

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



**Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd**  
**Faculté de Technologie**  
**Département de l'Électrotechnique**



**Thèse**

Préparée au sein du Laboratoire d'Électrotechnique de Batna (LEB)

Présentée pour l'obtention du titre de :

**Docteur en Sciences en Électrotechnique**  
**Option : Machines Electriques**

Sous le Thème :

**Contribution à la Commande d'un MASDE. Apport des  
Techniques de L'intelligence Artificielle**

Présentée par :

**BOUKHALFA Ghoulem Allah**

**Devant le jury composé de :**

<b>Mr. NACERI Farid</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Batna 2</b>	<b>président</b>
<b>Mr. BELKACEM Sebti</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Batna 2</b>	<b>Rapporteur</b>
<b>Mr. BENAGGOUNE Saïd</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Batna 2</b>	<b>Co- Rapporteur</b>
<b>Mr. CHAIBA Azeddine</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. Khenchela</b>	<b>Examineur</b>
<b>Mr. MERABET Elkheir</b>	<b>MCA</b>	<b>Univ. Bordj Bou Arreridj</b>	<b>Examineur</b>
<b>Mr. DENDOUGA Abdelhakim</b>	<b>MCA</b>	<b>Univ. Biskra</b>	<b>Examineur</b>

**Année universitaire 2019/2020**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Handwritten Arabic calligraphy in a stylized, bold script. The text is arranged in a circular or semi-circular pattern. The words are: بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ. The calligraphy features thick black lines and includes several small numbers (1, 2, 3) indicating stroke order or direction. A signature or name is visible at the bottom center of the calligraphic arrangement.

## REMERCIEMENTS

*Au nom d'Allah, le Tous - Miséricordieux, le très - Miséricordieux*

*La louange est à Allah l'unique et la paix et le salut qui n'a point de messenger après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.*

*J'adresse tout d'abord mes vifs remerciements à mes deux encadreurs :*

*Monsieur **Belkacem Sebti**, Professeur à l'université de Batna 2 pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de rapporter ce mémoire, et pour ses conseils et encouragements réguliers, sa bienveillance, gentillesse, ses qualités scientifiques et humaines ont toujours été une source de motivation.*

*Monsieur **Benagoune Saïd**, Professeur à l'université de Batna 2 de m'avoir Co-encadré pour cette thèse, pour la confiance qu'il m'a accordée et pour son soutien.*

*Je tiens aussi à remercier vivement messieurs les membres du jury pour accepter d'évaluer ce modeste mémoire:*

*Monsieur. **Farid NACERI**, Professeur à l'université de **Batna 2** d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury.*

*Monsieur **CHAIBA Azeddine**, Professeur à l'université de **Khenchela**;*

*Monsieur **DENDOUGA Abdelhakim**, maître de conférences à l'université de **Biskra**;*

*Monsieur **MERABET Elkheir**, maître de conférences à l'université de **Bordj Bou Arreridj**.*

*D'avoir bien voulu s'intéresser à mon travail et d'avoir accepté de le juger*

*Je remercie chaleureusement tous les membres de laboratoire de recherche **LEB**. Je cite en particulier Monsieur **ABDESSEMED RACHID** professeur à l'université Mustafa Benboulaïd de Batna2.*

*J'exprime toute ma gratitude aux enseignants et personnel administratif du département **d'électrotechnique** de l'université de Batna 2 pour leur aide précieuse, leur respect et leur gentillesse. Je cite en particulier **BOUHENTALA Moufid**, **LAGGOUN Samir**, **KHEMIS Mourad**, **Wissem SLIMANE**, **BOUTABBA Tarek**,*

*Je tiens également à remercier vivement tous mes collègues confondues pour leurs amitiés et collaborations.*

*Du fond du cœur, je remercie toutes les personnes m'ayant aidé de près ou de loin à mener ce travail.*



# DEDICACE

*A mon cher père et ma chère mère*

*Pour l'éducation et le grand amour*

*Dont ils m'ont entouré*

*Et*

*Pour leur patience et leurs sacrifices.*

*A mes chers frères.*

*A mes chères sœurs.*

*A mes beaux-frères et ma sœur et ses enfants.*

*A tous mes proches.*

*A tous mes amies.*

*A tous ce que j'aime.*

*Je dédie ce modeste travail.*

TABLE DE

MATIÈRES

---

## Table de matière

REMERCIEMENTS	
DIDICACE	
TRAVAUX REALISES	
RESUME	
TABLE DE MATIERE.....	I
LISTE DES FIGURES.....	VII
LISTE DES SYMBOLES.....	XII
INTRODUCTION GENERALE .....	1
CHAPITR.I. MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MASDE	
I.1. INTRODUCTION .....	3
I.2. Types de machines multiphasées .....	4
I.2.1. Machines multiphasées du type 1.....	4
I.2.2. Machines multiphasées du type 2.....	4
I.3. Avantage des machines multiphasées .....	4
I.3.1. La fiabilité .....	4
I.3.2. Segmentation de puissance.....	5
I.3.3. Réduction des harmoniques du couple.....	5
I.3.4. Réduction des pertes.....	6
I.4. Application des machines multiphasées.....	7
I.5. Inconvénients des Machines Multiphasées .....	9
I.6. Représentation de la machine dans l'espace électrique.....	9
I.7. Hypothèses simplificatrices : .....	10
I.8. Modèle naturel de la MASDE.....	11
I.8.1. Equations électriques.....	11
I.8.2. Equations magnétiques.....	12
I.8.3. Equation mécanique .....	13
I.8.4. Couple Électromagnétique .....	13
I.8.5. Transformation de Park.....	14
I.8.6. Équations électriques.....	14
I.8.7. Équations magnétiques.....	16
I.8.8. Couple électromagnétique.....	16
I.8.9. Mise sous Forme d'Equation d'Etat.....	17
I.8.10. Simulation de la MASDE alimentée par une tension sinusoïdale.....	18
I.9. Modélisation de l'alimentation.....	20
I.9.1. Modélisation du Redresseur .....	20
I.9.2. Modélisation du Filtre .....	21

---

I.9.3.	Modélisation de L'onduleur de Tension a Commande MLI .....	22
I.9.4.	Simulation de la MASDE alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux .....	26
I.10.	Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile.....	26
I.10.1.	Principe de base de la commande vectorielle.....	26
I.11.	Simulation et interprétation des résultats .....	33
I.11.1.	Test de robustesse.....	34
I.12.	Conclusion.....	35

## BIBLIOGRAPHIES

### Chapitre .II. Commande DTC de la Machine Asynchrone Double Etoile

II.1.	Introduction .....	39
II.2.	La commande Directe du Couple (DTC) de la machine asynchrone double étoile. ....	40
II.2.1.	Avantages et inconvénients de la Commande Directe du Couple (DTC) .....	40
II.2.1.1.	Avantages .....	40
II.2.1.2.	Inconvénients .....	40
II.2.2.	Principe de la commande directe du couple (DTC) .....	41
II.2.2.1.	Contrôle du Vecteur Flux Statorique.....	42
II.2.2.2.	Contrôle du Couple Electromagnétique .....	44
II.2.3.	Description de la Structure de Contrôle .....	45
II.2.3.1.	Sélection de Vecteur de Tension $V_s$ .....	45
II.2.3.2.	Estimateurs .....	46
II.2.4.	Élaboration des Vecteurs de Commande de Flux et du Couple .....	48
II.2.4.1.	Elaboration du Contrôleur de Flux.....	48
II.2.4.2.	Élaboration du Contrôleur du Couple.....	49
II.2.5.	Élaboration des Tables de Commutation.....	51
II.2.5.1.	Stratégie de Commutation dans la DTC.....	51
II.2.6.	Table de Commutation .....	51
II.2.6.1.	Table de Commutation du Flux.....	52
II.2.6.2.	Table de Commutation du Couple.....	52
II.2.6.3.	Table de commutation du Flux et du Couple .....	52
II.2.7.	Structure Générale du Contrôle Direct du Couple (DTC) pour la MASDE.....	53
II.2.8.	Résultats de la Simulation et Interprétation .....	54
II.2.8.1.	Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge .....	54
II.2.8.2.	Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse.....	55
II.3.	Conclusion.....	56

## BIBLIOGRAPHIES

Chapitre. III. Commande DTC-FloueType-1 de la MASDE Apport des Algorithmes D'optimisations	
III.1	INTRODUCTION ..... 59
III.2	Intelligence artificielle..... 60
III.2.1	Définition de l'Optimisation ..... 60
III.2.2	Définitions de Base ..... 60
III.2.3	Application des techniques d'optimisations pour ajuster les gains du régulateur PI flou61
III.2.4	Fonction Objectif..... 61
III.2.5	Décrire la fonction objective pour un algorithme d'optimisation : ..... 62
III.2.6	Optimisation par Essaim de Particules (PSO) : ..... 63
III.2.7	Optimization par Algorithms Génétiques..... 67
III.3	Commande par Logique Flou Type-1 ..... 73
III.3.1	Introduction ..... 73
III.3.2	Théorie des Ensembles Flous Type 1 (Principe et Définition)..... 75
III.3.3	Fonctions d'Appartenance..... 76
III.3.4	Propriétés des Ensembles Flous ..... 78
III.3.5	Operations sur les ensembles flous ..... 78
III.3.6	Variables Linguistiques ..... 79
III.3.7	Les règles floues..... 80
III.3.8	Commande par logique floue de la MASDE..... 81
III.4	Commande DTC-Flou-Type-1-PSO/AG pour réglage de la vitesse de la MASDE ..... 85
III.4.1	Application du PSO et AG pour l'optimisation des gains du régulateur flou type1 ..... 85
III.4.2	Étapes de base du PSO ..... 86
III.4.3	Optimisation des gains du régulateur PI-Flou ..... 87
III.4.4	Résultats d'optimisation des gains du PI-Flou ..... 89
III.5	Conclusion..... 92
BIBLIOGRAPHIES	
Chapitre .IV. Commande DTC-FloueType-2 de la MASDE. Apport des Algorithmes D'optimisations	
IV.1	INTRODUCTION ..... 96
IV.2	ENSEMBLES FLOUS TYPE 2 ..... 97
IV.3	TERMINOLOGIE DE LA LOGIQUE FLOUE TYPE-2 ..... 99
IV.4	OPERATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS TYPE-2 ..... 103
IV.5	CONTROLEURS FLOUS TYPE-2..... 107
IV.6	CONCEPTION DU REGULATEUR FLOU TYPE 2 ..... 115
IV.6.1	Fuzzification ..... 115
IV.6.2	Défuzzification ..... 116
IV.6.3	Structure de contrôle..... 116

IV.7	ÉTUDE COMPARATIVE ENTRE FLOU TYPE1 ET FLOU TYPE 2 DE LA MASDE.....	117
IV.7.1	Commande vectorielle Flou -T2 pour le Réglage de la vitesse de la MASDE .....	117
IV.7.2	Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge.....	118
IV.7.3	Démarrage à vide suivi d'une variation de vitesse :.....	120
IV.8	REGLAGE DE LA VITESSE DE LA MASDE PAR UN REGULATEUR DTC- F-T2 .....	122
IV.9	RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION :.....	122
IV.9.1	Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge :.....	122
IV.9.2	Test de Robustesse pour les bases vitesse et a l'Inversion du sens de Rotation de la Machine .....	125
IV.9.3	Test de Robustesse de la commande vis-à-vis des Variations Paramétriques.....	128
IV.9.3.1	Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Résistance Statorique.....	128
IV.10	CONCLUSION.....	129

## BIBLIOGRAPHIES

ChapitreV. Commande DTC Hybride par Mode Glissant d'ordre Supérieur Floue de la MASDE		
V.1	Introduction.....	133
V.2	Systèmes à Structures Variables .....	133
V.3	Modes de Trajectoire d'une Variable d'Etat dans le Plan de Phase .....	134
V.3.1	Mode de Convergence (MC) .....	134
V.3.2	Mode de Glissement (MG) .....	134
V.4	Principe de la Commande par MG .....	135
V.5	Conception de la Commande par MG .....	136
V.5.1	Choix de la Surface de glissement.....	136
V.5.2	Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant .....	137
V.5.2.1	Fonction de Commutation (Approche Directe ou Discrète) .....	137
V.5.2.2	Fonction de Lyapunov.....	137
V.5.3	Détermination de la loi de Commande .....	138
V.5.3.1	Commande Equivalente .....	139
V.5.3.2	Commande Discontinue de Base (Commande d'Attractivité).....	140
V.6	Broutement (Chattering) .....	141
V.6.1	Solution de Couche Limite (Boundary Layer Solution).....	142
V.6.1.1	Commande avec un Seul Seuil.....	143
V.6.1.2	Commande Adoucie (a deux Seuils).....	143
V.6.1.3	Commande Intégrale .....	143
V.6.2	Solution par Mode Glissant d'Ordre Supérieur.....	144
V.7	Commande par Mode Glissant d'Ordre deux.....	145
V.7.1	Algorithme du Twisting .....	146

---

V.7.2	Algorithme Sous-Optimal .....	147	
V.7.3	Algorithme de Super Twisting .....	148	
V.8	Commande par Mode de Glissement d'Ordre un pour la DTC de la MASDE .....	148	
V.9	Commande DTC par Mode Glissant d'Ordre deux pour DTC de La MASDE .....	149	
V.9.1	Commande Hybride glissant 2-flou T1 et glissant flouT2 de la MASDE.....	151	
V.9.1.1	Fuzzification.....	151	
V.9.1.2	Defuzzification .....	151	
V.10	Étude Comparative Entre PI, MG2, F-T1-MG2, F-T2-MG2 de la MASDE .....	153	
V.10.1	Résultats de simulation et interprétation.....	153	
V.10.1.1	Test de Robustesse pour l'Inversion du sens de Rotation de la Machine .	155	
V.11	Conclusion :.....	158	
BIBLIOGRAPHIES			
CONCLUSION GENERALE. ....			163
ANNEXES .....			165

# LISTE DES FIGURES

## Liste des Figures

### Chapitre I

<b>Fig.I.1:</b> Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3, 5 et 7 phases .....	6
<b>Fig.I.2:</b> Amélioration des pertes d'une machine asynchrone à six phases par rapport à une machine asynchrone triphasée [18]. .....	6
<b>Fig.I.3:</b> Machine Asynchrone de six phases utilisée dans l'éolien. ....	8
<b>Fig.I.4:</b> MASDE connectée en série avec MAS [29]. ....	9
<b>Fig.I.5:</b> Représentation schématique des axes magnétiques de la machine double étoile à induction. ....	10
<b>Fig.I.6:</b> Résultats de la MASDE alimentée par un réseau triphasé.....	20
<b>Fig.I.7:</b> redresseuse triphasée double alternance à diodes en pont de GRAETZ [23].....	20
<b>Fig.I.8:</b> Modélisation du filtre [24]. ....	21
<b>Fig.I.9:</b> Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	22
<b>Fig.I.10:</b> Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale. ....	25
<b>Fig.I.11:</b> Résultats de la MASDE alimentée par un onduleur triphasé. ....	26
<b>Fig.I.12:</b> Assimilation avec la machine à courant continu à excitation séparée. ....	27
<b>Fig.I.13:</b> Référentiel lié au flux rotorique .....	28
<b>Fig.I.14:</b> Schéma bloc de découplage par orientation de flux.....	31
<b>Fig.I.15:</b> Schéma de régulation du courant. ....	31
<b>Fig.I.16:</b> Schéma bloc de régulation de vitesse avec régulateur PI.....	32
<b>Fig.I.17:</b> Structure de réglage par un régulateur PI De la MASDE par la méthode indirecte.....	33
<b>Fig.I.18:</b> Régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte. ....	33
<b>Fig.I.19:</b> : Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R_r=1.5 \cdot R_{rn}$ ) : Démarrage à vide suivi de l'application du couple de charge $C_r = 14 \text{N.m}$ entre $t = 1.5$ et $2.5 \text{s}$ . ....	34

### Chapitre II

<b>Fig.II.1:</b> Evolution de l'extrémité de Vecteur de Flux statorique ( $\varphi_{s1}$ ) pour $R_s I_s$ Négligeable. ....	43
<b>Fig.II.2:</b> Choix du Vecteur Tension.....	45
<b>Fig.II.3:</b> (a) : Sélection des Tensions Correspondantes au Contrôle du Flux. ....	48
<b>Fig.II.4:</b> Correcteur à Hystérésis du Couple: (a) à deux Niveaux (b) à trois Niveaux .....	50
<b>Fig.II.5:</b> Schéma Bloc de la Commande Directe du Couple de la MASDE. ....	54
<b>Fig.II.6:</b> Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MASDE lors de la variation du couple de charge.....	55

