) = \mu_{\tilde{G}^1}(\underline{y}) \cap \mu_{F^1}(\underline{x}') \tag{II.44}$$

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

$$\mu_{\tilde{B}^1}(\underline{y}) = \mu_{\tilde{G}^1}(\underline{y}) \cap \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i) \tag{II.45}$$

Comme seulement les ensembles flous type-2 intervalle sont utilisés et l'opération t-norme produit est mise en œuvre, alors l'intervalle d'activation associé au 1^{ième} ensemble flou de sortie est l'ensemble flou type-1 intervalle défini par [ALO20]:

$$F^1(\underline{x}) = [f^1(\underline{x}), \bar{f}^1(\underline{x})] \tag{II.46}$$

ou

$$F^1 = \underline{\mu}_{\tilde{F}_1^1}(x_1) \star \dots \star \underline{\mu}_{\tilde{F}_p^1}(x_p) \text{ et } \bar{f}^1 = \bar{\mu}_{\tilde{F}_1^1}(x_1) \star \bar{\mu}_{\tilde{F}_2^1}(x_2) \star \dots \star \bar{\mu}_{\tilde{F}_p^1}(x_p) \tag{II.47}$$

Les termes $\underline{\mu}_{\tilde{F}_i^1}(x_i)$ et $\bar{\mu}_{\tilde{F}_i^1}(x_i)$ sont respectivement des degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs à $\mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i)$ [ALO20].

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'aspect théorique des trois techniques de commande de philosophies différentes pour contrôler la puissance mécanique générée par la machine synchrones à aimants permanents. : L'une concerne la commande par mode glissant basée sur des régulateurs glissants, cette méthode assure la robustesse en boucle fermée en tout instant, au début nous avons présenté la théorie de cette dernière à savoir : la conception de cette commande comme le choix de surface glissante, les régimes glissant et la détermination de la loi de commande, après nous étudions l'élimination du phénomène de broutement (chattering) par cette commande; la deuxième, concerne la commande hybride glissant flou type1 basée sur des régulateurs flou type1 pour éliminer le phénomène de broutement, nous nous sommes intéressés à la théorie de la logique floue type1, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type1 à savoir : l'ensemble flou, les fonctions d'appartenance, les variables linguistiques, la structure composée des notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification, et les opérateurs employés dans ce type de logique; la troisième, concerne la commande hybride glissant flou type2 basée sur des régulateurs flou type 2 pour éliminer toujours le phénomène de broutement, nous nous sommes intéressés à la théorie de la logique floue type2, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type2 pour exposer la structure de cette commande qui sont les plus utilisées pour contrôler cette machine.

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

III.1 Introduction

Pour examiner les trois techniques de commandes présenter théoriquement dans le chapitre précédente à savoir: la commande par mode glissant, commande hybride glissants floue type 1, et la commande hybride glissants floue type 2, nous allons appliquée ces commandes sur notre moteur synchrone à aimants permanents pour contrôler la qualité de l'énergie mécanique produite.

Notre objectif, dans ce chapitre, est de développer les trois algorithmes de commandes pour garder instantanément un contrôle indépendant entre le couple et le flux dans la MSAP et d'améliorer les qualités de poursuite et d'assurer la robustesse dans notre système qu'est basé sur machine synchrone à aimants permanents.

III.2 Application de commande par mode glissant

Dans cette partie est consacré à l'application de la commande « mode glissant » à notre système. L'objectif de cette commande est contrôler la puissance mécanique générées par notre machine. Les résultats de simulations numériques obtenus montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les systèmes qu'est basé sur machine synchrone à aimants permanents.

III.2.1 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents

Le modèle utilisé est toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator au repère (d, q) . Le modèle d'état est donné comme suit :

$$\begin{cases} \dot{I}_d = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s I_d + p \Omega L_q I_q) \\ \dot{I}_q = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s I_q - p \Omega L_d I_d - p \Omega \Phi_f) \\ \dot{\Omega} = \frac{p}{J} [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q] - \frac{1}{J} C_r - \frac{F}{J} \Omega \end{cases} \quad (III.1)$$

III.2.2 Choix des surfaces de glissements

Pour synthèses la commande par mode glissant nous choisissons les surfaces suivantes :

$$S_1(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.2)$$

$$S_2(I_q) = I_{ref} - I_q \quad (III.3)$$

$$S_3(I_d) = I_{ref} - I_d \quad (III.4)$$

III.2.3 Conditions de convergences

Pour choisir des variables, il faut qu'elles convergent vers leurs valeurs de références. Pour ce la il faut qu'il soit les surface glissantes sont nulle :

$$\begin{cases} \mathbf{S}(\Omega) = \mathbf{0} \\ \mathbf{S}(\mathbf{I}_q) = \mathbf{0} \\ \mathbf{S}(\mathbf{I}_d) = \mathbf{0} \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_{rref} - \Omega_r) = \mathbf{0} \\ \frac{d}{dt}(\mathbf{I}_{ref} - \mathbf{I}_q) = \mathbf{0} \\ \frac{d}{dt}(\mathbf{I}_{ref} - \mathbf{I}_d) = \mathbf{0} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Lorsque les conditions de convergences sont satisfaites, la vitesse et les courants tendent exponentiellement vers leurs valeurs de références, et pour suivre ces valeurs, il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante. Le mode glissant est réalisé à condition que la relation d'attractivité de Lyapouov soit inférieure à zéro. c-à-d :

$$\dot{S}(x).S(x) \leq 0 \quad (\text{III.6})$$

III.2.4 Loi de commande par mode glissant

✓ Pour la vitesse Ω

Dans la théorie de mode glissant On a :

$$\dot{S}_1 = -V_1 \text{sign}(S_1) \quad (\text{III.7})$$

Et on a (III.2) :

$$S_1(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega$$

Alor

$$\dot{S}_1(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (\text{III.8})$$

En substituant la valeur de $\dot{\Omega}$ dans l'équation (III.8) on obtient :

$$\dot{S}_1(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \left[\frac{p}{j} [(L_d - L_q)I_d I_q + \phi_f I_q] - \frac{1}{j} C_r - \frac{F}{j} \Omega \right] \quad (\text{III.9})$$

$$\dot{S}_1(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \left[\frac{p}{j} (L_d - L_q) I_d + \frac{p}{j} \phi_f \right] I_q + \frac{1}{j} C_r + \frac{F}{j} \Omega \quad (\text{III.10})$$

Par légalité de (III.10) et (III.7) on obtient :

$$\dot{\Omega}_{ref} - \left[\frac{p}{j} (L_d - L_q) I_d + \frac{p}{j} \phi_f \right] I_q + \frac{1}{j} C_r + \frac{F}{j} \Omega = -V_1 \text{sign}(S_1) \quad (\text{III.11})$$

Alor la loi de commande de vitesse est :

$$I_q = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{1}{J} C_r + \frac{F}{J} \Omega + V_1 \text{sign}(S_1) \times \frac{1}{\frac{p}{J}(L_d - L_q)I_d + \frac{p}{J}\phi_f} \quad (\text{III.12})$$

✓ **Pour le courant I_q**

Dans la théorie de mode glissant On a :

$$\dot{S}_2 = -V_2 \text{sign}(S_2) \quad (\text{III.13})$$

Et on a :

$$S_2(I_q) = I_{ref} - I_q$$

Donc

$$\dot{S}_2(I_q) = \dot{I}_{ref} - \dot{I}_q \quad (\text{III.14})$$

En substituant la valeur de \dot{I}_q dans l'équation (III.14) on obtient :

$$\dot{S}_2(I_q) = \dot{I}_{ref} - \frac{1}{L_q} (Vq - R_s I_q - p \Omega L_d I_d - p \Omega \phi_f) \quad (\text{III.15})$$

$$\dot{S}_2(I_q) = \dot{I}_{ref} - \frac{1}{L_q} Vq + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} p \Omega I_d + \frac{p\phi_f}{L_q} \Omega \quad (\text{III.16})$$

Par égalité de (III.16) et (III.13) on obtient :

$$\dot{I}_{ref} - \frac{1}{L_q} Vq + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} p \Omega I_d + \frac{p\phi_f}{L_q} \Omega = -V_2 \text{sign}(S_2) \quad (\text{III.17})$$

Alors la loi de commande de courant I_q est :

$$Vq = L_q \left[\dot{I}_{ref} + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} p \Omega I_d + \frac{p\phi_f}{L_q} \Omega + V_2 \text{sign}(S_2) \right] \quad (\text{III.18})$$

✓ **Pour le courant I_d**

Dans la théorie de mode glissant On a :

$$\dot{S}_3 = -V_3 \text{sign}(S_3) \quad (\text{III.19})$$

Et on a :

$$S_3(I_d) = I_{ref} - I_d$$

Donc

$$\dot{S}_3(I_d) = \dot{I}_{ref} - \dot{I}_d \quad (\text{III.20})$$

En substituant la valeur de \dot{I}_d dans l'équation (III.14) on obtient :

$$\dot{S}_3(I_d) = \dot{I}_{ref} - \frac{1}{L_d} (Vd - R_s I_d + p \Omega L_q I_q) \tag{III.21}$$

$$\dot{S}_2(I_q) = \dot{I}_{ref} - \frac{1}{L_d} Vd + \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \Omega I_q \tag{III.22}$$

Par l'égalité de (III.22) et (III.19) on obtient :

$$\dot{I}_{ref} - \frac{1}{L_d} Vd + \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \Omega I_q = -V_3 \text{sign}(S_3) \tag{III.23}$$

Alors la loi de commande de courant I_d est :

$$Vd = L_d [\dot{I}_{ref} + \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \Omega I_q + V_3 \text{sign}(S_3)] \tag{III.24}$$

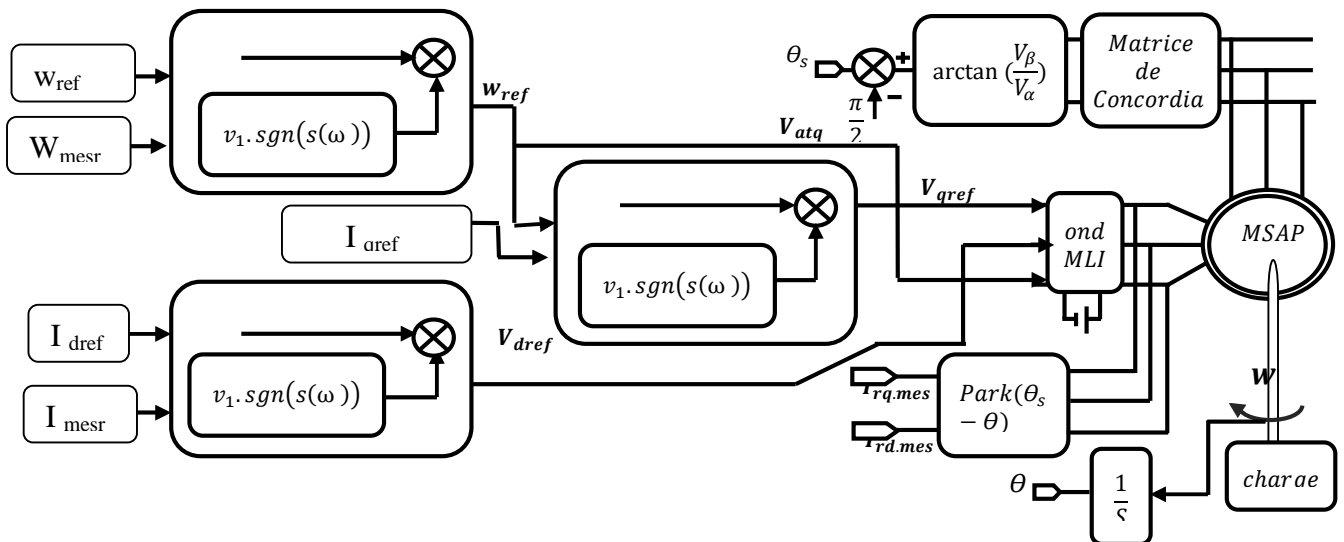


Figure III.1 le schéma bloc de la commande par mode glissant

III.2.5 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par mode glissant appliquée à la MSAP (essai à vide et en charge). Cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

- La machine alimenté pour entraînée à une vitesse de référence égale à 150 Rd/s (échelon de consigne) avec une application de charge égale à $Cr=-6n.m$ (échelon de couple de résistance) à les instants $t = 0,5$