<b>Fig.II.7:</b> Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MASDE lors de l’Inversion du Sens de Rotation.....	56
--	----

### **Chapitre III**

<b>Fig.III.1:</b> Optimisation d’un processus par PSO, GA.....	61
<b>Fig.III.2:</b> Surface de l’erreur dynamique de la vitesse à minimiser par AG /PSO.....	63
<b>Fig.III.3:</b> Déplacement d’une particule.....	65
<b>Fig.III.4:</b> Algorithme d’optimisation par essaim de particule (PSO).....	67
<b>Fig.III.5:</b> Croisement en un point .....	71
<b>Fig.III.6:</b> Croisement en deux-points.....	72
<b>Fig.III.7:</b> Principe de la mutation binaire.....	72
<b>Fig.III.8:</b> Organigramme de l’algorithme génétique.....	73
<b>Fig.III.9:</b> Différentes Formes des Fonctions d’Appartenance .....	77
<b>Fig.III.10:</b> Format d’un Ensemble Flou Normalisé .....	78
<b>Fig.III.11:</b> Fonctions d’appartenance associées à A et B.....	79
<b>Fig.III.12:</b> Structure générale d’un système basé sur le contrôleur flou.....	82
<b>Fig.III.13:</b> Diagramme illustratif du DTC basé sur GA ou PSO proposé pour le contrôle de la vitesse de la MASDE.....	85
<b>Fig.III.14:</b> -a- Organigramme pour F- GA-DTC-MASDE.....	86
<b>Fig.III.15:</b> -b- Organigramme pour F- PSO-DTC-MASDE.....	86
<b>Fig.III.16:</b> Diagramme schématique basé sur l’optimisation des gains et les fonctions d’appartenance du contrôleur PI-Flou de vitesse.....	87
<b>Fig.III.17:</b> Fonctions d’appartenance de l’erreur $e_c$ et sa variation $de_c$ .....	87
<b>Fig.III.18:</b> Fonctions d’appartenance de la sortie $\Delta C_{em}$ .....	88
<b>Fig.III.19:</b> Fonctions d’appartenance optimisée. De l’erreur $e_c$ et sa variation $de_c$ .et de couple $\Delta C_{em}$ .....	88
<b>Fig.III.20:</b> Résultats de simulation pour la régulation de vitesse des trois contrôleurs.....	89
<b>Fig.III.21:</b> Résultats de simulation du couple des trois stratégies.....	90
<b>Fig.III.22:</b> Courant statorique dans le stator 1 pour system DTC et DTC classique.....	90
<b>Fig.III.23:</b> Trajectoire du flux statorique $\phi_{isd1}$ , $\phi_{isq1}$ .....	90
<b>Fig.III.24</b> -a- fonction Fitness relative à flou-PSO.....	91
<b>Fig.III.25</b> -b- fonction Fitness relative à flou-GA.....	91

**Chapitre IV**

**Fig.IV.1:** FONCTION D'APPARTENANCE TRIANGULAIRE D'UN ENSEMBLE FLOU TYPE 2, REPRESENTATION BIDIMENSIONNELLE ..... 99

**Fig.IV.2:** Fonction d'appartenance trapézoïdale d'un ensemble flou type 2, représentation tridimensionnelle [14] ..... 99

**Fig.IV.3:** Tranche verticale pour  $x'=5$  [14]..... 100

**Fig.IV.4:** Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle..... 102

**Fig.IV.5:** Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 de forme triangulaire. .... 102

**Fig.IV.6:** Vue approfondie d'un ensemble flou type-2 intervalle..... 106

**Fig.IV.7:** Structure d'un système flou type-2..... 108

**Fig.IV.8:** Opérations du traitement de sortie d'un système flou type-2 ..... 109

**Fig.IV.9:** Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de variance appartenant à l'intervalle  $[0.05 ; 0.45]$  pour  $x=4$ . .... 110

**Fig.IV.10:** Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de valeur moyenne appartenant à l'intervalle  $[0.29 ; 0.69]$  pour  $x=4$ . .... 110

**Fig.IV.11:** Opérations d'entrée d'un système flou type-2 avec fuzzification type singleton .....112

**Fig.IV.12:** Structure d'un contrôleur FLOU-T2 de la vitesse..... 115

**Fig.IV.13:** Fonctions d'appartenance de l'erreur  $e$  et sa variation  $de_c$ ..... 115

**Fig.IV.14:** Fonctions d'appartenance de la sortie  $\Delta T_{em}$  ..... 115

**Fig.IV.15:** Réglage de la vitesse de la MASDE par un régulateur flou- T2. .... 117

**Fig.IV.16:** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la commande floue type1 et flou type2 de la MASDE lors de la variation de charge. .... 119

**Fig.IV.17:** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la commande floue type1 et flou type2 de la MASDE lors de la variation de la vitesse. .... 121

**Fig.IV.18:** Réglage de vitesse de la MASDE par un régulateur DTC-F- T2..... 122

**Fig.IV.19:** Vitesse de la MASDE avec application d'un couple de charge ..... 122

**Fig.IV.20:** Couple de la MASDE avec application d'un couple de charge ..... 123

**Fig.IV.21:** Courant satatorique de la MASDE avec application d'un couple de charge ..... 123

**Fig.IV.22:** Flux statorique de la MASDE avec application d'un couple de charge..... 123

**Fig.IV.23:** Trajectoire du flux de la MASDE avec application d'un couple de charge..... 124

**Fig.IV.24:** Inversion de la vitesse de rotation pour les deux régulateurs..... 126

**Fig.IV.25:** Comparaison du Couple électromagnétique pour les deux régulateur PSO-F-T1 et PSO-F-T2. ....126

**Fig.IV.26:** Comparaison des courant statorique pour les deux régulateur PSO-F-T1 et PSO-F-T2. ....127

---

<b>Fig.IV.27:</b>	Le flux statorique pour les deux régulateurs PSO-F-T1 et PSO-F-T2. ....	127
<b>Fig.IV.28:</b>	Trajectoire de flux pour les deux régulateurs PSO-F-T1 et PSO-F-T2.....	127
<b>Fig.IV.29:</b>	Vitesse de la comparaison DTC-F-T1 et F-T2 de la MASDE lors de la Variation de Rs. ....	128
<b>Fig.IV.30:</b>	couple de la comparaison DTC-F-T1 et F-T2 de la MASDE lors de la Variation de Rs.. ....	128

### Chapitre V

<b>Fig.V. 1:</b>	Différents Modes de Fonctionnement dans le Plan de Phase.....	134
<b>Fig.V. 2:</b>	Méthode de Contrôle Equivalente. ....	139
<b>Fig.V. 3:</b>	Schéma Structurelle de la Commande Equivalente.....	139
<b>Fig.V. 4:</b>	Commande Equivalente $u_{eq}$ prise par la Commande lors de la Commutation entre $u_{max}$ et $u_{min}$ .....	140
<b>Fig.V. 5:</b>	Définition de la Fonction Sign.....	141
<b>Fig.V. 6:</b>	Phénomène du Broutement.....	142
<b>Fig.V. 7:</b>	Définition de la Fonction Saturation (SAT) .....	142
<b>Fig.V. 8:</b>	Fonction sign de la Commande avec un seul seuil.....	143
<b>Fig.V. 9:</b>	Fonction Sign de la commande adoucie (a deux seuils).....	143
<b>Fig.V. 10:</b>	CSV rendu continue. ....	144
<b>Fig.V. 11:</b>	Convergence en Temps Fini de l'Algorithme Twisting dans le Plan $(s, \dot{s})$ ...	146
<b>Fig.V. 12:</b>	Schéma Fonctionnel du MG2-DTC Proposé pour la MASDE.....	150
<b>Fig.V. 13:</b>	Fonction d'appartenance F-T1 pour $s$ et $s_c$ et $\Delta s$ .....	151
<b>Fig.V. 14:</b>	Fonction d'appartenance F-T2 pour $s$ et $s_c$ et $\Delta s$ .....	152
<b>Fig.V. 15:</b>	Schéma du bloc propose pour MG2-F-T2-DTC de la MASDE.....	153
<b>Fig.V. 16:</b>	Comparaison de la régulation de vitesse avec variation du couple de charge pour les quatre techniques.....	154
<b>Fig.V. 17:</b>	Comparaison du couple électromagnétique pour les quatre techniques.....	155
<b>Fig.V. 18:</b>	Comparaison du couple électromagnétique pour les quatre techniques.....	155
<b>Fig.V. 19:</b>	Comparaison de la régulation de vitesse pour les quatre techniques. avec l'inversion de sens de rotation. ....	156
<b>Fig.V. 20:</b>	Comparaison de la variation du couple .....	156
<b>Fig.V. 21:</b>	Comparison du courant statorique.....	157
<b>Fig.V. 22:</b>	Comparaison du flux statorique.....	157

# LISTE DES

# SYMBOLES

## Liste des symboles

### Nomenclature

DFOC	Direct Field Oriented Control.
DTC	Direct Torque Control.
CLF	Contrôleur Logique Flou.
CNF	Contrôleur Neuro-Flou.
CRN	Contrôleur Réseaux de Neurone.
FOC	Field Oriented Control.
GASDE	Génératrice ASynchrone double étoile.
IFOC	Indirect Field Oriented Control.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
MAS	Machine ASynchrone.
MASDE	Machine ASynchrone Double Etoile.
MCC	Machine à Courant Continu.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
PI	Proportionnel Intégral.
RNA	Réseaux de Neurones Artificiels.
F-T2	Logique flou type 2
THD	Total Harmonic Distortion.
$a_r, b_r, c_r$	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.
$a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1.
$a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.
$b_i$	Le seuil interne du neurone.
$C_{em}^*$	Le couple électromagnétique de référence.
$C_{em}$	Le couple électromagnétique.
$C_{em\_fl1}$	Le couple de commande de régulateur flou type 1 (Cft1).
$C_{em\_CF}$	Le couple de commande de régulateur flou (CF).
$C_f$	Condensateur de filtre utilisé.
$C_r$	Le couple résistant.
$d, q$	Les axes directs et quadratiques du repère de Park.
$d_{s1}, d_{s2}$	Les indices correspondants à l'axe $d$ de l'étoile 1 et 2.
$E$	L'erreur quadratique.
$e(t)$	L'écart entre la sortie désirée $y_d$ et la sortie réelle $y(t)$ .
$e_\omega, e_\omega^\bullet$	Erreur de vitesse et sa variation.
$f_p, f$	La fréquence de modulation et la fréquence de référence.
$\overline{f}, \underline{f}$	Fonction d'appartenance supérieur et Fonction d'appartenance inférieur
$f_{ij} \quad i = 1,2,3 \quad j = 1,2$	Fonctions de connexion de l'onduleur.
$s_j, h_k, o$	Fonctions d'activation de neurones.
$i$	Le courant.
$J$	Le moment d'inertie.
$K_f$	Le coefficient de frottement.
$k_i, k_j$	Gains de régulateurs PI.
$L_1, L_2$	Les inductances des charges.
$L_f$	L'inductance du filtre.

$L_{mr}$	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$L_{ms}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
$L_m$	L'inductance de magnétisation.
$L_{s1}, L_{s2}, L_r$	Les inductances propres des étoiles statoriques et rotorique.
$m$	L'indice de modulation.
$M_{sr}$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
$m_{1,j}^{II}, m_{2,k}^{II}$	La moyenne et la déviation de la fonction gaussienne de CF.
$N, N^*$	La vitesse de rotation et de référence en tr/min.
$n_{ph\alpha}$	Nombre équivalent de phases.
$n_{ph}$	Nombre de phases.
$p$	Nombre de pair de pôle.
$P_{abc}$	La puissance absorbée instantanée.
$P_{em}$	La puissance électromagnétique.
$qs1, qs2$	Les indices correspondants à l'axe $q$ de l'étoile 1 et 2.
$r$	Le coefficient de réglage en tension de l'onduleur.
$R_1, R_2$	Les résistances des charges.
$R_{s1}, R_{s2}, R_r$	Les résistances statoriques et rotorique.
$\mathcal{S}$	L'opérateur de Laplace.
$s_1, s_2, r$	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
$U_f$	Tension filtrée.
$U_r$	Tension redressée
$v$	La tension.
$v_p(t)$	Tension de la porteuse.
$x^*$	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, etc.).
$y_0^{IV}$	La sortie de la couche de défuzzification de CF.
$\alpha$	Angle de décalage entre les deux étoiles.
$\theta_m, \theta_e$	L'angle mécanique et l'angle électrique.
$\eta$	Le coefficient d'apprentissage.
$\lambda$	Facteur d'adaptation du gain de sortie.
$\sigma_{1,j}^{II}, \sigma_{2,k}^{II}$	Largeurs des fonctions d'appartenances de CF.
$\mu_A, \mu_B, \mu_C$	Fonctions d'appartenance.
$\Omega_m^n$	Vitesse nominale de la MASDE.
$\omega_{coor}$	La vitesse angulaire des axes (d, q).
$\omega_c$	Pulsation de coupure du filtre.
$\omega_{gl}$	La pulsation électrique de glissement.
$\omega_{ji}, n_{kj}, v_{lk}$	Les poids de connexion reliant les neurones des couches.
$\omega_r$	La pulsation électrique rotorique.
$\omega_s$	La pulsation électrique statorique.
$\varphi$	Le flux.
$\varphi_r^n$	Flux rotorique nominal.
$\varphi_{rest}$	Le flux rotorique estimé.
$\varphi_r$	Le flux rotorique.

**Subscripts (Indices)**

s,r	: Stator, rotor;
d,q	: Axe d, q synchrone (direct et en quadrature);
$\alpha$ - $\beta$	: Axe $\alpha$ - $\beta$ stationnaire;
a,b,c / A,B,C	: Référence triphasée;
ER	: Energies Renouvelable;
WECS	: Wind Energy Conversion System;
MSRB	: Machine Synchrone à Rotor Bobiné;
MSAP	: Machine Synchrone à Aimants Permanents;
MRV	: Machine à Reluctance Variable;
MADA	: Machine Asynchrone Double Alimentée
AC	: Alternating Current;
DC	: Direct Current;
SOSMC	: Second order slidin mod control
PI	: Proportional Integral;
DFIM	: Doubly Fed Induction Machine;
PLL	: Phase-LockedLoop;
GADA	: Générateur Asynchrone Double Alimentée;
GSC	: Grid Side Converter;
RSC	: Rotor SideConverter;
PWM	: Pulse with Modulation ;
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsions;
SVM	: Space Vector Modulation;
DPC	: Direct Power Control ;
DTC	: Direct Torque Control;
DTFC	: Direct Torque and Flux Control;
A-DPC	: Adaptative Direct Power Control;
C-DPC	: Classical Direct Power Control;
CV	: Commande Vectorielle;
FLC	: FuzzyLogic Control;
FFT	: Fast Fourier Transform;
THD	: Total Harmonics Distorsion;
VSC	: Variabl Structur Control;
SMC	: Sliding Mode Control;
FOSM	: First Ordre Sliding Mode;
HOSM	: Higher Ordre Sliding Mode;
MG2	: mode glissent d'ordre deux
PSO	: Aarticle swarm optimization
AG	: Algorithme génétique

## **Introduction Générale**

Les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour segmenter la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE) qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multiphasées. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques et grande fiabilité [1], [2].

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de contrôle modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple la commande adaptative, la commande floue type 1 et 2, la commande par mode de glissement d'ordre supérieur [3], [4].

Plusieurs travaux confirment que les régulateurs classiques du type PI demeurent très populaires et possèdent encore des avantages importants. Mais, ces derniers possèdent une certaine limitation, notamment dans le cas où des variations assez importantes, des facteurs de perturbation agissent sur le système à régler (MASDE). Le régulateur classique ne réagit pas toujours d'une manière optimale. Les capacités d'adaptation et de robustesse de ce type de régulateur sont donc limitées. Ainsi, dans notre présent travail nous proposerons une technique d'ajustement des gains du régulateur PI, tout en introduisant un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation. En effet, cette approche est basée sur l'introduction (PSO : Particle Swarm Optimisation) et l'Algorithme Génétique (AG) qui vont permettre d'évaluer et d'ajuster les gains du régulateur PI adopté.

L'objectif principal de notre travail est de renforcer la robustesse et la stabilité de la commande par DTC de la MASDE par des contrôleurs modernes par l'application des différentes techniques d'optimisations. Pour ce faire, la thèse est organisée en cinq chapitres montrés comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE et de son alimentation. Après une représentation de la machine et son modèle triphasé, un modèle biphasé basé sur la transformation de Park est développé. Aussi l'alimentation de la machine

par des onduleurs de tension est présentée. Ensuite la présentation de la technique de la commande vectorielle appliquée au flux rotorique doté d'un régulateur proportionnel intégrateur (PI) classique de vitesse. Les résultats de simulation obtenus affichés et commentés.

Le second chapitre portera sur la présentation de la technique de la commande directe du couple (DTC) appliquée à la MASDE dotée d'un régulateur proportionnel intégrateur (PI) classique de vitesse. Les performances de cette commande seront montrées par des résultats de simulation.

Le troisième chapitre sera consacré à l'apport de l'intelligence artificielle par l'application de la commande par la logique floue type un, et les techniques d'optimisation. Initialement un aperçu sur la théorie des techniques d'optimisation par essaim de particule et l'algorithme génétique, la conception des algorithmes d'optimisation avec ses différentes étapes est abordée. Ensuite un rappel théorique sur la logique flou type un, les résultats de simulation sont exposés et interprétés.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'apport de la commande par DTC-floue type-2 de la MASDE. En remplaçant le régulateur flou type 1 par le régulateur flou-type 2 pour avoir d'autres performances de la MASDE. Aussi une étude comparative entre flou type-1 et flou type-2 est présentée. En fin de ce chapitre, nous nous intéresserons à l'étude de la robustesse du système étudié vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

Le dernier chapitre est dédié à la commande hybride mode glissant flou type deux de la MASDE. Initialement un aperçu sur la commande par mode glissant d'ordre un est donné. Finalement, ce travail sera clôturé par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus et proposera les perspectives pour la continuité dans les travaux du futur.

# Chapitre I

## *Modélisation et Commande Vectorielle de la MASDE*

### **I.1. Introduction**

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste ; peu coûteuse et de construction simple, et le cout de maintenance faible. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité.

Dans ce chapitre nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone double étoile qui nécessite un modèle mathématique simplifié vue la complexité de la géométrie de la MASDE. Cette machine fonctionne en moteur pour élaborer des équations simples, on fait appel à des hypothèses simplificatrices. Premièrement on conçoit le modèle par des équations électriques et mécaniques de la machine dans un repère classique triphasé ; ensuite, on utilise la transformée de Park pour réduire l'ordre d'état du système [6][31].

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés en courant par hystérésis. Ensuite, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur-machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone double étoile à son alimentation.

Le modèle de Park permet certaines simplifications. En effet un choix convenable du repère permet d'obtenir un modèle simple de la MASDE. Ce repère particulier peut être orienté sur le flux rotorique, ou sur le flux statorique ou sur le flux d'entrefer, Dans ce chapitre l'étude est consacrée à la commande vectorielle (commande par flux orienté), et en particulier à l'orientation du flux rotorique par la commande indirecte.

## I.2. Types de machines multiphasées

Les machines multiphasées peuvent être scindées en deux groupes selon le nombre de phases statoriques qu'elles possèdent qui peut être un multiple ou non multiple de trois. La première catégorie est la machine multi-étoile. La deuxième englobe le reste des machines avec un nombre de phases pair ou impair [14].

### I.2.1. Machines multiphasées du type 1

Les machines multiphasées de type 1 possèdent un nombre de phases multiple de trois ;  $n_{ph} = 3i$  avec  $i = 1, 2, 3, \dots$

Pour chaque nombre de phase, il y a plusieurs configurations possibles selon le décalage entre deux étoiles  $\alpha$ , la relation entre  $\alpha$  et  $n_{ph}$  est donnée par la relation suivante :

$$n_{ph} = \frac{180^\circ}{\alpha} \quad (\text{I.1})$$

### I.2.2. Machines multiphasées du type 2

Le type 2 englobe toutes les machines dont le nombre de phases est non multiple de trois  $n_{ph} = 3i$ . Les phases sont généralement décalées de  $\frac{2\pi}{3}$ , et le nombre de phases est égal au nombre équivalent de phases.

$$n_{ph} = n_{ph\alpha} = \frac{180^\circ}{\alpha} \quad (\text{I.2})$$

## I.3. Avantage des machines multiphasées

### I.3.1. La fiabilité

Les machines multiphasées peuvent continuer à fonctionner dans le cas d'une perte d'un bras (phase) ou plus du convertisseur statique qui alimente la machine. Dans ce régime dégradé le couple électromagnétique diminue légèrement.

Les convertisseurs de puissance sont utilisés pour alimenter ces machines. Par conséquent, pour augmenter la fiabilité du système (machine + convertisseur), on doit alimenter chaque étoile par son propre convertisseur statique triphasé.

**Tab.I.1:** Estimation de la puissance absorbée et du couple électromagnétique généré par la machine double étoile en cas de phases défectueuses [15].

Condition de fonctionnement	Puissance absorbée (W)	Couple développé (N.m)
Fonctionnement normal	3728.5	30
Une phase défectueuse	1716.05	14
Deux phases adjacentes défectueuses, perte de phases A et B	1422.64	11.65
Deux phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A et D	2565.5	21.02
Trois phases adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et C	541.6	4
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et D	990.28	8.11
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, C et E	2328.09	19.08

Avec :

A, B et C : les phases de la première étoile ;

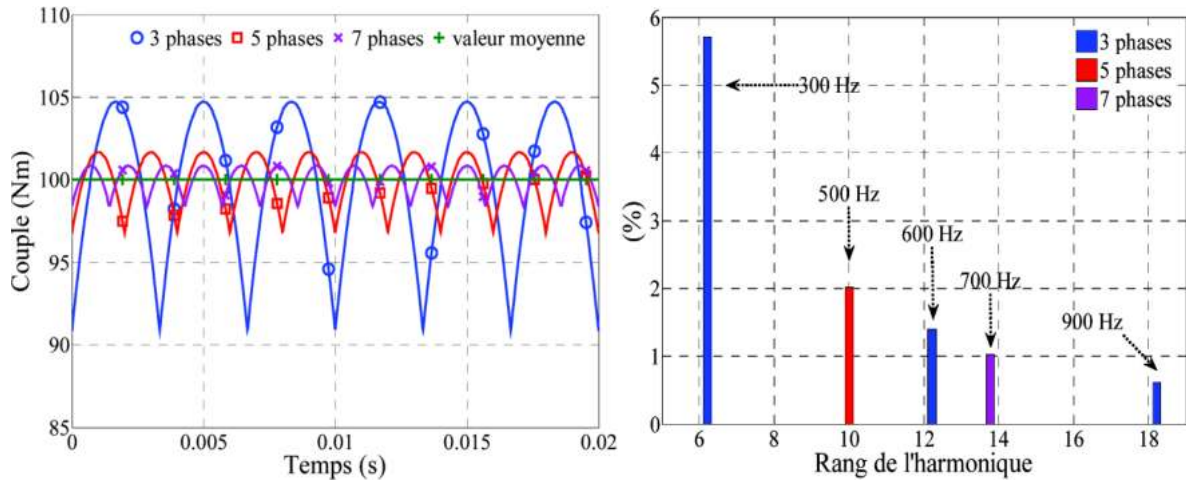
D, E et F : les phases de la deuxième étoile.

### I.3.2. Segmentation de puissance

Dans les machines multiphasées, la puissance transmise par chaque phase est réduite lorsque le nombre de phases augmente. Cela implique aussi la réduction de la puissance dans chaque bras du convertisseur statique. Cet avantage permet de réaliser des convertisseurs statiques avec des composants semi-conducteurs de puissance réduite avec une fréquence de découpage plus élevée, comme c'est le cas pour les IGBTs [30].

### I.3.3. Réduction des harmoniques du couple

La figure I.1, montre la comparaison faite entre les harmoniques du couple électromagnétique en supposant que la force électromotrice pour les trois machines à 3, 5 et 7 phases a une répartition sinusoïdale, que la fréquence du courant d'alimentation est égale à 50 Hz et la vitesse du rotor est constante. Les forces temporelles et fréquentielles des couples sont présentées pour une même valeur du couple moyen.

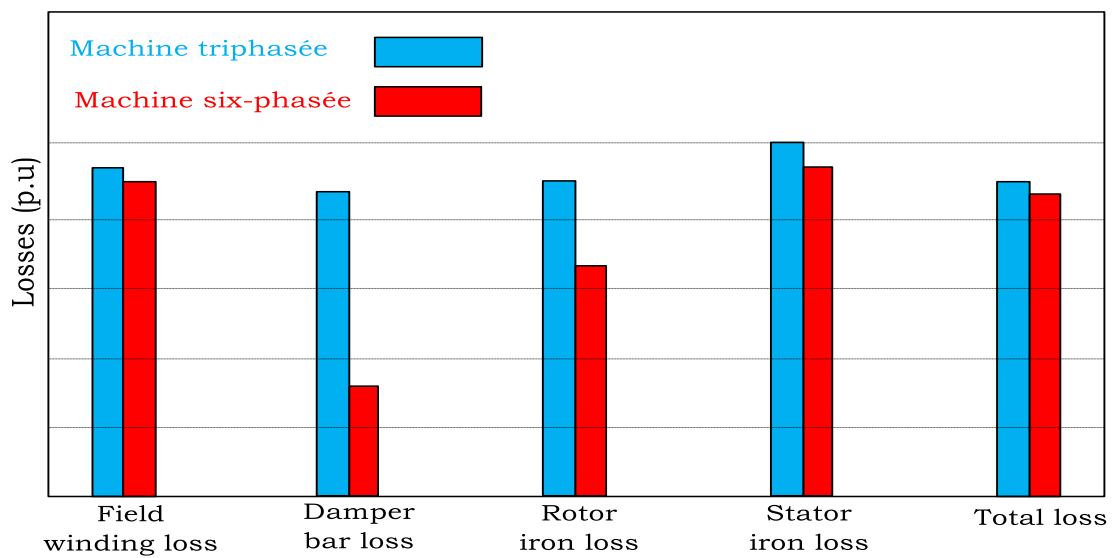


**Fig.1.1:** Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3, 5 et 7 phases

A partir de la figure ci-dessus, on constate qu'à chaque fois que le nombre de phases augmente, les amplitudes d'ondulations diminuent et leurs fréquences sont élevées avec l'élimination de quelques rangs d'harmoniques selon le nombre de phases, [7] [17].

**I.3.4. Réduction des pertes**

La figure 1.2 présente une comparaison des différentes pertes dans deux types de machines : une triphasée et l'autre à six phases.



**Fig.1.2:** Amélioration des pertes d'une machine asynchrone à six phases par rapport à une machine asynchrone triphasée [18].

Les principales différences entre les deux types de machines en termes de pertes sont :

- Les pertes dans les barres d'amortissement « Damper bar loss » sont faibles dans la machine six-phases. Elles sont dues à la forme de FMM du stator qui est plus lisse comparativement à celle de la machine triphasée ;
- Les pertes fer du rotor sont aussi faibles dans la machine six-phases ; cependant les pertes totales de fer sont faibles et sont dues à la réduction de courants statoriques dans la machine de six phases ;
- Les pertes totales de la machine à six phases sont faibles par rapport à celle de la machine triphasée, ce qui améliore le rendement de la machine six-phases.
- Une réduction des pertes de cuivre du stator est remarquable lorsque le nombre de phases est élevé.

#### I.4. Application des machines multiphasées

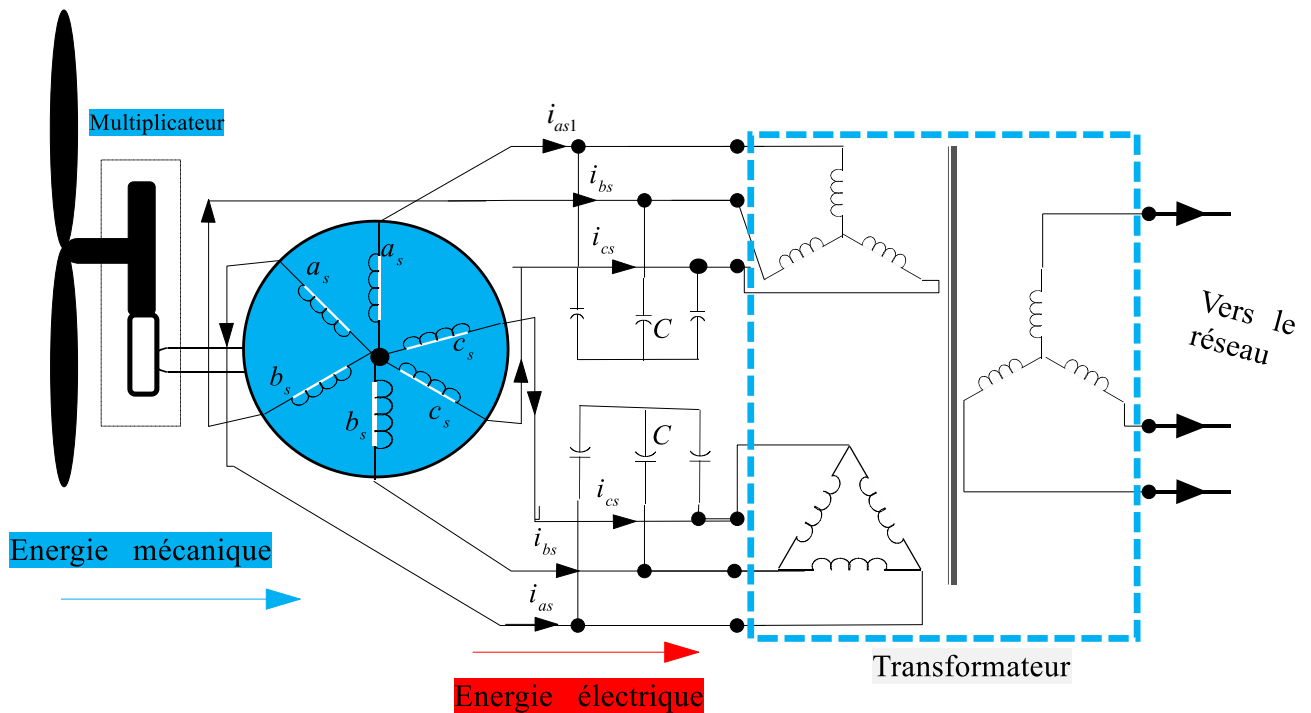
Les machines multiphasées sont très utilisées dans les applications industrielles de forte puissance comme par exemple : la machine à induction pour la propulsion électrique de navire à 15 phases comportant 3 étoiles (chaque étoile de 5 phases) de puissance 20 MW réalisée par la société Alstom, la machine synchrone de six phases de puissance 25 MW pour un turbocompresseur, le moteur de cinq-phases à aimants permanents de puissance 5 kW alimentés par des courants de forme carrée développée pour la propulsion d'un véhicule électrique [19].

Quelques applications exigent une fiabilité élevée, ce qu'offrent ces machines. Lorsqu'une ou plusieurs phases sont ouvertes, ces machines peuvent continuer à fonctionner. On déconnecte l'étoile (type 1) comportant la phase en défaut. Pour une machine double étoile on retrouve une structure de machine triphasée alimentée par un convertisseur statique ; cette nouvelle structure de la machine double étoile ne développe que 50% du couple nominal. Le tableau suivant donne quelques machines synchrones et leurs utilisations

**Tab.I.2:** Quelques machines asynchrones et leurs utilisations.

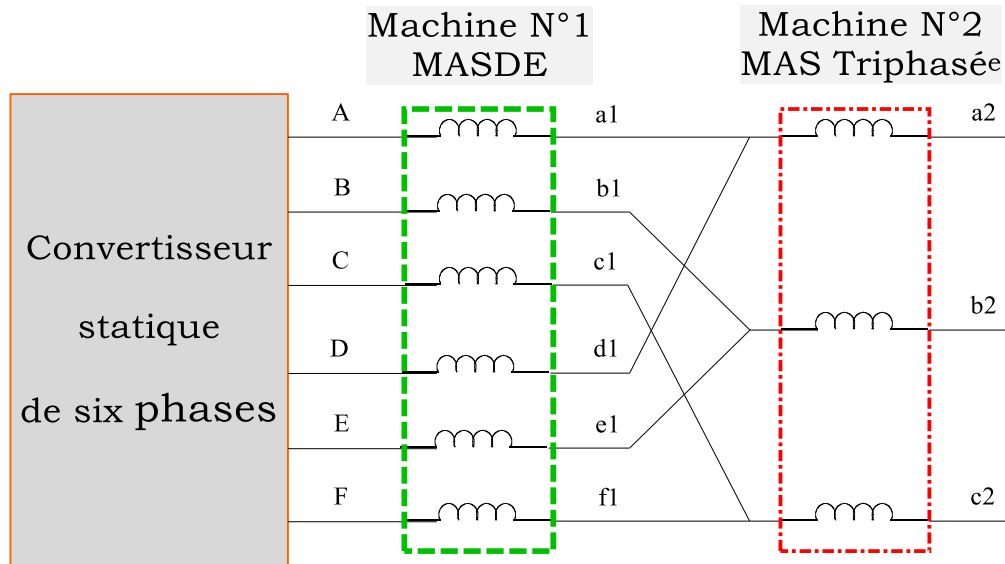
Nombre de phases	Puissance	Domaine d'application
12	1.7 à 5 MW	Sous-marins
9	1.4 MW	Générateur
6	600 kW	Eolienne

La machine double étoile est introduite dans les systèmes éoliens de production d'énergie électrique comme montré sur la figure ci-dessous. Elle comporte un multiplicateur placé entre la GASDE et l'arbre de pales, une double tri-capacité branchée aux bornes des étoiles. Pour adapter les tensions des six phases aux tensions du réseau, un transformateur est placé entre la machine et le réseau électrique, figure I.3.