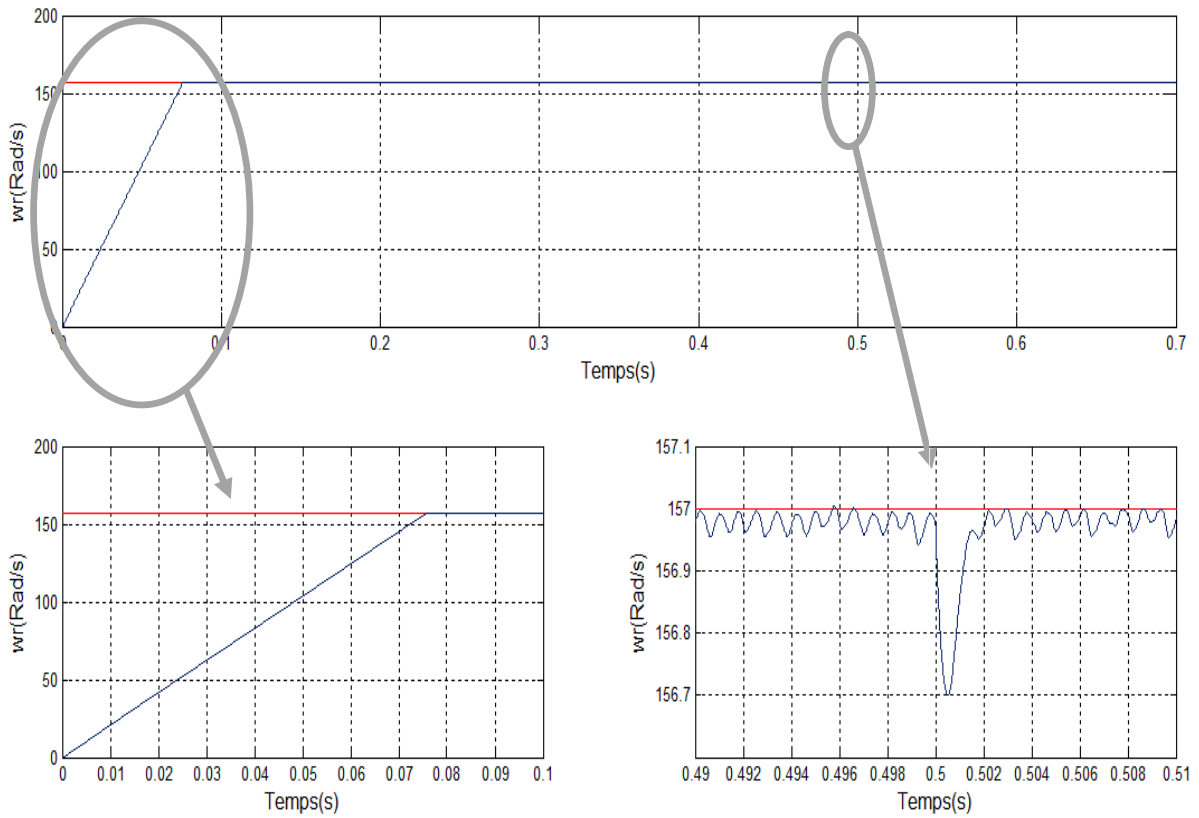


Figure III.2 Résultats de simulation numérique de $W_r(t)$ par la commande glissant

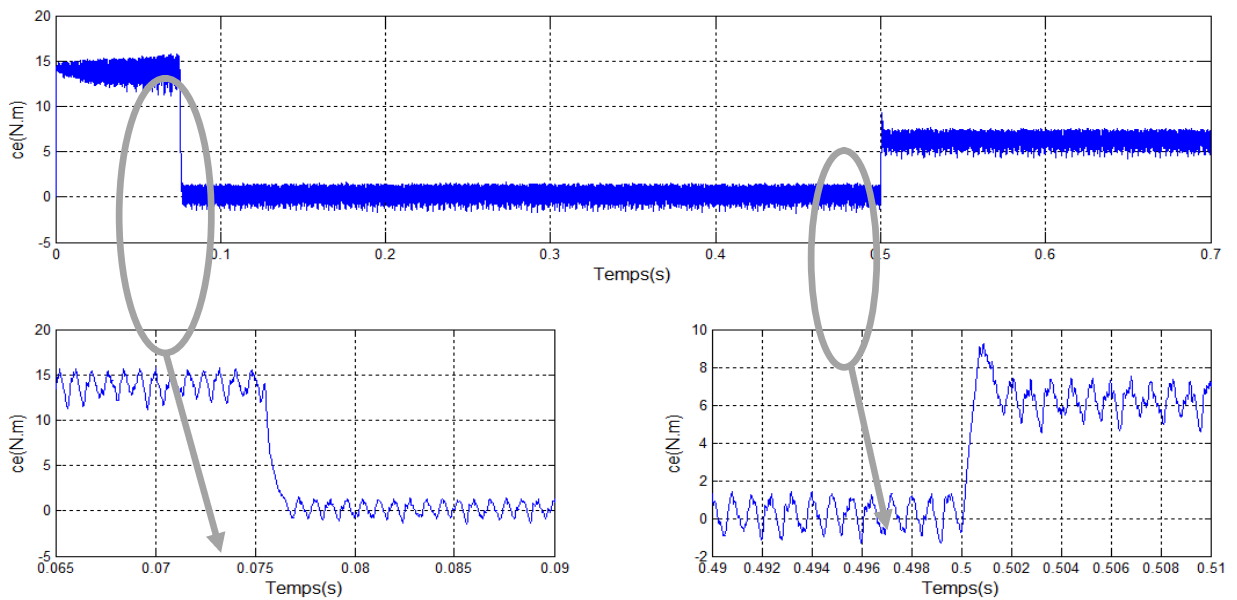


Figure III.3 Résultats de simulation numérique de $C_e(t)$ par la commande glissant

III.2.6 Interprétation des résultats

D'après les résultats obtenus sur les Figure III.2, III.3, on remarque que :

- Une augmentation progressive de la vitesse pour atteindre sa valeur de référence sans dépasser de cette dernière.
- Pour l'application de c_r à l'instant $t = 0,5s$ la vitesse présente une diminution de la vitesse et une regagne rapide sans dépassement de la vitesse pour sa référence
- Le couple 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 hybride glissant flou type 1

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande glissant avec un changement les fonctions **sign** par des régulateurs flou type 1

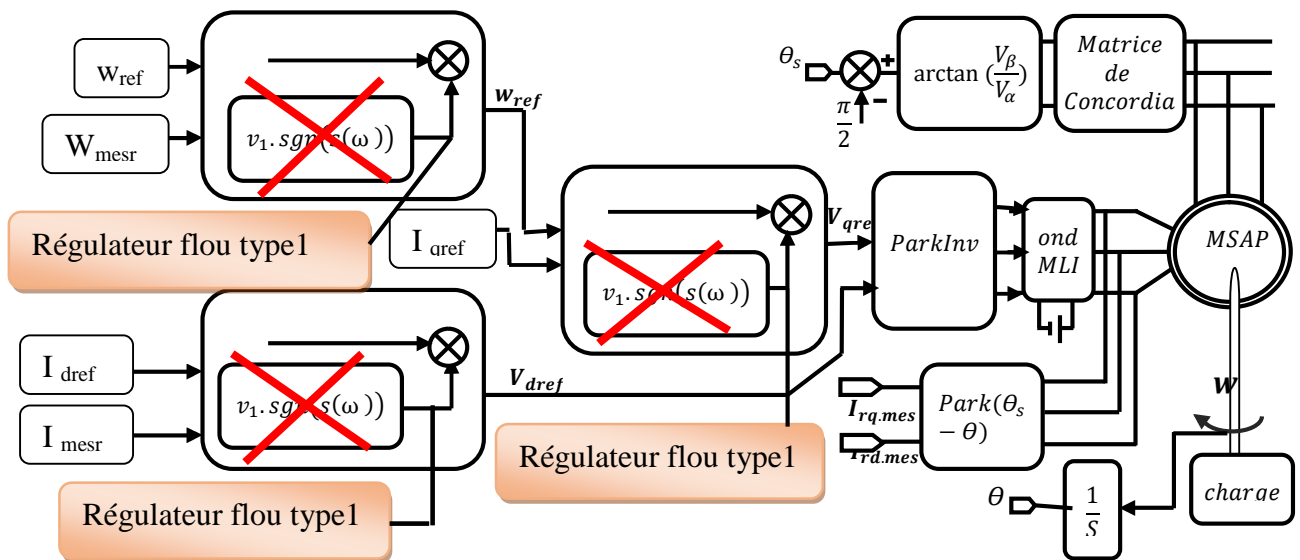


Figure III.4 Le schéma bloc de la commande glissant flou type 1

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

La plupart des contrôleurs flous pour les systèmes univariés simples se composent des entrées du contrôleur flou, qui sont généralement l'erreur (différence entre le point de consigne et la sortie du processus) et sa variation (transformation de la dynamique du système). La plupart des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani.

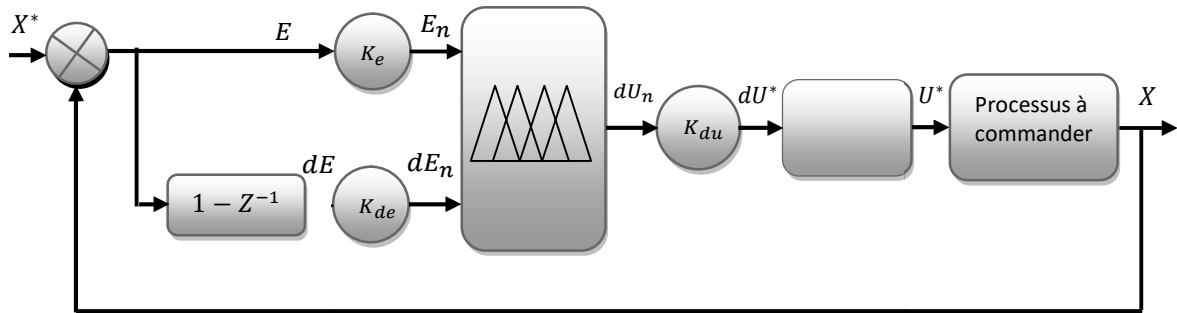


Figure III.5 Structure de base d'un contrôleur flou type 1

Le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Des facteurs d'échelle (K_e, K_{de}, K_{du}).
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande.

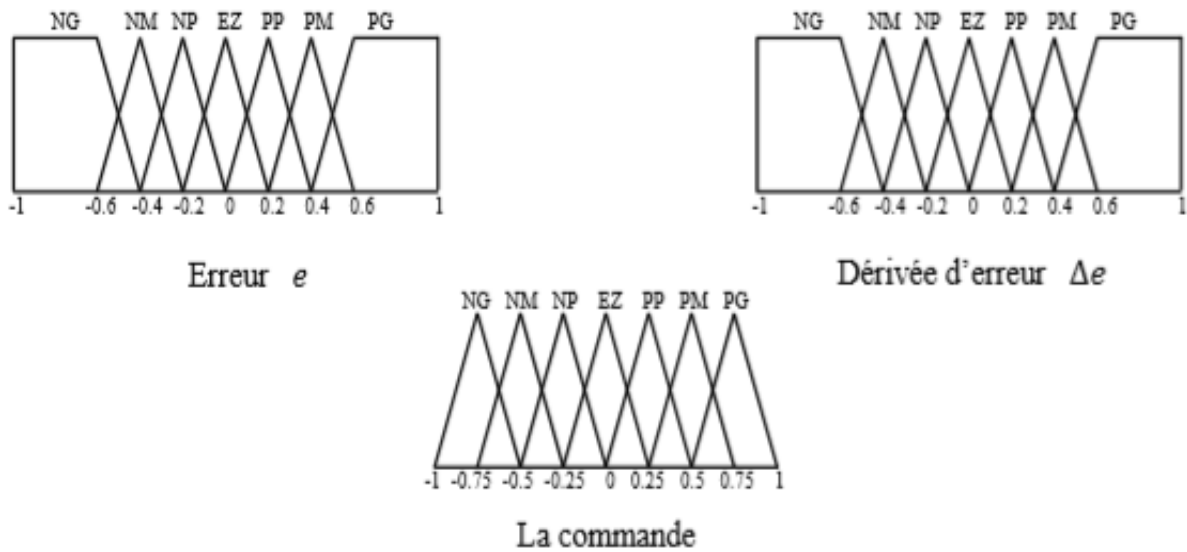


Figure III.6: Les fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

- Les règles d'inférences, 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

III.3.2 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par glissant floue type 1 appliquée à la MSAP (essai à vide et en charge). Cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

La machine toujours alimenté par une tension qui donnée une vitesse de référence égale à 150 Rd/s (échelon de consigne) avec une application de charge égale à $C_r=6n.m$ (échelon de couple de résistance) à les instants $t = 0,5$

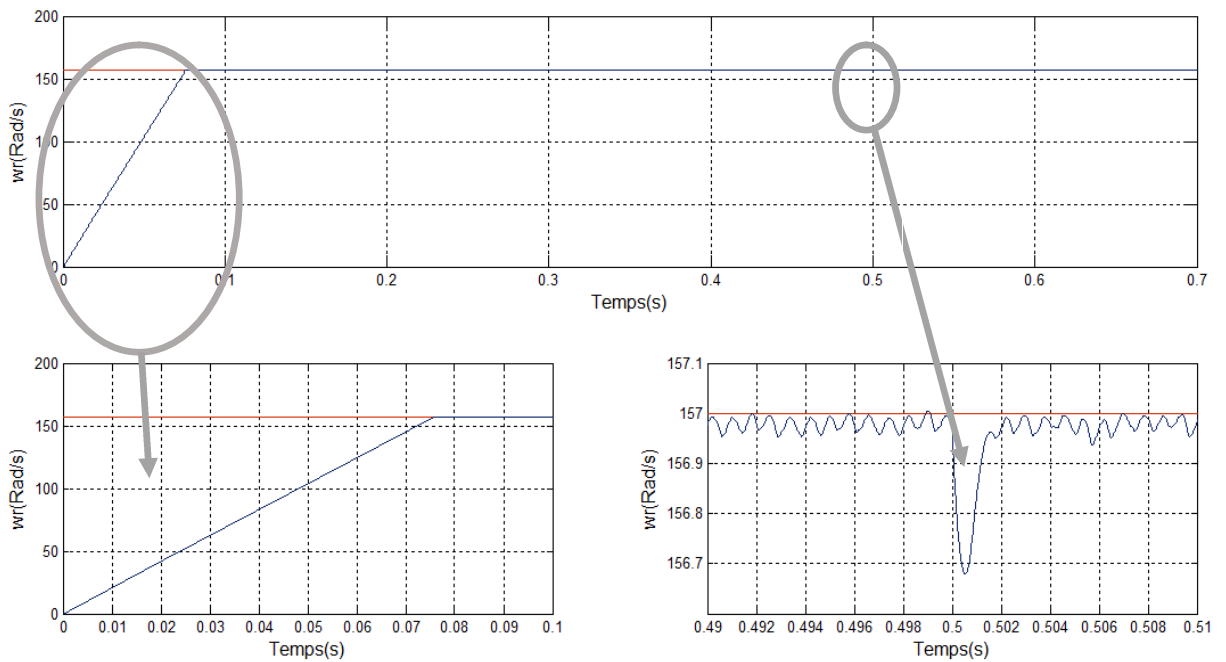


Figure III.7 Résultats de simulation numérique de $W_r(t)$ par la commande glissant floue type1