**Fig.I.3:** Machine Asynchrone de six phases utilisée dans l'éolien.

Les autres applications spécifiques concernant la possibilité de couplage des machines polyphasées à induction en série avec un seul convertisseur d'alimentation en tension. Les couples et les vitesses peuvent être commandés de façon indépendante. La figure I.4 [21] représente la connexion en série d'une machine asynchrone double étoile avec une machine asynchrone triphasée.



**Fig.1.4:** MASDE connectée en série avec MAS [29].

## I.5. Inconvénients des Machines Multiphasées

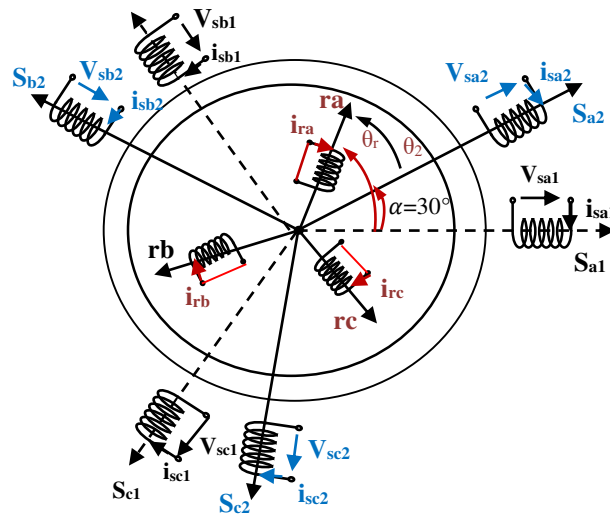
Le coût et le nombre des semi-conducteurs constituant les convertisseurs qui alimentent ces machines augmentent avec le nombre de phases. Ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine et complique évidemment le système de commande [21][22].

Pour les machines de phases (2, 5, 7, ...), il est nécessaire de développer des techniques spécifiques pour commander les convertisseurs statiques alimentant les machines de type 2, car la technique élaborée pour le système triphasé ne peut pas être appliquée à ces nouveaux systèmes.

## I.6. Représentation de la machine dans l'espace électrique

La machine asynchrone double étoile se compose de deux stators fixes décalés entre eux d'un angle électrique  $\alpha = 30^\circ$  ; c'est-à-dire d'un angle mécanique  $p.\alpha$  et d'un rotor mobile à cage d'écurieil. Chaque stator est composé de trois enroulements identiques. Les trois enroulements du rotor sont considérés comme des circuits triphasés en court-circuit.

La figure.1.5 schématise la MASDE tout en représentant la position des axes d'enroulements des neuf phases ; six phases pour le stator et trois phases pour le rotor [13], [27],[28],



**Fig.I.5:** Représentation schématique des axes magnétiques de la machine double étoile à induction.

L'angle de décalage entre les deux étoiles est  $\alpha$  ;  $\theta_r$  exprime la position du rotor (phase  $r_a$ ) par rapport à l'étoile 1 (phase  $S_{a1}$ ).  $\theta_2$  La position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :  $\theta_2 = \theta_r - \alpha$

### 1.7. Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone double étoile (MASDE), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. de ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dont le but d'établir un modèle simple, [11] [12].

- La machine est de constitution symétrique ;
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).

Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire) [22, 23].

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ; On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants ;

- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable ;
- On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition spatiale sinusoïdale ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres et mutuelles stator-stator ou rotor –rotor sont constants et les inductances mutuelles stator-rotor sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

## I.8. Modèle naturel de la MASDE

### I.8.1. Equations électriques

En appliquant les hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations électriques du stator 1, du stator 2 et du rotor peuvent être exprimées comme suit :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{I.3})$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{I.4})$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.5})$$

Où les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont donnés par :

$$[V_{s1}] = [v_{sa1} \quad v_{sb1} \quad v_{sc1}]^T, \quad [V_{s2}] = [v_{sa2} \quad v_{sb2} \quad v_{sc2}]^T, \quad [V_r] = [v_{ra} \quad v_{rb} \quad v_{rc}]^T ;$$

$$[I_{s1}] = [i_{sa1} \quad i_{sb1} \quad i_{sc1}]^T, \quad [I_{s2}] = [i_{sa2} \quad i_{sb2} \quad i_{sc2}]^T, \quad [I_r] = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}]^T ;$$

$$[\Phi_{s1}] = [\varphi_{sa1} \quad \varphi_{sb1} \quad \varphi_{sc1}]^T, \quad [\Phi_{s2}] = [\varphi_{sa2} \quad \varphi_{sb2} \quad \varphi_{sc2}]^T, \quad [\Phi_r] = [\varphi_{ra} \quad \varphi_{rb} \quad \varphi_{rc}]^T ;$$

$$[R_{s1}] = R_{s1} [ID]_{3 \times 3}, \quad [R_{s2}] = R_{s2} [ID]_{3 \times 3}, \quad [R_r] = R_r [ID]_{3 \times 3}.$$

Avec :

$[ID]_{3 \times 3}$  : La matrice identité d'ordre 3 ;

$R_{s1}$  : La résistance d'une phase statorique de la 1<sup>ère</sup> étoile ;

$R_{s2}$  : La résistance d'une phase statorique de la 2<sup>ème</sup> étoile ;

$R_r$  : La résistance d'une phase du rotor.

### I.8.2. Equations magnétiques

La représentation matricielle des flux statoriques et rotoriques pour les deux étoiles en fonction des courants sont donnée par [8] [9]:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{1,1}] & [L_{1,2}] & [L_{1,r}] \\ [L_{2,1}] & [L_{2,2}] & [L_{2,r}] \\ [L_{r,1}] & [L_{r,2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{s,1}] \\ [I_{s,2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Avec :

$$[L_{1,1}] = \begin{bmatrix} (L_1 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_1 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_1 + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$[L_{2,2}] = \begin{bmatrix} (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_2 + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[L_{1,2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_{1,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[L_{2,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha - \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[L_{2,1}] = [L_{1,2}]', \quad [L_{r,1}] = [L_{1,r}]', \quad [L_{r,2}] = [L_{2,r}]', \quad L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = \frac{3}{2} L_m.$$

### I.8.3. Equation mécanique

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f.\Omega \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (\text{I.14})$$

D'autre part :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.15})$$

### I.8.4. Couple Électromagnétique

A partir de la dérivée partielle du stockage d'énergie par rapport à l'angle mécanique de rotation, on peut établir l'expression du couple électromagnétique comme suit [17] :

$$C_{em} = \frac{d}{d\theta_m} \omega = p \frac{d}{d\theta_e} \omega \quad (\text{I.16})$$

Avec :

$$\omega = \frac{1}{2} \left[ [I_{s1}]^T [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^T [\Phi_{s2}] + [I_r]^T [\Phi_r] \right] \quad (\text{I.17})$$

A partir de (I.15) et (I.16), l'expression du couple électromagnétique peut être réécrite comme suit :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left[ [L_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [I_r]^T + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r}] [I_r]^T \right] \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$\theta_m$  : L'angle mécanique ;

$\theta_e$  : L'angle électrique ;

$P$  : Le nombre de pair de pôle.

### I.8.5. Transformation de Park

Pour le passage du système triphasé au système biphasé, on fait appel à la transformation de Park :

$$[G_{dgo}] = [A_p] [G_{abc}] \quad (\text{I.19})$$

$[A_p]$  : est la matrice générale de Park, qui s'exprime comme suit :

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$[G_{abc}]$  : Les grandeurs triphasées équilibrées ;

$[G_{dgo}]$  : Les grandeurs biphasées dans le repère  $(d, q)$ .

### I.8.6. Équations électriques

Les équations électriques de la MASDE se présentent comme suit [14-16] :

➤ pour le stator 1 et 2 :

$$\begin{cases} v_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd1} - \omega_{coor} \varphi_{sq1} \\ v_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq1} + \omega_{coor} \varphi_{sd1} \\ v_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd2} - \omega_{coor} \varphi_{sq2} \\ v_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq2} + \omega_{coor} \varphi_{sd2} \end{cases} \quad (I.21)$$

Pour le rotor :

Puisque le rotor est en court-circuit, on peut écrire :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_{coor} - \omega_r) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_{coor} - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.22)$$

Où  $\omega_{coor}$  représente la vitesse de coordonnée. Elle peut prendre trois valeurs différentes où chacune d'elles présente un repère :

$\omega_{coor} = 0$  - Repère lié au stator ;  $\omega_{coor} = \omega_r$  - Repère lié au rotor ;  $\omega_{coor} = \omega_s$  - Repère lié au champ tournant.

Les équations électriques de la MASDE dans le repéré lié au champ tournant se présentent comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} + \omega_s \varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} + \omega_s \varphi_{ds2} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.23)$$

### I.8.7. Équations magnétiques

En suivant la même méthode utilisée avec les équations électriques, on introduira la transformée de *Park* sur les expressions du flux. Après calculs et transformations, on obtient [09] [04] [05] :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Avec :

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_r = \frac{3}{2}M_{sr} = L_m \quad (\text{I.25})$$

Où  $L_m$  est l'inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

### I.8.8. Couple électromagnétique

Afin d'établir la formule du couple dans le repère de Park, il faut déterminer en premier lieu l'expression de la puissance absorbée instantanée sachant que celle-ci sera conservée après la transformation. Pour cela, on peut mettre cette égalité sous la forme :

$$P_{abs} = v_{sd1}i_{sd1} + v_{sq1}i_{sq1} + v_{sd2}i_{sd2} + v_{sq2}i_{sq2} \quad (\text{I.26})$$

En remplaçant les tensions statoriques  $v_{sd1}$ ,  $v_{sq1}$ ,  $v_{sd2}$  et  $v_{sq2}$  par leurs expressions (I.21) dans l'équation (I.26) on trouve :

$$\begin{aligned} P_{abs} = & \underbrace{R_{s1}i_{sd1}^2 + R_{s1}i_{sq1}^2 + R_{s2}i_{sd2}^2 + R_{s2}i_{sq2}^2}_{\text{terme1}} + \omega_{\text{coor}} \underbrace{(\varphi_{sd1}i_{sq1} - \varphi_{sq1}i_{sd1} + \varphi_{sd2}i_{sq2} - \varphi_{sq2}i_{sd2})}_{\text{terme2}} \\ & + \underbrace{\frac{d}{dt}\varphi_{sd1}i_{sd1} + \frac{d}{dt}\varphi_{sq1}i_{sq1} + \frac{d}{dt}\varphi_{sd2}i_{sd2} + \frac{d}{dt}\varphi_{sq2}i_{sq2}}_{\text{terme3}} \end{aligned} \quad (\text{I.27})$$

Où :

Le terme 1 représente les pertes joule ;

Le terme 2 représente la puissance électromagnétique emmagasinée ;

Le terme 3 représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique en admettant que les pertes fer sont négligeables.

La relation universelle de la puissance électromagnétique est donnée par :

$$P_{em} = \omega C_{em} \quad (I.28)$$

A partir du deuxième terme de l'équation (I.26) et de l'équation (I.27), on déduit l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p(\varphi_{sd1}i_{sq1} + \varphi_{sd2}i_{sq2} - \varphi_{sq1}i_{sd1} - \varphi_{sq2}i_{sd2}) \quad (I.29)$$

On peut aussi obtenir une autre expression du couple électromagnétique à partir des équations des flux statoriques en remplaçant leurs expressions dans :

$$C_{em} = pL_m [(i_{sq1} + i_{sq2})i_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2})i_{rq}] \quad (I.30)$$

La formule du couple électromagnétique la plus utilisée dans la littérature est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2})\varphi_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2})\varphi_{rq}] \quad (I.31)$$

La dernière formule est obtenue en faisant un simple remplacement des courants rotoriques obtenus de l'équation (I.23) dans (I.29).

### I.8.9. Mise sous Forme d'Equation d'Etat

La machine asynchrone double étoile peut être représentée sous la forme d'état dans un repère  $d$ - $q$  lié au champ tournant :

$$\dot{X} = A.X + B.U \quad (I.32)$$

Telles que :

$$X = \begin{bmatrix} \varphi_{sd1} \\ \varphi_{sq1} \\ \varphi_{sd2} \\ \varphi_{sq2} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}; \quad \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{sd1} \\ \dot{\varphi}_{sq1} \\ \dot{\varphi}_{sd2} \\ \dot{\varphi}_{sq2} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd1} \\ v_{sq1} \\ v_{sd2} \\ v_{sq2} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} & 0 \\ -\omega_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1}L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2}L_r} \\ \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} & \omega_{gl} \\ 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{L_a - L_r}{T_rL_r} \end{bmatrix}.$$

Avec  $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$ .

Et 
$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}.$$

$T_{s1} = L_{s1}/R_{s1}$  : Constant de temps statorique de la stator1.

$T_{s2} = L_{s2}/R_{s2}$  : Constant de temps statorique de la stator2.

$T_r = L_r/R_r$  : Constant de temps rotorique.

### 1.8.10. Simulation de la MASDE alimentée par une tension sinusoïdale

La MASDE est alimentée par des tensions purement sinusoïdales équilibrées, exprimées comme suit :

- Pour le premier stator :

$$\begin{aligned}
v_{sa1} &= v_m \sin(\omega_s t) \\
v_{sb1} &= v_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\
v_{sc1} &= v_m \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{I.33}$$

- Pour le deuxième stator :

$$\begin{aligned}
v_{sa2} &= v_m \sin(\omega_s t - \frac{\pi}{6}) \\
v_{sb2} &= v_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\
v_{sc2} &= v_m \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6})
\end{aligned} \tag{I.34}$$

Avec :  $v_m = \sqrt{2}v_{eff}$

$v_{eff}$  : La valeur efficace de la tension (220V) ;

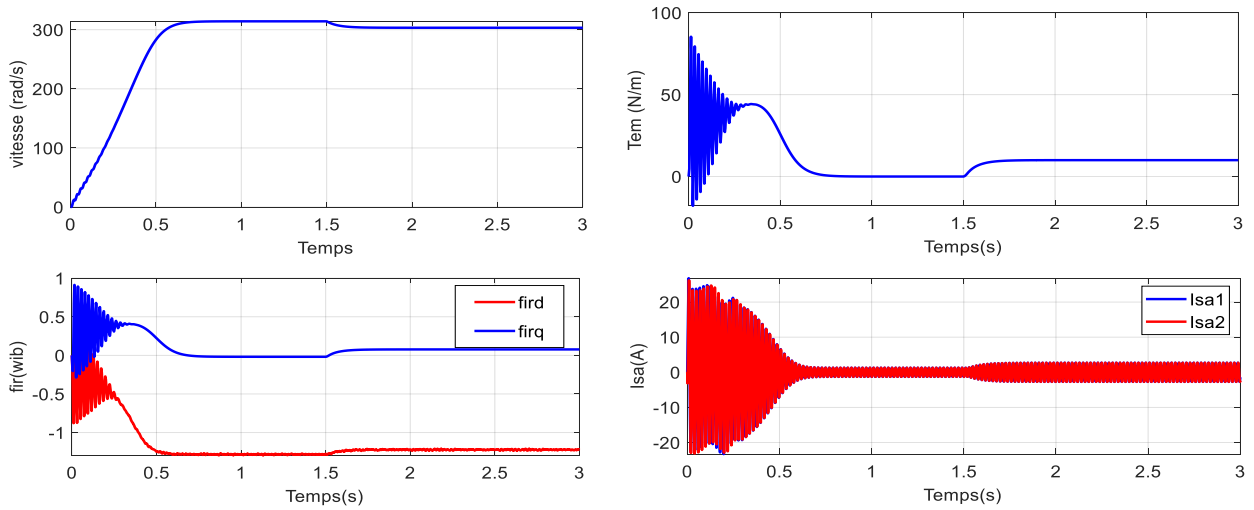
$\omega_s$  : La pulsation d'alimentation ( $\omega_s = 2\pi f$ ,  $f = 50Hz$ ) ;

Les performances de la machine asynchrone double étoile alimentée par des tensions purement sinusoïdales lors de l'application d'un couple de charge nominal  $C_r = 14 N.m$  sont représentés par la figure 1.6. Le temps du régime transitoire est de 0.5 s, la vitesse de rotor atteint 314 rad/s proche de la vitesse de synchronisme où elle diminue à 300 rad/s après l'application d'un couple de charge.