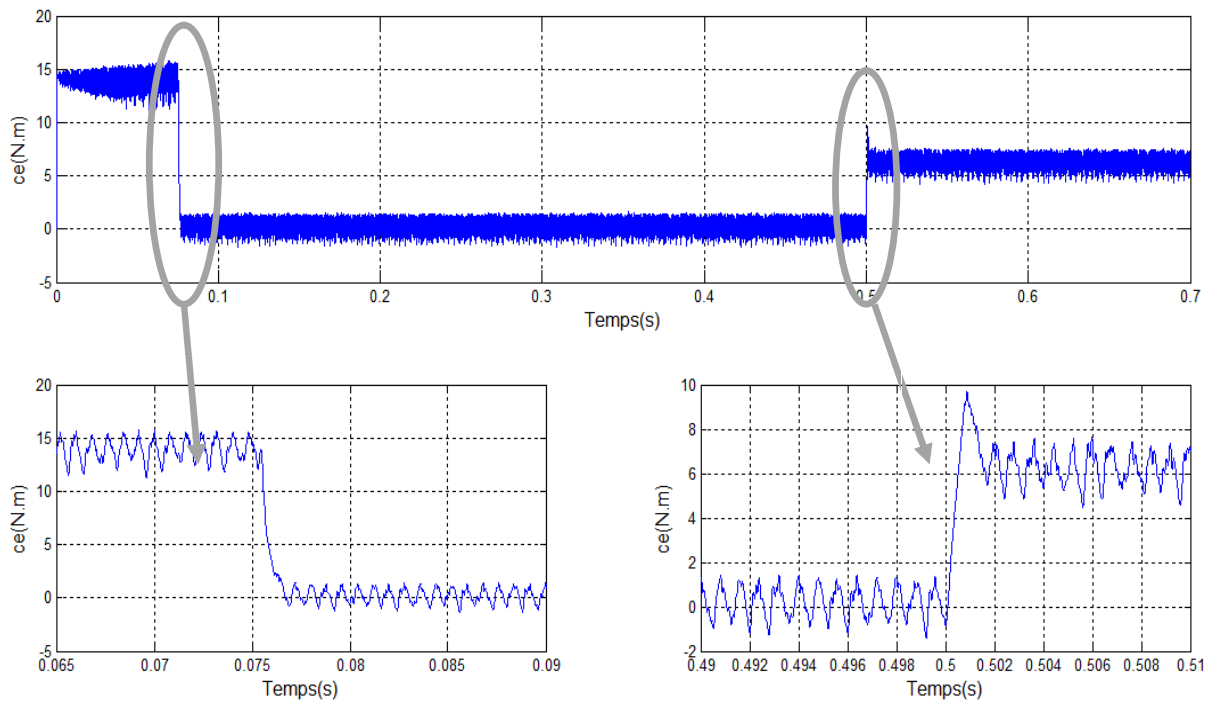


Figure III.8 Résultats de simulation numérique de $C_e(t)$ par la commande glissant floue type1

III.3.3 Interprétation des résultats

D'après les résultats obtenus sur les **Figure III.7 III.8** on constate les mêmes remarques représentées par la commande précédente mais avec amélioration remarquable, que les résultats déjà obtenus par la commande glissante floue type1, par rapport à la commande par mode glissant:

- L'allure de la vitesse suit sa référence sans dépassement de cette dernière pendant le régime transitoire et après l'application de la charge ;
- à l'instant de l'application de couple résistant c_r de $t = 0,5s$, une diminution de la vitesse et une regagne rapide sans dépassement de la vitesse de 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.

III.4 Application de la commande hybride glissant flou type2

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande glissant flou type1 avec un changement des régulateurs flou type 1 par des régulateurs flou type2

Le schéma bloc de commande hybride glissant flou type 2 est illustré par la figure ci-dessous :

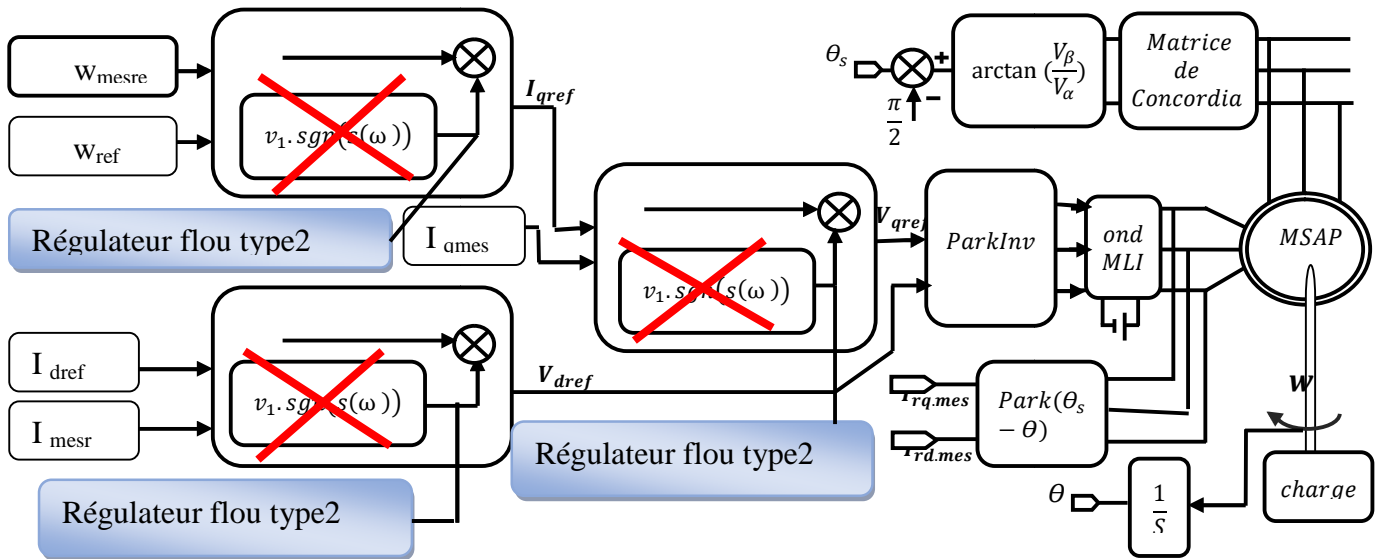


Figure III.9 Le schéma bloc de la commande glissant flou type-2

III.4.1 Structure de base d'un contrôleur glissant flous type 2

Le contrôleur flou type-2 (CFT2) utilisé sera schématisé par la figure (III.10) suivante :

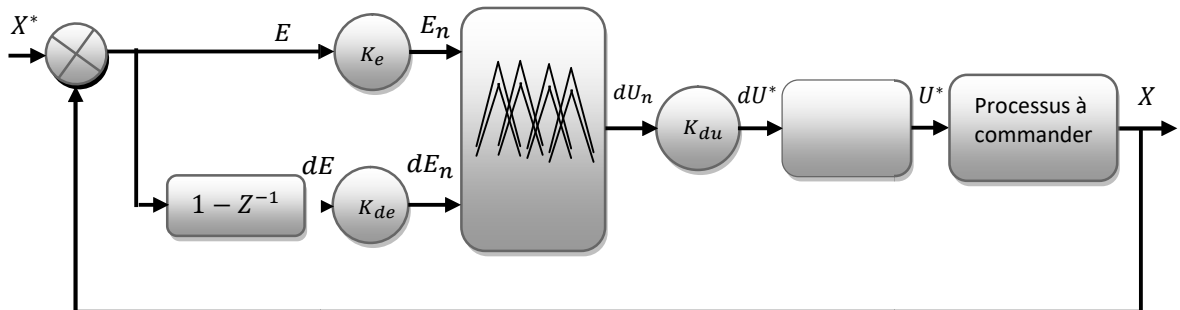


Figure III.10 Structure de base d'un contrôleur flou type 2

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

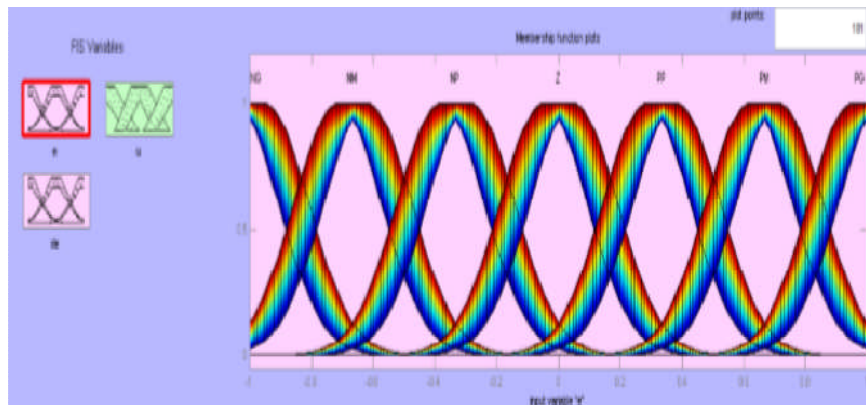


Figure III.11: Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

La surface donnée par la figure suivant:

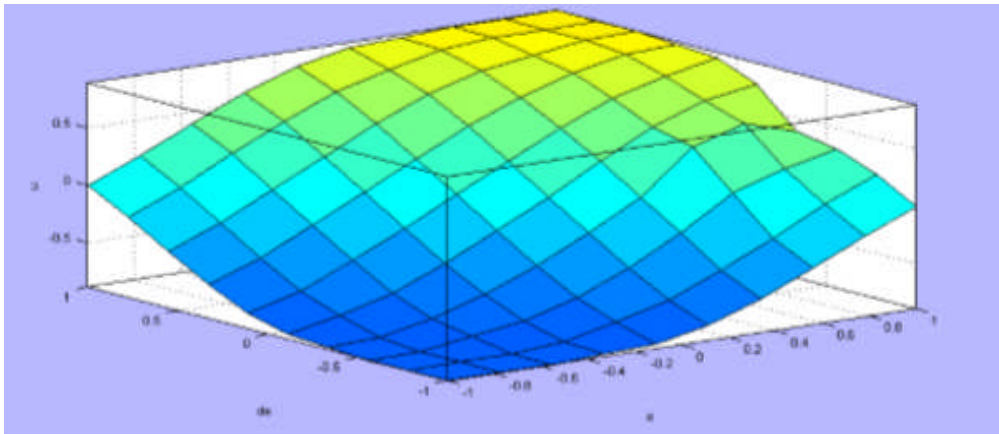


Figure III.12 Surface caractéristique du contrôleur flou type-2

afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence tableau suivant

Tableau. III.-2: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type2

Δe \ e	NG	N	Z	P	PG
NG	NG	NG	N	N	Z
N	NG	N	N	Z	PG
Z	NG	N	Z	P	PG
P	NG	Z	P	P	PG
PG	Z	P	P	PG	PG

III.4.2 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande par glissant floue type 2 appliquée à la MSAP (essai à vide et en charge). Cet essai est réalisé dans les conditions suivantes :

La machine alimenté pour entraînée à une vitesse de référence égale à 150 *Rd/s* (échelon de consigne) avec une application de charge égale à $Cr=6n.m$ (échelon de couple de résistance) à les instants $t = 0,5$

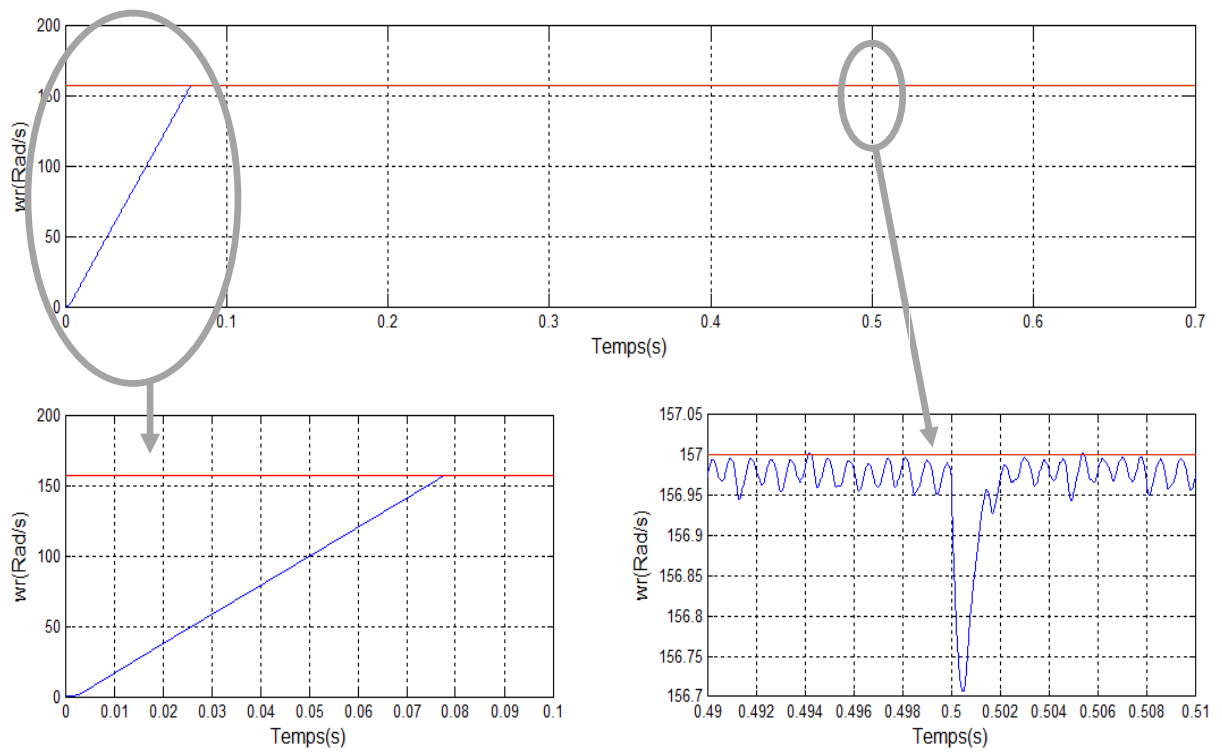


Figure III.13 Résultats de simulation numérique de $W_r(t)$ par la commande glissant floue type2