Le couple de charge présente, au démarrage, un pic de 80 N.m et des oscillations après le régime transitoire, le couple compense le couple de charge et les pertes par frottement. Il atteint une valeur de 14.285 N.m.

Les courants statoriques  $i_{sa1}$  et  $i_{sa2}$  ont une forme sinusoïdale de même amplitude puisque les deux stators sont identiques ; leur amplitude au démarrage atteint la valeur de 25 A. En régime permanent, ces courants statoriques chutent jusqu' à la valeur de 5.6 A.

Le flux  $\varphi_{rd}$  présente des oscillations en régime transitoire. Le flux  $\varphi_{rq}$  à des oscillations dans la zone négative et tend vers la valeur +0.186 Wb après le régime transitoire.

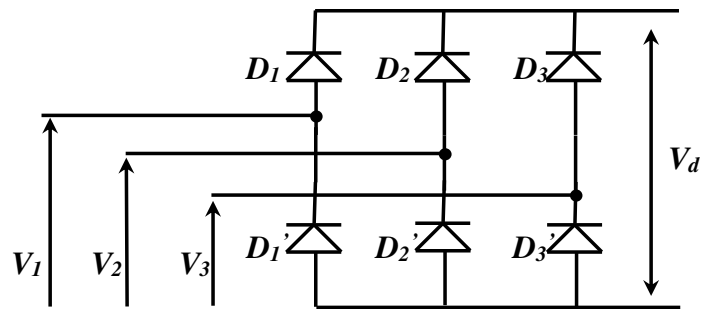


**Fig.I.6:** Résultats de la MASDE alimentée par un réseau triphasé.

## I.9. Modélisation de l'alimentation

### I.9.1. Modélisation du Redresseur

Le schéma de principe d'une redresseuse triphasée double alternance à diodes en pont de GRAETZ est illustré sur la figure 1.7.



**Fig.I.7:** redresseuse triphasée double alternance à diodes en pont de GRAETZ [23]

La tension redressée répond aux équations suivantes pendant une période :

- ✓  $D_i = \text{passante si } V_i = V_{i\text{Max}}(t)$
- ✓  $D_i' = \text{passante si } V_i = V_{i\text{Min}}(t)$

Avec :  $i=1, 2, 3$

Où elle est définie comme suit :

$$V_d = \text{Max}(V_{1,2,3}) - \text{min}(V_{1,2,3}) \tag{I.35}$$

On a :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_{max} \sin(\omega_{res} t) \\ V_2(t) = V_{max} \sin(\omega_{res} t - 2\pi/3) \\ V_3(t) = V_{max} \sin(\omega_{res} t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (I.36)$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{redMoy} = (3\sqrt{3}/\pi)V_{Max} \quad (I.37)$$

### I.9.2. Modélisation du Filtre

La tension de sortie du redresseur (tension redressée) présente des oscillations (ondulation) importantes, pour les minimiser il nécessite un filtre entre le pont redresseur et les deux onduleurs de tension. Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur ( $L-C_f$ ), figure 1.8.

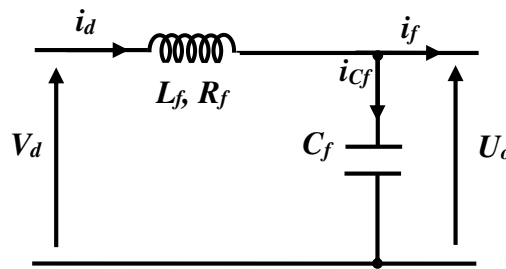


Fig.I.8: Modélisation du filtre [24].

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_d - U_o - R_f i_d) \\ \frac{dU_o}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{cf}) = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (I.38)$$

Ou :  $R_f$  résistance interne de l'inductance  $L_f$ .

En combinant les deux équations précédentes, La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante qui a la forme d'un système du deuxième ordre [10] :

$$F(s) = \frac{V_o(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{(L_f C_f .s^2 + R_f C_f + 1)} \quad (I.39)$$

Et sa pulsation définie par la relation suivante :

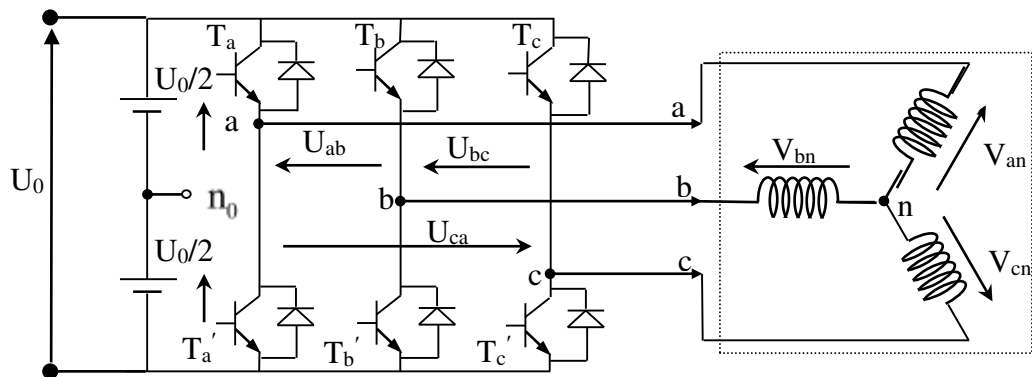
$$\omega(s) = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} \cdot \left(\frac{R_f}{L_f}\right)^2} \quad (\text{I.40})$$

### I.9.3. Modélisation de L'onduleur de Tension a Commande MLI

#### I.9.3.1. Modélisation de L'onduleur

L'onduleur de tension est la patrie essentielle du système d'alimentation, il assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable.. Ce dernier est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs  $T_i$  et  $T_i'$  (supposés être des interrupteurs idéaux-transistor + diode-), doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure 1.9, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à  $U_0 / 2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$ .



**Fig.1.9:** Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur à deux niveaux, on supposera que :

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

Les diodes  $D = 1, 2, \dots$  sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération. D'où on présente chaque paire (transistor-diode) par un seul interrupteur bidirectionnel.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  et l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On a :

- si  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T_i'$  est ouvert,
- si  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est passant.

Avec :  $S_i + S_i' = 1$  et  $i = 1 \dots 3$ .

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$ .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{I.44})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits  $\Leftrightarrow S_{ij}$  ( $i=a, b, c$  et  $j=1,2$ ) on a :

$$V_{ijn0} = S_{ij}U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{I.45})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{ajn0} = (S_{aj} - 0.5)U_0 \\ V_{bjn0} = (S_{bj} - 0.5)U_0 \\ V_{cjn0} = (S_{cj} - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

En remplaçant (I.45) dans (I.43), on obtient :

$$\begin{cases} V_{ajn} = \frac{2}{3}V_{ajn0} - \frac{1}{3}V_{bjn0} - \frac{1}{3}V_{cjn0} \\ V_{bjn} = -\frac{1}{3}V_{ajn0} + \frac{2}{3}V_{bjn0} - \frac{1}{3}V_{cjn0} \\ V_{cjn} = -\frac{1}{3}V_{ajn0} - \frac{1}{3}V_{bjn0} + \frac{2}{3}V_{cjn0} \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

En remplaçant (1.45) dans (1.46), on obtient :

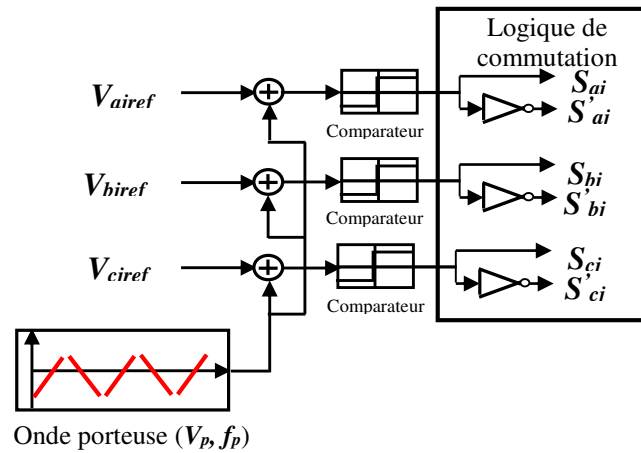
$$\begin{bmatrix} V_{ajn} \\ V_{bjn} \\ V_{cjn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{aj} \\ S_{bj} \\ S_{cj} \end{bmatrix} \quad (\text{I.48})$$

### I.9.3.2. Stratégie de La Commande MLI des Onduleurs du Tension

Dans cette étude on utilise la techniques MLI (modulation de largeur d'impulsion) sinus-triangle qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur de tension. La modulation triangulo-sinusoïdale est basé sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite signal de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme généralement triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur.

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure I.10.



**Fig.I.10:** Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale.

Cette technique de commande de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres principaux suivant :

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse (modulation) et la fréquence  $f_{ref}$  de la référence :  $m = f_p / f_{ref}$
- Le coefficient de réglage en tension  $G$  (taux de modulation ou rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_{ref}$  (amplitude de la tension de référence) à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse (onde de modulation):  $G = V_{ref} / V_p$

Les six signaux des tensions de références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes : [2][3][4]

$$V_{ijref} = V_m \sin(\omega t - 2(k-1).\pi/3) \quad \text{Avec } k=1 \dots 3.$$

L'équation de la porteuse triangulaire dans sa période  $[0, T_p]$  est exprimée par :

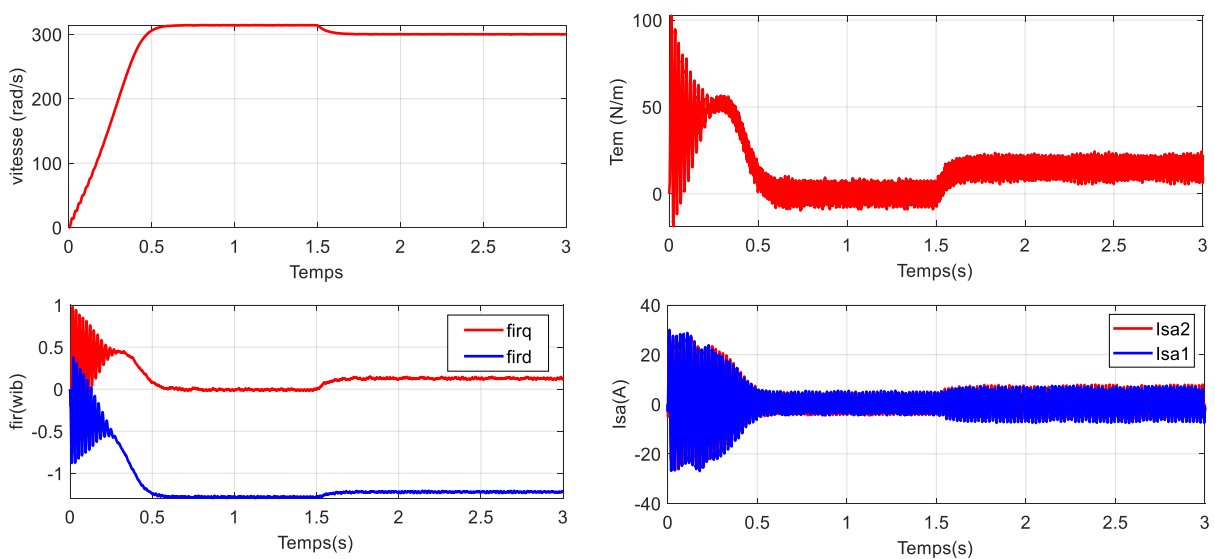
$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad \text{(I.49)}$$

Les états  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur sont donnés par l'équation suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{abcs1,2ref} - V_P(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{abcs1,2ref} - V_P(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.50})$$

#### I.9.4. Simulation de la MASDE alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux

Les résultats de simulation en présence des deux onduleurs sont similaires à ceux obtenus pour une MASDE alimentée par des tensions purement sinusoïdales à l'exception de quelques ondulations causées par les harmoniques emportées par les tensions fournies à la sortie des deux onduleurs.



**Fig.I.11:** Résultats de la MASDE alimentée par un onduleur triphasé.

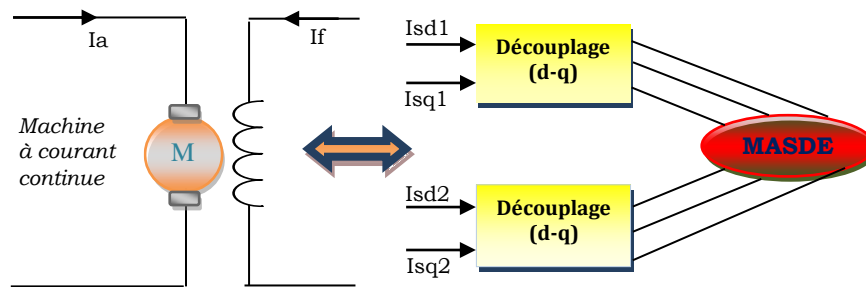
### I.10. Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

#### I.10.1. Principe de base de la commande vectorielle

Le principe de base de la commande vectorielle a été proposé par BALSCHKE et HASSE dans les années 70. Cette commande consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de la machine synchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (MCC) où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante [31].

Le but de la commande vectorielle appliquée à la MASDE est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature. Par conséquent, l'expression du couple montre que pour le contrôler, il faut contrôler les courants  $i_d$ ,  $i_q$ . Ainsi le comportement de la MASDE devient similaire à celui de la machine à courant continu (figure I.12).

- Un flux  $\varphi_r$  qui dépend de la seule composante  $i_{ds}$ , joue le rôle de flux inducteur et doit donc normalement être maintenu constant.
- Un couple  $C_e$  qui à flux constant, est proportionnel à la composante  $i_{qs}$  qui joue le rôle de courant induit [18].



**Fig.I.12:** Assimilation avec la machine à courant continu à excitation séparée.

### I.10.1.1. Différentes méthodes de la commande vectorielle

La méthode de la commande vectorielle est basée sur la sélection d'un repère de référence relatif à la vitesse donnée au repère  $(d, q)$ . Dans ce travail, on choisira l'orientation du flux rotorique :  $\varphi_{rq} = 0 \Rightarrow \varphi_{rd} = \varphi_r$ . Selon cette orientation, il existe deux approches de la commande vectorielle.

#### a. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite la connaissance précise de l'amplitude du flux et de son argument ; pour cela, on peut mesurer le flux soit à l'aide d'un capteur ou par estimation en utilisant des méthodes mathématiques [20].

#### b. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux (le contrôle du flux est en boucle ouverte), mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor. Elle permet le contrôle de la vitesse par contre-réaction et le contrôle du module de flux par réaction.