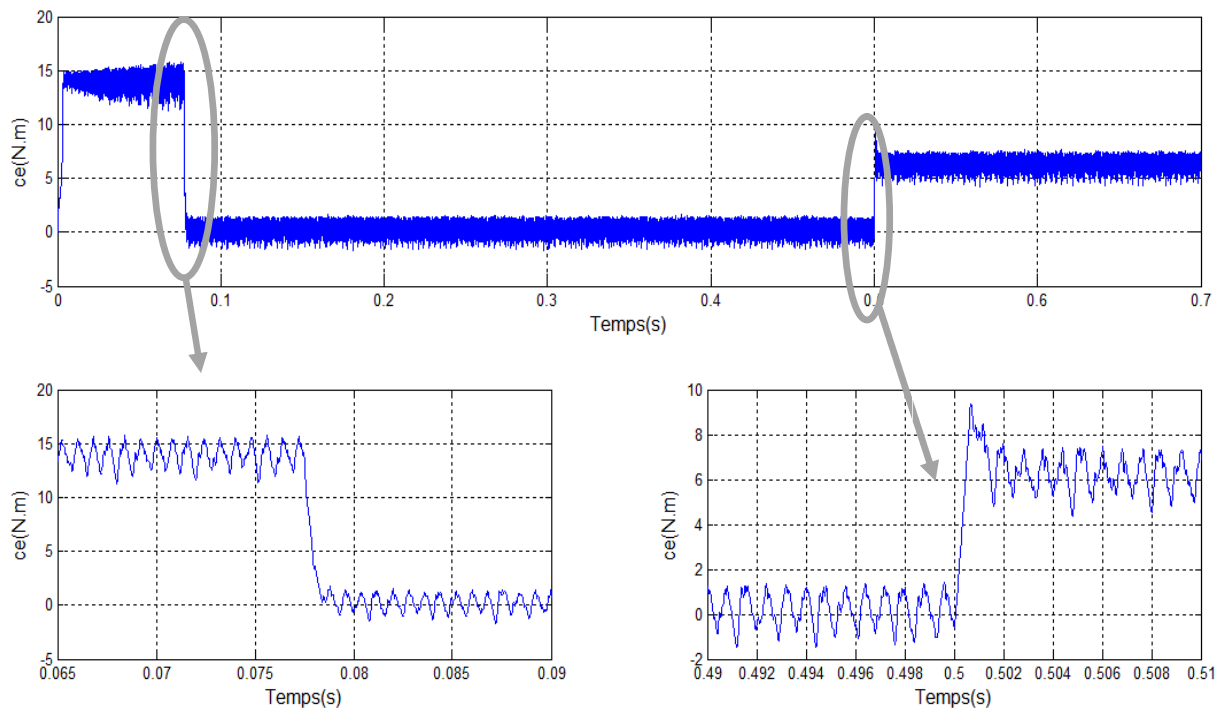


Figure III.14 Résultats de simulation numérique de $c_e(t)$ par la commande glissant floue type2

III.4.3 Interprétation des résultats

L'observation des résultats de simulation obtenus sur la **Figure III.13 III.14** montre que les mêmes remarques représentées par les deux commandes précédentes mais avec amélioration remarquable aussi que les résultats déjà obtenus par la commande glissante floue type 2, par rapport à les deux commandes glissant et glissante floue type 1:

- La courbe de la vitesse suivent leurs nouvelles références pendant après le régime transitoire et après l'application de la charge ;
- à l'instant de l'application de couple résistant c_r de $t = 0,5s$, une diminution de la vitesse et une regagne rapide de sa référence ;
- Le couple atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'application les commandes proposées sur notre machine (MSAP) pour contrôler la puissance mécanique produit : l'une concerne la commande par mode glissant basée sur des régulateurs glissants, cette méthode assure la robustesse en boucle fermée en tout instant; l'autre, concerne la commande glissant flous type 1 basée sur des régulateurs glissant flous type 1 pour éliminé la phénomène de broutement, cette méthode assure la stabilité du système en boucle fermée en tout instant; la dernier c'est la commande glissant flous type 2 basée sur des régulateurs glissant flous type 2 toujours pour éliminé la phénomène de broutement.

De façon générale, les résultats de simulation obtenus lors de l'application des ces commandes sur notre machine, montre une bonne poursuite de la vitesse générée à sa valeur de référence correspondante. Aussi, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles. On remarque que la meilleure valeur de ces derniers est la valeur obtenue lors de l'application de la commande glissant flous type 2, qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes.

CONCLUSION GENERALE

Le travail que nous avons préparés dans ce mémoire est la modélisation et la commande d'une machine synchrone à aimant permanent. Pour cela, une modélisation de la MSAP et leur alimentation a été menée, ces modèles ont été utilisés pour l'élaboration des trois commandes pour assurer un contrôle précis et continu de la puissance mécanique générée (vitesse, couple) tout en garantissant une stabilité, une rapidité de poursuite avec une erreur statique nulle. Cela permis d'obtenir un rendement élevé du système et une qualité de production optimale, les commandes que nous avons appliquées sont la commande par mode glissant basé sur des gains bien déterminés, la commande hybride glissant flou type 1 qui est basée sur les régulateurs flou type 1, et la commande hybride glissant flou type 2 qui est basée sur les régulateurs flou type 2.

Ce travail est résumé principalement comme suite :

Dans le premier chapitre de ce travail nous avons présenté en premier lieu, des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents nous discutons dans cette partie sur l'historique de cette machine, leur structure, les différents types, principe de fonctionnement, après nous avons donné les avantages et les inconvénients de cette machine. A la fin de ce chapitre nous avons donné la modélisation de cette machine et leur convertisseur (onduleur MLI) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle de la puissance mécanique générée par cette machine. Dans le deuxième chapitre nous avons consacré à l'aspect théorique des commandes proposées pour contrôler l'échange de puissance mécanique produit à savoir : l'une concerne la commande par mode glissant; la deuxième, concerne la commande hybride glissant flou type 1; la troisième, concerne la commande hybride glissant flou type 2.

Dans le troisième chapitre, on a appliqué les techniques de commandes qui ont été détaillées dans le deuxième chapitre pour contrôler l'échange de puissance mécanique produites, l'une est la commande par mode glissant où on a exprimé les grandeurs mécaniques de la MSAP en fonction des grandeurs statoriques pour assurer le pilotage de la machine par le stator, l'autre c'est la commande hybride glissant flou type 1, puis on a appliqué cette commande sur la même structure de celle de la commande par mode glissant avec un remplacement des fonctions SAT par des régulateurs flou type 1, l'autre c'est la commande hybride glissant flou type 2, la structure de cette commande est la même structure de la commande hybride glissant flou type 1 avec changement des régulateurs logiques flou type 1 par des régulateurs logiques flou type 2.

Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application des trois commandes précédentes sur notre système montrent l'efficacité de ces trois commandes implémentées.

On remarque que les résultats obtenus par la technique du glissant flou type 2 ont de meilleurs et plus performants que ceux obtenus par la technique mode glissant et glissant flou type 1 (dépassement, temps de réponse, et précision de poursuite, ...).