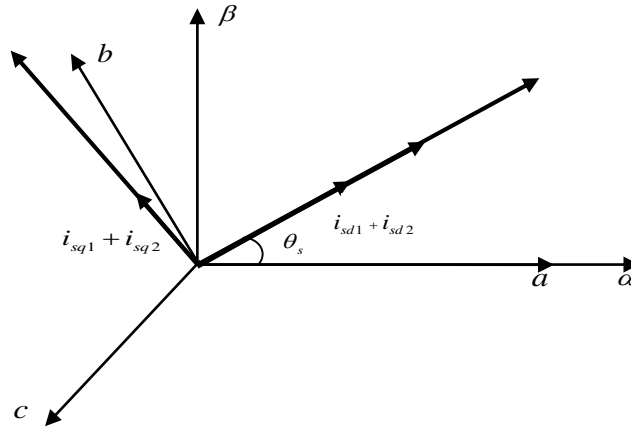
### I.10.1.2. Commande vectorielle indirecte de la MASDE

Pour réaliser cette méthode sur la machine double étoile on fait appel aux équations qui assurent un découplage entre les variables productrices du couple électromagnétique et du flux rotorique, ce dernier sera aligné avec l'axe  $d$  du référentiel lié au champ tournant. L'expression du couple électromagnétique est exprimée comme suit [6][7] :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2}) \varphi_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2}) \varphi_{rq}] \quad (\text{I.51})$$

D'après l'orientation du flux rotorique on a

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{rq} = 0$$



**Fig.I.13:** Référentiel lié au flux rotorique

Le couple devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2}) \varphi_r] \quad (\text{I.52})$$

Et suivant les équations données précédemment, l'évolution du flux est donné par :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r + L_m} \varphi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (\text{I.53})$$

L'appliquant de l'orientation du flux rotorique au système d'équation de tension et du flux dans le repère lié au champ tournant obtenu précédemment pour génère les tensions de référence

pour les convertisseurs, l'application de l'orientation du flux rotorique sur le system d'équation (I.2) donne :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_r - L_m (i_{sd1} + i_{sd2})] \\ i_{rq} = \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2})] \end{cases} \quad (I.54)$$

En remplaçant le système d'équation (I.54) dans (1.24), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = \lambda_1 i_{sd1} + L_r L_l i_{sd2} + L_l \varphi_r^* \\ \varphi_{sq1} = \lambda_1 i_{sq1} + L_r L_l i_{sq2} \\ \varphi_{sd2} = \lambda_2 i_{sd2} + L_r L_l i_{sd1} + L_l \varphi_r^* \\ \varphi_{sq2} = \lambda_2 i_{sq2} + L_r L_l i_{sq1} \end{cases} \quad (I.55)$$

$$\text{Où : } L_l = \frac{L_m}{L_m + L_r} ; \lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + L_l L_r$$

$$\varphi_r^* = L_m (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (I.56)$$

$$i_{rq} = \frac{\varphi_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \quad (I.57)$$

En remplaçant (I.53), (I.54) et (I.55) dans le system d'équations (I.23) donne

$$\begin{cases} v_{sd1}^* = R_{s1} i_{sd1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sd1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{sq1} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{sq1}^* = R_{s1} i_{sq1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sq1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{sd1} + \varphi_r^*) \\ v_{sd2}^* = R_{s2} i_{sd2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sd2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{sq2} + T_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{sq2}^* = R_{s2} i_{sq2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sq2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{sd2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (I.58)$$

Avec :

$$i_{sq1}^* + i_{sq2}^* = \frac{L_r + L_m}{P L_m \varphi_r^*} C_{em}^*$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \varphi_r^*} (i_{sq1}^* + i_{sq2}^*) \quad (I.59)$$

On peut décomposer le système d'équation (I.58) en deux termes :

Le premier terme :

$$\begin{cases} v_{sd1c}^* = \omega_s^* (L_{s1} \cdot i_{sq1} + T_r \cdot \varphi_r^* \cdot \omega_{gl}^*) \\ v_{sq1c}^* = \omega_s^* (L_{s1} \cdot i_{sd1} + \varphi_r^*) \\ v_{sd2c}^* = \omega_s^* (L_{s2} \cdot i_{sq2} + T_r \cdot \varphi_r^* \cdot \omega_{gl}^*) \\ v_{sq2c}^* = \omega_s^* (L_{s2} \cdot i_{sd2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{I.60})$$

Dans le système d'équation (I.60), les tensions de références sont fonction des courants statoriques, de la pulsation de synchronisme, de la pulsation de glissement et du flux rotorique de référence.

Le deuxième terme :

$$\begin{cases} v_{sd1l} = R_{s1} \cdot i_{sd1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sd1} \\ v_{sq1l} = R_{s1} \cdot i_{sq1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{sq1} \\ v_{sd2l} = R_{s2} \cdot i_{sd2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sd2} \\ v_{sq2l} = R_{s2} \cdot i_{sq2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{sq2} \end{cases} \quad (\text{I.61})$$

Dans le système d'équation ci-dessus on remarque qu'il y a un couplage entre les tensions statoriques  $v_{sd1l}$ ,  $v_{sq1l}$ ,  $v_{sd2l}$ ,  $v_{sq2l}$  et les courants statoriques  $i_{sd1}$ ,  $i_{sq1}$ ,  $i_{sd2}$  et  $i_{sq2}$ . Pour réaliser le découplage entre le flux et le couple, on introduira des régulateurs de courants qui génèrent les tensions de références.

On peut alors évaluer les courants  $i_f = i_{ds1} + i_{ds2}$  ; nécessaire pour créer le flux  $\varphi_r$  et les courants  $i_a = i_{qs1} + i_{qs2}$  pour produire le couple  $C_e$  [2].

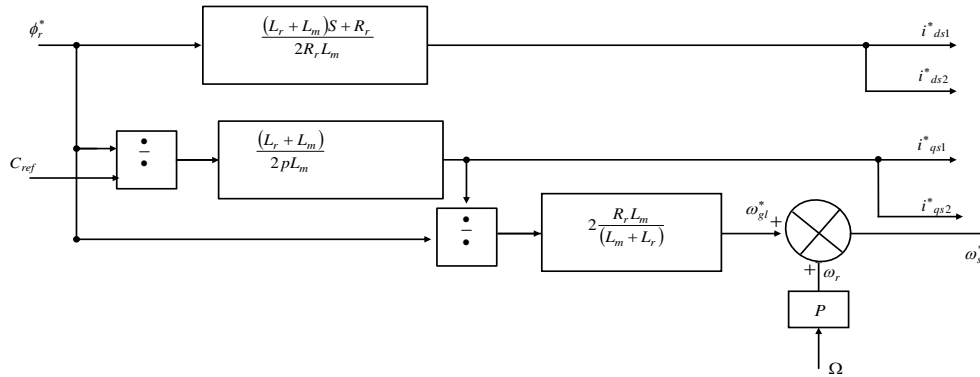


Fig.I.14: Schéma bloc de découplage par orientation de flux.

**I.10.1.3. Bloc de défluxage**

Le rôle de ce bloc est de maintenir une valeur constante du flux rotorique lorsque la vitesse est inférieure à sa valeur nominale ou dépasse cette grandeur auquel cas le flux sera diminué. Le flux de référence est défini comme suit [25] :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_r^n & \text{si } |\Omega_m| \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{|\Omega_m|} \varphi_r^n & \text{si } |\Omega_m| > \Omega_m^n \end{cases} \quad (I.62)$$

**I.10.1.4. Synthèse des régulateurs PI**

L'introduction des régulateurs PI dans la boucle de régulation assurent une grande robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le schéma global d'un régulateur PI est donné dans la figure I.15.

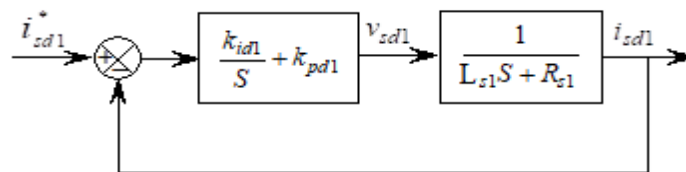


Fig.I.15: Schéma de régulation du courant.

**I.10.1.5. Calcul des paramètres du régulateur PI**

A partir de la figure I.15, on peut extraire la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{i_{sd1}}{i_{sd1}^*} = \frac{k_{id1} + k_p \cdot S}{L_{s1}S^2 + (R_{s1} + k_{pd1}) \cdot S + k_{id1}} \quad (I.63)$$

L'équation (I.63) a une paire de pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = \rho_{d1} \pm j \cdot \rho_{d1}$ . Le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2 \cdot \rho_{d1} \cdot S + 2 \cdot \rho_{d1}^2 \tag{I.64}$$

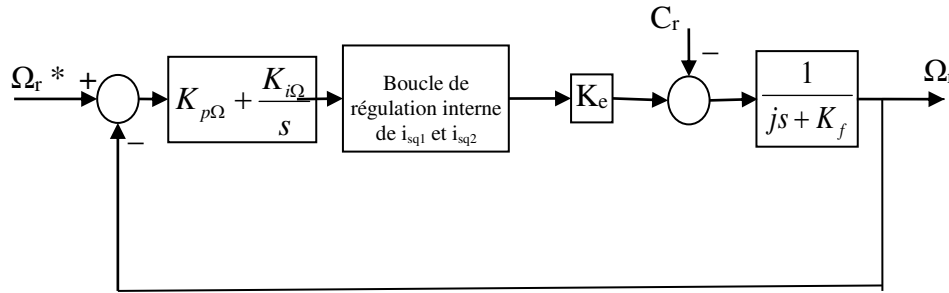
Par assimilation, les paramètres du régulateur PI sont identifiés comme suit :

$$k_{pd1} = 2 \cdot \rho_{d1} \cdot L_{s1} - R_{s1} \tag{I.65}$$

$$k_{id1} = 2 \cdot \rho_{d1}^2 L_{s1} \tag{I.66}$$

**I.10.1.6. Régulation de la vitesse :**

Le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse, est présente sur le la figure I.16



**Fig.I.16:** Schéma bloc de régulation de vitesse avec régulateur PI.

En considérant les courants  $i_{sq1}$  et  $i_{sq2}$  parfaitement réglés, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{\Omega} = K_{p\Omega} \cdot \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{s}}{s} \cdot \frac{K_e}{j \cdot s + K_f} \tag{I.67}$$

En utilisant la méthode de compensation de pôles  $\frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} = \frac{K_f}{j}$ , le temps de réponse de la boucle externe doit être plus grand que celui de la boucle interne car il faut que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence, on prendra donc le temps de réponse 50 fois plus grand que pour le courant.

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$K_{pf} = \frac{j}{K_e \cdot 50 \cdot \tau} \quad \text{Et} \quad K_{if} = \frac{K_{p\Omega} \cdot K_f}{j} \tag{I.68}$$

La structure de réglage par un régulateur de la vitesse PI d'une MASDE par la méthode indirecte est donnée par la figure I.17

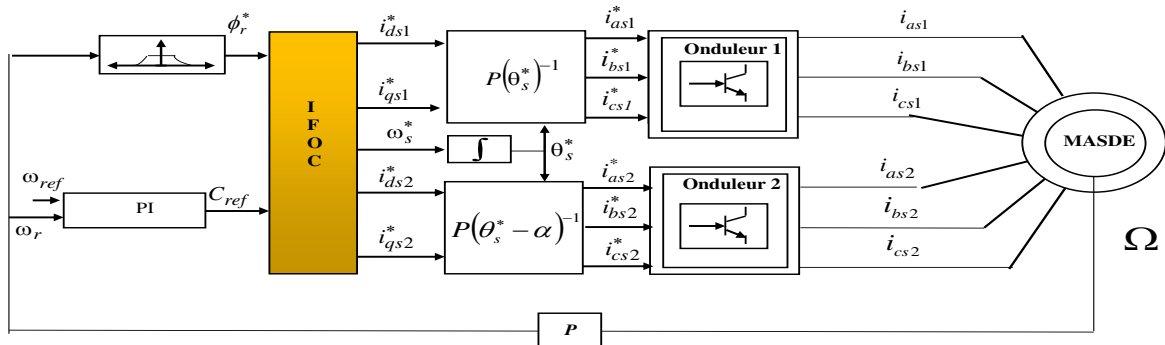


Fig.I.17: Structure de réglage par un régulateur PI De la MASDE par la méthode indirecte.

### I.11. Simulation et interprétation des résultats

Les performances de la commande vectorielle indirecte sont présentées dans la figure I.18.

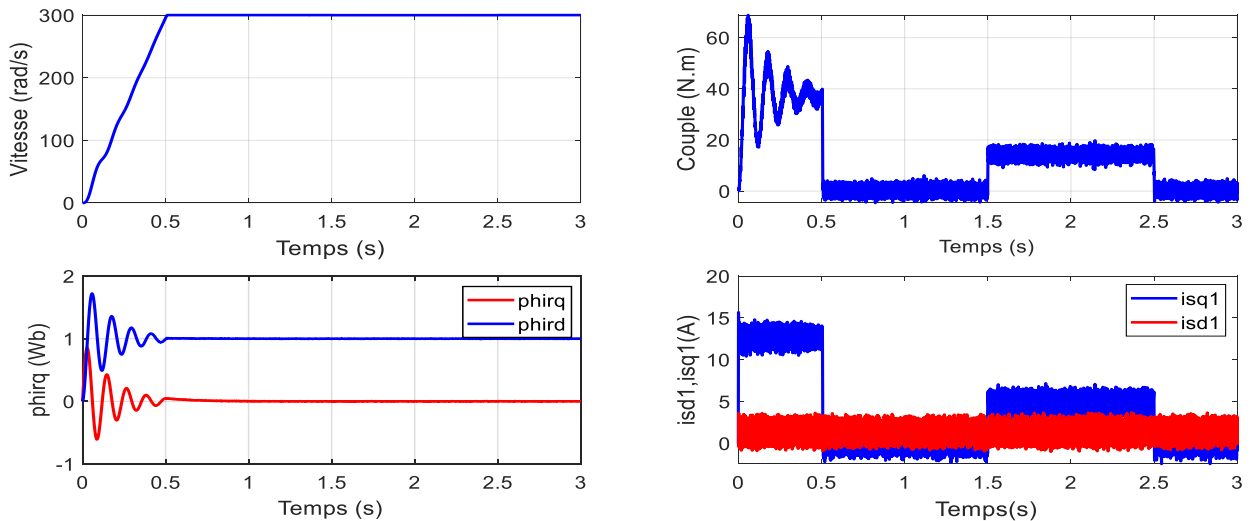


Fig.I.18: Régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte.

La vitesse de rotation atteint sa valeur de référence durant un temps d'environ 0.5 seconde avec un dépassement de 2.8 %. La compensation du couple de charge est rapidement atteinte.

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie en régime dynamique. Il atteint une valeur crête égale à 65 N.m avec des oscillations autour de zéro pendant le régime permanent. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et les frottements.

Les courants statoriques des deux étoiles  $i_{sd1}$  et  $i_{sd2}$  ont la même forme et les mêmes amplitudes. La valeur crête au démarrage est égale à 15 A ; après l'application de la charge, ces courants atteignent une valeur crête de 7 A. La valeur crête à vide est de 2.6 A. L'allure des courants présentent des harmoniques dues aux deux onduleurs de tension.

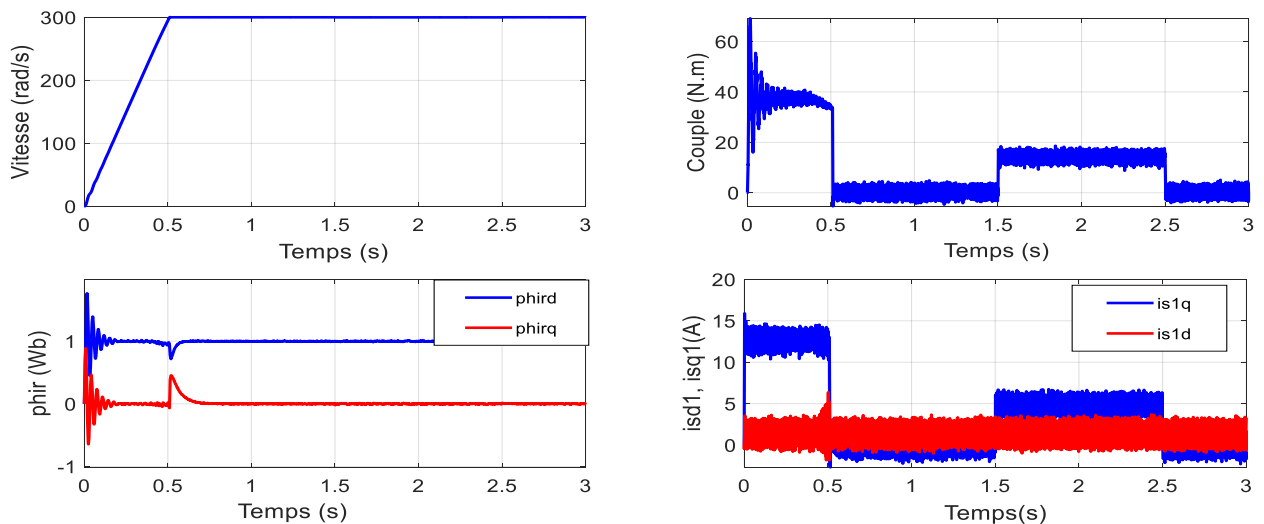
Le flux rotoriques suit les valeurs imposées en régime établi ;  $\varphi_{rd}$  suit la valeur de 1Wb et  $\varphi_{rq}$  suit à la valeur imposé.

### I.11.1. Test de robustesse

Le test de robustesse de la commande vectorielle indirect consiste à faire varier les paramètres de la machine tout en observant les résultats.

#### a. Robustesse vis-à-vis à la variation de la résistance rotorique

La figure I-19 représente la vitesse, le couple, le courant statorique et les composantes du flux rotorique obtenus pendant la variation de la résistance rotorique. D'après ces résultats, on remarque que l'influence apparait lors du fonctionnement en charge après  $t = 1.5s$  ; la vitesse oscille autour de référence 300 rad/s, le couple électromagnétique présente des pics, alors que les composantes du flux rotorique oscillent autour de leurs valeurs imposées 1 Wb et 0 Wb.



**Fig.I.19:** : Influence de la variation de la résistance rotorique ( $R_r=1.5 \cdot R_{rn}$ ) : Démarrage à vide suivi de l'application du couple de charge  $C_r = 14 \text{ N.m}$  entre  $t = 1.5$  et  $2.5 \text{ s}$ .

## I.12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la MASDE dans le repère d-q et la modélisation des deux onduleurs triphasés à deux niveaux commandés par la stratégie MLI. Le modèle mathématique de la MASDE a été élaboré en imposant quelques hypothèses simplificatrices.

Pour réduire la complexité du modèle, nous avons opté pour l'application de la transformation de Park qui transforme la machine triphasée double étoile en une machine biphasée équivalente. Cette transformation permet une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles du système.

Pour étudier le comportement dynamique de la machine, on introduit, dans la seconde partie de chapitre la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Une meilleure orientation du flux est obtenue en utilisant le flux rotorique.

Afin d'améliorer les performances des régulateurs PI classique qui est utilisé dans la commande vectorielle de la MASDE, nous allons appliquer dans le chapitre qui suit une méthode déférente pour le contrôle direct du couple DTC.

## Bibliographie

- [1] D. Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, 2001.
- [2] E. Merabet, «Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de doctorat en sciences, Université de Batna, 2012.
- [3] F. Berrabah, «Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone», Thèse de doctorat en sciences, Université de Badji Mokhtar ANNABA, 2016.
- [4] H. Amimeur, «Contribution au Contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile», Thèse de doctorat en sciences, Université de Batna, 2012.
- [5] K. Idjdarene, «Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes», Thèse de Doctorat, Université de Lile1, 2010.
- [6] L. Benalia, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentés », Thèse de doctorat en sciences. Université de Batna, 2010.
- [7] T. Bessaad, «Commande par logique floue d'un système multi-machines connectées en série», Thèse de doctorat en sciences. Université Mohammed Boudhiaf Oran, 2018.
- [8] E. A. Klingshirn, «High phase order induction motors (Part I) Description and theoretical consideration». IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-102, No.1, pp. 47-53, Jan 1983.
- [9] G. K. Singh, « Multi-phase induction machine drive research-a survey». Electric Power System Research. Vol. 61, pp. 139-47, 2002.
- [10] N. Moubayed, « Alimentation par onduleur de tension des machines multi-étoiles», Thèse de Doctorat de l'INP de Lorraine, 1999.
- [11] K. S. Khan, «Comparative analysis of multiphase machines», Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden 2008.
- [12] V. Pant, G. K. Singhand, S. N. Singh, «Modeling of à multi-phase induction machine under fault condition». IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99. pp. 92-97, Hong Kong, July, 1999.

- [13] A. A. Kadaba, « Design and modeling of a reversible 3-phase to 6-phase induction motor for improved survivability under faulty conditions », Thesis of Marquette University, Milwaukee, Wisconsin. May, 2008.
- [14] F. Locment, «Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé», Thèse de Doctorat, Université de Lille1, 2006.
- [15] A. A. Kadaba, Design and modeling of a reversible 3-phase to 6-phase induction motor for improved survivability under faulty conditions, Thesis Master of Marquette University, Milwaukee, 2008.
- [16] J-P. Martin, « Contribution A L'alimentation En Tension De Machines Synchrones A Aimants Permanents A Nombre De Phases Eleve : Fonctionnement Normal Et Degrade», thèse de doctorat, Institut National Polytechnique De Lorraine, 2003
- [17] B. Naas, L. Nezli, B. Naas , M.O. Mahmoudi and M. Elbara, « Direct Torque Control Based Three Level Inverter-Fed Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine». Sciverse Science direct, Energy Procedia, pp 521 – 530. 2012.
- [18] G. Sturtzer, E. Smigiel, "Modélisation et commande des moteurs triphasés", TECHNOSUP, Ellipse.
- [19] N. Moubayed and B. Bernard, «Comparison between Two Double Stator Synchronous Machine Supplying Strategies». 7th International Conference on Electromechanical And Power Systems, pp. 143-147. October 8-9, 2009.
- [20] C. Carlos, « Modélisation contrôle vectorielle et DTC, commande des moteurs Asynchrones, » Edition. Hermès science *Europe*, 2000.
- [21] E. Benyoussef, «Commande directe du couple floue et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par des onduleurs multiniveaux», Thèse de Doctorat en sciences, Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes, 2015.
- [22] F. Terrien, «Commande D'une Machine Synchrone Double Etoile, Alimentée Par Des Onduleurs MLI - Modélisation, Simulation Et Prototype Experimental», Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2000.

- [23] E. Benyoussef, A. Meroufel , S. Barkat, «Three-Level DTC Based on Fuzzy Logic and Neural Network of Sensorless DSSM Using Extended Kalman Filter». *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, volume 5, Issue 4, pp 453-463.2015.
- [24] M. ALI, N. Shamsi, «Architectures d’Alimentation et de Commande d’Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante», Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2007.
- [25] M. Merabtene, «Modélisation Dynamique Et Commande D'une Machine Synchrone Double Etoile Alimentée Par Des Onduleurs MLI Fonctionnement En Mode Normal Et En Mode Dégradé». Thèse de Doctorat, Université De Nantes, 2005.
- [26] D. Boudana, «Sur la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux». Thèse de Doctorat en sciences, Ecole nationale supérieure polytechnique, Alger 2009.
- [27] J. Karttunen ,S. Kallio , P. Peltoniemi , P. Silventoinen , and O. Pyrhonen, «Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine Supplied by Two Independent Voltage Source Inverters». *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp741-747. 2012.
- [28] S. Kallio, «Modeling and Parameter Estimation Of Double-Star Permanent Magnet Synchronous Machines». Thèse de Doctorat en science, Lappeeranta University of Tecnology.2014.
- [29] J. Francois Doyon, «Étude Et Simulation Des Groupes Convertisseurs-machines Synchrones À Six Phases». Thèse de Doctorat, École De Technologie Supérieure, Université Du Québec, 2011.
- [30] J. Karttunen, «Current Harmonic Compensation In Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines». Thèse de Doctorat en sciences, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, 2017.
- [31] T. Laamayad, «Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant Apport de la Logique floue», Thèse de Doctorat en sciences, Université De Batna, 2008.

## Chapitre II

# *Commande DTC de la Machine Asynchrone Double Etoile*

## **II.1. Introduction**

Pour évoluer les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées comme concurrentielles des méthodes classiques, l'une des plus récentes démarches dans cette direction est le contrôle direct du couple, dans laquelle le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator et ceci sans recours à des capteurs mécaniques. [1][2][3]

Le contrôle direct du couple (DTC) ou contrôle direct du flux et de couple (Direct Torque and flux Control –DTFC-) basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par TAKAHASHI et DEPENBROCK durant les années quatre-vingt qui utilise une approche attrayante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. [4][5]

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables, elle a été reconnue comme une solution fiable et robuste pour répondre à ces exigences.

Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine.[1][3]

Dans ce chapitre nous allons présenter et discutés des résultats de simulations (performances statiques et dynamiques), porte sur le principe du contrôle direct du couple appliqué à une MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux.

## II.2. Commande Directe du Couple (DTC) de la machine asynchrone double étoile.

### II.2.1. Avantages et inconvénients de la Commande Directe du Couple (DTC)

#### II.2.1.1. Avantages

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement, ceci avec une bande passante en couple : [3][5]

Plusieurs avantages de cette loi de commande, dont on peut citer : [4][10][11]

- L'absence de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) ;
- Bon contrôle de moteur même sans capteur de vitesse ;
- Excellente réponse dynamique de la machine ;
- Insensible aux variations des paramètres du rotor de la machine ;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator ;
- le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple;
- La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques, elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants.

#### II.2.1.2. Inconvénients

Malgré les avantages cités précédemment, la commande directe du couple possède des inconvénients suivants : [1] [6].

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis) ;
- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif), cela peut conduire à une forte teneur en harmoniques ; [5]
- Perte de commutation et fréquence d'échantillonnage élevée.

## II.2.2. Principe de la commande directe du couple (DTC)

Le contrôle direct du couple (DTC) est basé sur la détermination directe de la séquence de commande ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension à chaque instant de commutation. Ce choix est basé généralement sur la régulation directe du couple électromagnétique et de flux statorique de la machine. Les deux variables sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et de couple et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis à chaque instant de commutation. [3][4][6][11]

Les vecteurs d'état de tension de l'onduleur triphasé sont présentés par l'équation suivante :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_0 \cdot (S_a + S_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.1})$$

Comme nous avons 3 commutateurs, huit combinaisons ( $2^3$ ) possibles des différents commutateurs en pont de l'onduleur dans leurs deux états sont représentées par 8 vecteurs de tension, dont 6 non-nuls (vecteurs actifs) et deux nuls : ( $S_a, S_b, S_c$ ) = (0, 0, 0) et ( $S_a, S_b, S_c$ ) = (1, 1, 1). Ces vecteurs sont illustrés dans le tableau II.1 qui indique également les tensions, en se référant au système de référence  $\alpha$ - $\beta$ . [5][6][8].

La DTC utilise directement ces 8 vecteurs de tension pour contrôler l'état de commutation de l'onduleur, Le vecteur le plus approprié choisi par la table de vérité (vecteur optimal) doit être appliqué pendant une période complète de commutation.

L'objectif est de maintenir la valeur du flux statorique et du couple électromagnétique dans leurs bandes de tolérance respectives (bandes d'hystérésis).

Chaque fois qu'une de ces variables atteint la limite supérieure ou inférieure de ses bandes d'hystérésis, un vecteur de tension approprié sera de nouveau choisi pour agir sur la valeur de la variable qui a atteint la limite, et la ramener dans les limites établies par l'hystérésis. [5][14]

**Tableau II.1** Différentes Configurations des Interrupteurs et Tensions Générés

S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	T <sub>1</sub>		T <sub>2</sub>		T <sub>3</sub>		Vecteurs (V <sub>s</sub> )	Tensions V <sub>s</sub> (α-β) généré
			T <sub>a</sub>	T' <sub>a</sub>	T <sub>b</sub>	T' <sub>b</sub>	T <sub>c</sub>	T' <sub>c</sub>		
0	0	0	Off	On	Off	On	Off	On	V <sub>0</sub> (0.0.0)	v <sub>s</sub> = [0,0]
0	0	1	On	Off	Off	On	Off	On	V <sub>1</sub> (0.0.1)	v <sub>s</sub> = $\left[ \sqrt{\frac{3}{2}}, 0 \right] U_0$
0	1	0	Off	On	On	Off	Off	On	V <sub>2</sub> (0.1.0)	v <sub>s</sub> = $\left[ \frac{1}{\sqrt{6}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right] U_0$
0	1	1	On	Off	On	Off	Off	On	V <sub>3</sub> (0.1.1)	v <sub>s</sub> = $\left[ -\frac{1}{\sqrt{6}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right] U_0$
1	0	0	Off	On	Off	On	On	Off	V <sub>4</sub> (1.0.0)	v <sub>s</sub> = $\left[ -\sqrt{\frac{3}{2}}, 0 \right] U_0$
1	0	1	On	Off	Off	On	On	Off	V <sub>5</sub> (1.0.1)	v <sub>s</sub> = $\left[ -\frac{1}{\sqrt{6}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right] U_0$
1	1	0	Off	On	On	Off	On	Off	V <sub>6</sub> (1.1.0)	v <sub>s</sub> = $\left[ \frac{1}{\sqrt{6}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right] U_0$
1	1	1	On	Off	On	Off	On	Off	V <sub>7</sub> (1.1.1)	v <sub>s</sub> = [0,0]

### II.2.2.1. Contrôle du Vecteur Flux Statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, leur expression dans le référentiel (α, β) lié au stator est obtenue à partir de l'équation différentielle suivante :

[1][3][9]

$$V_{si} = R_s i_{si} + \frac{d\varphi_{si}}{dt}, i = 1, 2 \tag{II.2}$$

Par intégration, on peut établir l'équation suivante qui régit le comportement du vecteur flux statoriques en fonction du temps : [12][13].

$$\varphi_{si}(t) = \int_0^t (V_{si} - R_s I_{si}) dt + \varphi_{si}(0) \tag{II.3}$$

Pour les moyennes et grandes vitesses, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur V<sub>s</sub> (la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée), l'expression du vecteur flux statorique issu de l'application d'un vecteur tension V<sub>s</sub> non nul durant une période d'échantillonnage [0, T<sub>s</sub>] court, deviendra : [1][2][3][5]

$$\varphi_{si}(t) \approx \int_0^t (V_{si}) dt + \varphi_{si}(0) \tag{II.4}$$

$$\varphi_{si}(t) \approx \varphi_{si}(0) + V_{si} T_s$$

Donc :

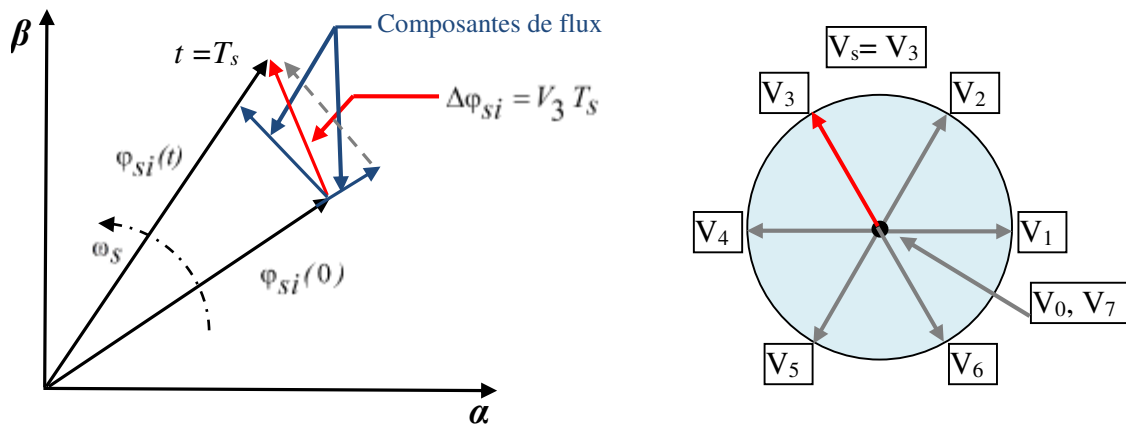
$$\Delta\varphi_{si} \approx \varphi_{si}(t) - \varphi_{si}(0) \approx V_{si} T_s \tag{II.5}$$

$\Delta\varphi_{si}$  : La variation du vecteur flux statorique de l'étoile  $i$

$T_s$  : La période d'échantillonnage.

D'après l'équation (II.5) on constate que l'extrémité du vecteur flux statorique  $\varphi_{si}(t)$  se déplace le long d'une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée  $V_s$  comme il est illustré par la figure II.1. [1][4]

C'est-à-dire, si  $V_s$  reste constant pendant une période d'échantillonnage ( $T_s$ ), la variation du vecteur de flux statorique  $\Delta\varphi_{si}$  est proportionnelle au vecteur de tension appliqué. Lors de l'application d'un vecteur de tension, l'apposition du vecteur  $\varphi_{si}(t)$  se déplacera avec une trajectoire parallèle à ce vecteur, et avec une vitesse égale à son amplitude. [5]



**Fig.II.1:** Evolution de l'extrémité de Vecteur de Flux statorique ( $\varphi_{si}$ ) pour  $R_s I_s$

Négligeable.

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa. [4][6][15]

La "composante du flux du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de  $\varphi_{si}$  et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position de  $\varphi_{si}$ .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs  $V_s$ , sur les périodes de commande  $T_s$ , il est donc, possible de fonctionner avec un module de flux  $\varphi_{si}$  pratiquement constant, en faisant

suivre à l'extrémité de  $\varphi_{si}$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_s$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique [1][5]. Lorsque le vecteur tension  $V_s$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\varphi_{si}$  est donnée par sa dérivée  $\frac{d\varphi_{si}}{dt}$ . Ainsi la " vitesse " de déplacement de l'extrémité de  $\varphi_{si}$  lorsqu'on néglige le terme  $R_s I_s$  est donnée par  $V_s = \frac{d\varphi_{si}}{dt}$ . La vitesse de rotation de  $\varphi_{si}$  dépend fortement du choix de  $V_s$ , elle est maximale pour un vecteur  $V_s$  perpendiculaire à la direction de  $\varphi_{si}$  et nulle si on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative. [1]

### II.2.2.2. Contrôle du Couple Electromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux ( $\varphi_{\alpha s}, \varphi_{\beta s}$ ) et des grandeurs calculées du courant ( $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ ).