BIBLIOGRAPHIE

- [LAH 09] D. Lahouel, "Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [BOU14] : N. BOUNASLA « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », mémoire de magister en électrotechnique Université Ferhat ABBAS Sétif 2014.
- [HAZ06] HAZZAB «Commande des systèmes par logique floue, réseaux neurones et algorithmes génétiques» Thèse de Magistère de l'université d'Oran USTO, 2006
- [CHO 11] : N.Choug, « Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel », Mémoire de Magister, Université Hadj Lakhdar – Batna, 2011.
- [ZAD 75] L. A. Zadeh, "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning – 1", Inform. Sci, vol. 8, pp. 199- 249, 1975.
- [IDE 06] M. Ider, "Etude des systèmes flous type-2 : Application à la commande des systèmes non linéaires", Mémoire de Magister en automatique, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2006.
- [SAB19] SABER LAAMIRI « commande des systèmes électriques, machines Synchrone et convertisseurs multi-niveau », thèse de doctorat l'Ecole Central de Nantes, 2019.
- [MAH 12] : M.S.Mahgoun, « Application De La Commande Aux Systèmes Linéaires Perturbés », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas- Setif (UFAS), 2012.
- [FOD09] D. Fodorean, A. Miraoui, "Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)", D3554 Techniques de l'ingénieur, Novembre 2009.
- [CHE04] L. Chédot, Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur, thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2004..
- [KHO09] M.Khov, « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique », Thèse de doctorat, université de Toulouse, 2009.
- [TOU06] B. TOUNSI : «Etude Comparative de Groupes Electrogènes Embarqués à Large Gamme de Vitesses Variables Associant Machines à Aimants Permanents et Conversion Statique» ; Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [NBO14] : N. BOUNASLA « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », mémoire de magister en électrotechnique Université Ferhat ABBAS Sétif 2014.
- [BID11] M.D. Bidart. Commande Coopérative Des Systèmes Monoconvertisseurs Multimachines Synchrones, Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011
- [BAR 15] - BARDADI M, «Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel.». Thèse magister, université des sciences et de la technologie d'Oran 2015.

- [LEI05] Leila Parsa, «Performance Improvement Of Permanent Magnet AC Motors». Thèse Is of Doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May2005.
- [ABA 07] A.ABADA et M.ZELLAGUI, « commande adaptative par modèle de référence, application sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Mémoire Magister, Université de M'sila, 2007.
- [ROU 12] - ROUABHI R, «Étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Application : Energie éolienne». Thèse Magister, université de Sétif 2012
- [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
- [LAB 95] - F. Labrique , G. Segulier, R. Baussiere «Les convertisseur de l'électronique de puissance, la conversion continu – alternatif », Tec. Doc. Paris 1995
- [CHE98] F.Chevrie et F.Guely, "cahier technique n=° 191 : la logique floue", groupe Schneider, 1998.
- [AMR09] H. Amrous, « Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents», Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009
- [BRE10] V. Bregeault, “Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants”, Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2010.
- [FRI02] L. Fridman et A. Levant. “High-Order Sliding Modes Sliding Modes Control in Engineering”, Ed. W. Perruquetti, J.P. Barbot, M. Dekker, Inc. New York, 2002.
- [BEL02] B. Belabbes, "Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents," Conférence on Electrical Engineering, Batna, 10-11 Décembre 2002.
- [LEV93] Levant, "Siding order and sliding accuracy in sliding mode control," International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [LAL01] R. Lalalou « Commande par la logique floue d'une machine asynchrone » Thèse de Magister, Université Badji Mokhtar, Annaba 2001.
- [DER00] K. Derafa « Commande de position des machines synchrones avec pilotage vectoriel. Application : Asservissement de position d'une antenne radar ». Thèse de magister- Farhet Abbes, Sétif
- [MEN01] J.M. Mendel, "Uncertain rule-based fuzzy logic systems: introduction and new directions", Prentice-Hall, 2001
- [KLO17] K. Loukal, "Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux machine asynchrone", Thèse de Doctorat, université de M'sila, Algérie, 2017.
- [ANN11] M. M. Annane, "Analyse de stabilité et synthèse des systèmes flous de type-2", Mémoire de Magister, université de Sétif, Algérie, 2011.
- [ALO20] MHELLALI LALLOUANI, "Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile ", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, Algérie, 2020.

- [ROU 14] R. Rouabhi, A. Djerioui, « Control of the power generated by variable speed wind turbine driving a doubly fed induction generator ». *Journal of Electrical Engineering*, Vol: 14 /2014-Edition:3, pp. 1-7.
- [ROU 15] R. Rouabhi, , R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui, « Power Quality Enhancement of Grid Connected Doubly-Fed Induction Generator Using Sliding Mode Control ». *International Review of Electrical Engineering*, Vol: 10, N: 2, March-April 2015, pp. 266-276.
- [ROUA 15'] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, A. Djerioui, « Hybrid Backstepping Control of a Doubly Fed Wind Energy Induction Generator ». *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, Vol: 11, N: 1, January 2015, pp. 367-376.
- [ROU 19] R. Rouabhi, A. Herizi , «Comparative Study Between Two Control Techniques Applied on the Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM)». *Advances in Modelling and Analysis C*, Vol:74, Issue:2, (2019) , pp:51-58.
- [ROU 22] A. Herizi , R. Rouabhi, «Hybrid Control Using Sliding Mode Control with Interval Type-2 Fuzzy Controller of a Doubly Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion». *Intelligent Engineering & systems*, Vol:15, Ne:1, (2022) , pp:549-562.

ANNEXE

Caractéristique de la machine synchrone à aimant permanent

Fréquence	f	50	HZ
Puissance nominale	P	1.4	KW
Vitesse nominale	n	1000	Tr/min
Tension nominale	U_{sn}	208	V
Courant nominale	I_{sn}	5	A
Résistance d'une phase statorique	R_s	1.4	Ω
Le moment d'inertie	J	0.00176	Kg/m^2
Flux des aimants	φ_{e_v}	0.1546	Wb
Coefficient de frottement visqueux	f_v	0.00038818	Nm/(rad/s)
Nombre de pôles	P	3
Inductance directe	L_d	0.0066	H
Inductance en quadrature	L_q	0.0058	H

RESUME

Le travail réalisé dans cette mémoire concerne l'étude, la modélisation et la commande d'une machine synchrone à aimant permanent pilotée à travers les variables statoriques par un convertisseur deux niveaux appelé l'onduleur. Dans la première partie on a présenté l'état de l'art de cette machine, en suite nous avons modélisé cette machine et leur convertisseur. Dans le deuxième partie nous avons consacré à l'aspect théorique des commandes proposés pour contrôler l'échange de puissance mécanique produit à savoir : la commande par mode glissant, la commande hybride glissant flou type1, et la commande hybride glissant flou type 2. Dans la troisième partie nous avons appliqué ces commandes sur notre machine.

MOTS CLES

MSAP- Onduleur - Modélisation - Commande - Mode glissant - Glissant flou type1 - Glissant flou type2.

ملخص

يتعلق العمل المنفذ في هذه الأطروحة بدراسة ونمذجة والتحكم في آلة متزامنة ذات مغناطيس دائم يتم التحكم فيها من خلال متغيرات الثابت بواسطة محول ثنائي المستوى يسمى المموج. في الجزء الأول قدمنا العموميات حول أحدث ما توصلت إليه هذه الآلة ، ثم قمنا بنمذجة هذه الآلة والمحول. في الجزء الثاني ، خصصنا للجانب النظري للتحكمات المقترحة . يتعلق الأمر بالأمر عن طريق الوضع الانزلاقي ، والتحكم الهجين المنزلق الضبابي من النوع 1 ، والتحكم الهجين المنزلق الضبابي من النوع 2. في الجزء الثالث طبقنا هذه التحكمات على الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم .

كلمات مفتاحيه

آلة متزامنة ذات مغناطيس دائم - المموج - نمذجة - تحكم - بالانزلاق- الهجين المنزلق الضبابي من النوع 1 - الهجين المنزلق الضبابي من النوع 2.