Pour ce type de machine,  $L_{sd} = L_{sq} = L_s$ . Dans ce cas, le couple électromagnétique peut être exprimé en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant : [1][3][4][11]

$$C_{em} = \frac{P}{L_s} (\overline{\varphi_s} \times \overline{\varphi_r}) = K \|\overline{\varphi_s}\| \|\overline{\varphi_r}\| \sin(\varphi) \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$\varphi_s$  : Module du vecteur flux statoriques.

$\varphi_r$  : Module du vecteur flux rotorique.

$\varphi$  : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

On peut observer que le couple électromagnétique est proportionnel au produit des modules de deux vecteurs  $\varphi_s$  et  $\varphi_r$  et de leur position relative  $\varphi$ . Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\varphi_s$  (à partir de  $V_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler le couple électromagnétique de façon découplée.[1][4]

La dérivée du couple par rapport au temps est positive, si  $\varphi$  se situe entre  $(-\pi/2, \pi/2)$ , donc pour obtenir une variation positive du couple, l'angle  $\varphi$  doit être augmenté dans ces limites. Il convient de tenir compte de la limite de stabilité permanente de la machine synchrone correspondant à  $\delta = 90^\circ$ , pour laquelle la puissance maximale est obtenue. Au-dessus de cette valeur de l'angle le couple est réduit. [5]

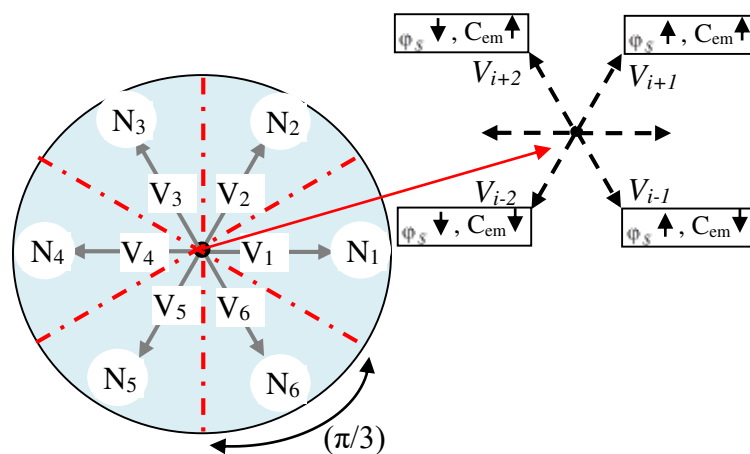
## II.2.3. Description de la Structure de Contrôle

### II.2.3.1. Sélection de Vecteur de Tension $V_S$

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, la vectrice tension appliquée doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette.

Le choix du vecteur de tension  $V_S$  dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\varphi_S$  dans le référentiel fixe (la position de  $\varphi_S$  dans le référentiel statorique) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. [1]

Les six zones (où secteurs) possibles de fonctionnement sont représentées à la figure II.2 ci-dessous. La sélection du vecteur de tension à la sortie de convertisseur statique (onduleur) est déduite à partir des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que la zone ou la position où se trouvait le vecteur de flux  $\varphi_S$ , alors un estimateur de  $\varphi_S$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple électromagnétique sont donc indispensables pour une commande. [1][7][12]



**Fig.II.2:** Choix du Vecteur Tension

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes, lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté  $N_i$  ( $i= 1,2, \dots ,6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants. [1][3][4] [16][17][18]

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  croît et  $C_{em}$  croît ;
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  croît et  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  décroît et  $C_{em}$  croît ;
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\varphi_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_0$  ou Si  $V_7$  sont sélectionnées, la rotation du flux statorique s'arrête et celle du couple décroît alors que le module de flux reste inchangé. [3][4]

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $N_i$ . Au début de la zone, les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\varphi_s$ , d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, à la fin de la zone, l'évolution est inversée. Pour les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$ , il s'agit d'une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\varphi_s$  au début de la zone  $N_i$  alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone  $N_i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. [1]

En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de  $\varphi_s$  dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension statorique  $V_s$  à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur  $\varphi_s$ . [3][4][10][19]

Un estimateur de module de  $\varphi_s$  et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires pour une commande DTC.

### II.2.3.2. Estimateurs

#### a. Estimation du Flux Statorique

La construction du contrôle direct du couple DTC exige l'estimation du flux et du couple. L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteurs tensions et courant statorique, leur expression s'écrit : [1][11]

$$\varphi_{si} = \int_0^t (V_{si} - R_s i_{si}) dt \quad (\text{II.7})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes  $(\alpha, \beta)$ , tel que :

$$\varphi_{si} = \varphi_{s\alpha i} + j\varphi_{s\beta i} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$\varphi_{s\alpha i} = \int_0^t (V_{s\alpha i} - R_s i_{s\alpha i}) dt \quad (\text{II.9})$$

$$\varphi_{s\beta i} = \int_0^t (V_{s\beta i} - R_s i_{s\beta i}) dt$$

Le courant statorique est mesuré tandis que la tension statorique dépend de l'état des interrupteurs ( $S_a, S_b, S_c$ ), et de la tension du lien à courant continu  $U_o$  en projetant sur les deux axes ( $\alpha, \beta$ ). [12]

Pour calculer les composantes  $i_{s\alpha i}, i_{s\beta i}$  du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia à partir des courants ( $i_{sai}, i_{sbi}, i_{sci}$ ) mesurés, soit : [1]

$$i_{si} = i_{s\alpha i} + j i_{s\beta i} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha i} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sai} \\ i_{s\beta i} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sbi} - i_{sci}) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On obtient ainsi après la transformation de Concordia, les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , composées de  $V_s$ , à partir de la tension à l'entrée de l'onduleur  $U_o$  et des états de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ).

$$\begin{cases} V_{si} = V_{s\alpha i} + j V_{s\beta i} \\ V_{s\alpha i} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_o \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta i} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_o (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Le module de l'amplitude du flux statorique estimé est déterminé à partir des deux composantes du flux du repère ( $\alpha, \beta$ ) par :

$$|\phi_{si}| = \sqrt{\phi_{s\alpha i}^2 + \phi_{s\beta i}^2} \quad (\text{II.13})$$

### b. Estimation de la Position du Vecteur Flux

Pour choisir le vecteur de tension convenable à appliquer à la machine, nous devons connaître la position du vecteur flux statorique dans l'un de six secteurs du plan ( $\alpha, \beta$ ).

La zone  $N_i$  dans laquelle se situe le vecteur  $\varphi_s$  est déterminé à partir de l'équation suivante : [1]

$$\theta_{si} = \arctg \frac{\varphi_{s\beta i}}{\varphi_{s\alpha i}} \quad (\text{II.14})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique.

Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, où l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable. [3]

**c. Estimation du Couple Electromagnétique**

Une fois les deux composantes de flux et de courant sont obtenues, on peut estimer le couple électromagnétique  $C_{em}$  uniquement en fonction des composantes  $(\alpha, \beta)$ , le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = p \cdot \left[ \left( \varphi_{\alpha s1} \cdot i_{\beta s1} - \varphi_{\beta s1} \cdot i_{\alpha s1} \right) + \left( \varphi_{\alpha s2} \cdot i_{\beta s2} - \varphi_{\beta s2} \cdot i_{\alpha s2} \right) \right] \tag{II.15}$$

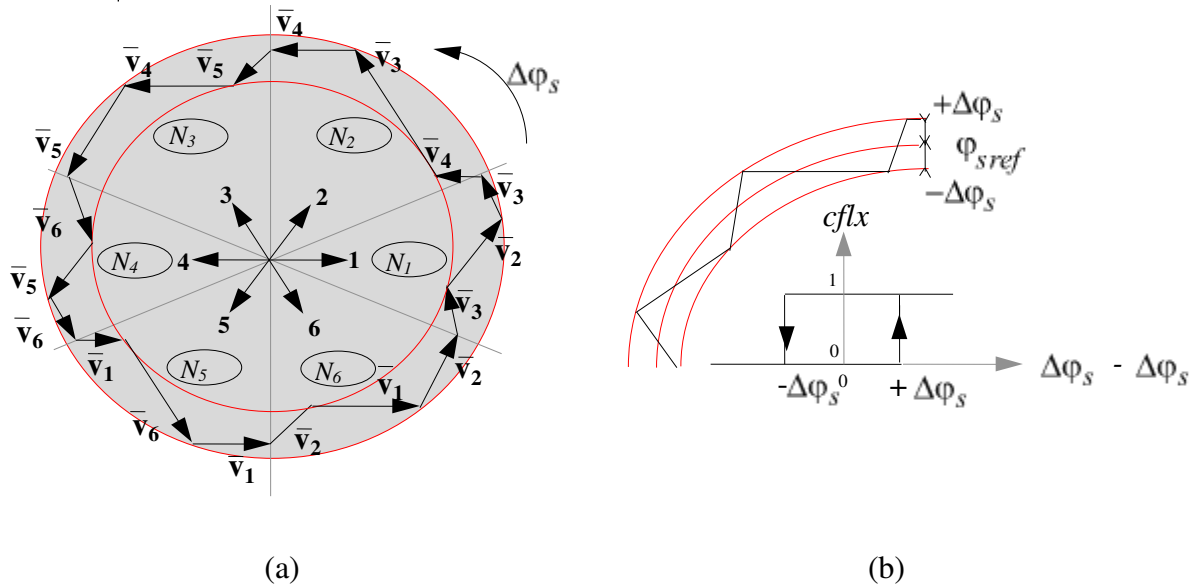
De cette équation, on peut remarquer que la précision du module du couple électromagnétique estimé dépend de la qualité et de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants statoriques. [1][12]

**II.2.4. Élaboration des Vecteurs de Commande de Flux et du Couple**

**II.2.4.1. Elaboration du Contrôleur de Flux**

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure II.3. La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir : [1] [3]

$$\left| \varphi_{s\ ref} - \varphi_s \right| \leq \Delta\varphi_s \tag{II.16}$$



**Fig.II.3:**(a) : Sélection des Tensions Correspondantes au Contrôle du Flux.

(b) : Contrôleur à Hystérésis à Deux Niveaux.

Avec :

$\varphi_{s\ ref}$  : Flux de référence.

$\Delta\varphi_s$  : Largeur d'hystérésis du correcteur.

$\varphi_s$  : Flux estimé.

- Cflx = 0 le module de flux statorique doit être diminué.
- Cflx = 1 le module de flux statorique doit être augmenté

### II.2.4.2. Élaboration du Contrôleur du Couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple électromagnétique dans les limites admissibles dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence définie comme suit : [1][3]

$$\left| C_{em\ ref} - C_{em} \right| \leq \Delta C_{em} \quad (II.17)$$

Avec :

$C_{em\ ref}$  : Couple de référence

$\Delta C_{em}$  : Bande d'hystérésis du correcteur.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique estimé

Deux types de contrôleurs à hystérésis peuvent être envisagés pour la régulation du couple électromagnétique :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux ;
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

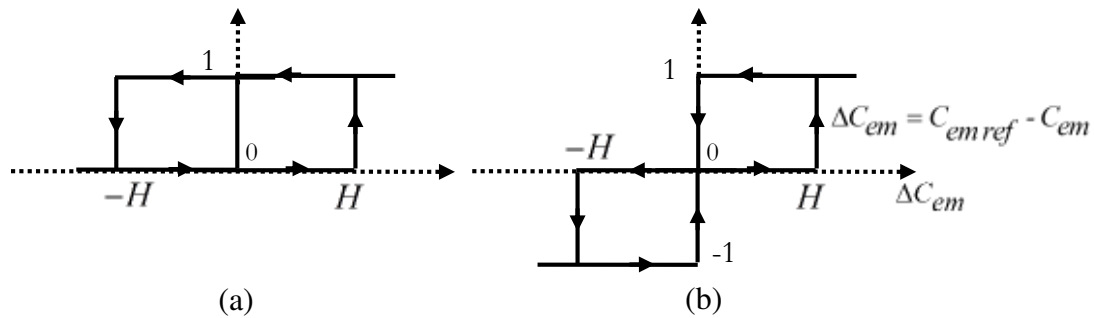
#### a. Correcteur à Deux Niveaux

Ce type de correcteur est simple à implémenter, il est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple. On peut choisir le vecteur tension nul de manière à ce qu'un bras d'onduleur ne commute jamais quand le flux est situé dans une zone donnée. [1]

#### b. Comparateur à Trois Niveaux

Ce correcteur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1) permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur présentée par la variable booléenne Ccpl.

La figure II.4 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl}=1$ ), pour une consigne positive et ( $C_{cpl}= -1$ ), pour une consigne négative, ou diminuée ( $C_{cpl}=0$ ). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$  ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique. [1][12][14]



**Fig.II.4:** Correcteur à Hystérésis du Couple : (a) à deux Niveaux (b) à trois Niveaux

Les sorties logiques de la commande de couple sont définies comme suit :

- $C_{cpl}= 1$  si  $\Delta C_{em} \geq H$
- $C_{cpl} = 0$  si  $-H < \Delta C_{em} < H$
- $C_{cpl} = -1$  si  $\Delta C_{em} \leq -H$

H : est la bande de couple de l'hystérésis.



Les erreurs de couple sont définies par la différence entre les valeurs de référence du couple et les valeurs réelles estimées. [6]

La commande DTC proposée par Takahashi est basée sur l'algorithme suivant : [1][20]

- Diviser le domaine temporel en périodes de durée  $T_s$  réduites (de l'ordre de dizaines de  $\mu s$ ) ;
- Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du moteur à induction ;
- Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique ;
- Estimer le couple électromagnétique à travers l'estimation du vecteur flux statorique et la mesure des courants de lignes ;
- Introduire l'écart  $\Delta C_{em}$ , entre le couple de référence  $\Delta C_{emref}$  et le couple estimé  $C_{em}$ , dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux qui génère à sa sortie la valeur  $+1$  pour augmenter le couple,  $0$  pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix d'augmentation du nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux ;

- Choisir l'état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé (Tableau II.2), en se basant sur les erreurs du flux et du couple et selon la position du vecteur flux. Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta C_{em}$  et  $\Delta \varphi_s$  suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

**Tableau II.2** Table Généralisée Des Vecteurs de Tension.

	Augmentation 	Diminution 
$\varphi_s$	$V_{i-1}, V_i$ et $V_{i+1}$	$V_{i-2}, V_{i+2}$ et $V_{i+3}$
$C_{em}$	$V_{i+1}$ et $V_{i+2}$	$V_{i-1}$ et $V_{i-2}$

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau des séquences pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique. [1]

## II.2.5. Élaboration des Tables de Commutation

### II.2.5.1. Stratégie de Commutation dans la DTC

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire et ceci par la combinaison des différentes stratégies de commutation.

La sélection adéquate du vecteur tension à chaque période d'échantillonnage est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier, la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux  $\varphi_s$  et du couple électromagnétique  $C_{em}$ . Plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnées pour une combinaison donnée du flux et du couple.

Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants. [21][22]

### II.2.6. Table de Commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux  $\Delta \varphi_s$  et du couple  $\Delta C_{em}$  et selon la position du vecteur de flux statorique  $N_i$  (1,..., 6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta \varphi_s$

et  $\Delta C_{em}$  suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique. [1][3][4]

En se basant sur le tableau généralisé des vecteurs de tension d'une commande par DTC (Tableau.II.2), on peut établir les tableaux classiques des séquences ci-dessous proposées par *Takahashi* pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MASDE.

### II.2.6.1. Table de Commutation du Flux

Le tableau II.3 résume de façon générale les séquences de tension à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur  $N_i$ . [19][5]

**Tableau II.3** Table de Commutation du Flux

	$N_1$	$N_2$	$N_3$	$N_4$	$N_5$	$N_6$
$\varphi_s \nearrow$	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>
$\varphi_s \searrow$	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>

### II.2.6.2. Table de Commutation du Couple

La table de commande du couple (tableau II.4) montre les séquences de tensions à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur du couple.

Les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement. [3][5]

**Tableau II.4** Table de Commutation du Couple.

	$N_1$	$N_2$	$N_3$	$N_4$	$N_5$	$N_6$
$C_{em} \nearrow$	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>
$C_{em} \searrow$	V <sub>5</sub> , V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub> , V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub> , V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub> , V <sub>5</sub>

### II.2.6.3. Table de commutation du Flux et du Couple

La comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, construite en fonction de l'état des variables ( $C_{flx}$ ) et ( $C_{cpl}$ ), et de la zone  $N_i$  de la position de flux  $\varphi_s$ , mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension active et non nul et la deuxième avec vecteurs tension nuls, (Tableaux II.5 et II.6): [1][4][14][23]

**Tableau II.5** Stratégie de Contrôle avec Comparateur à Hystérésis à Trois Niveaux avec les Vecteurs de Tension Nuls

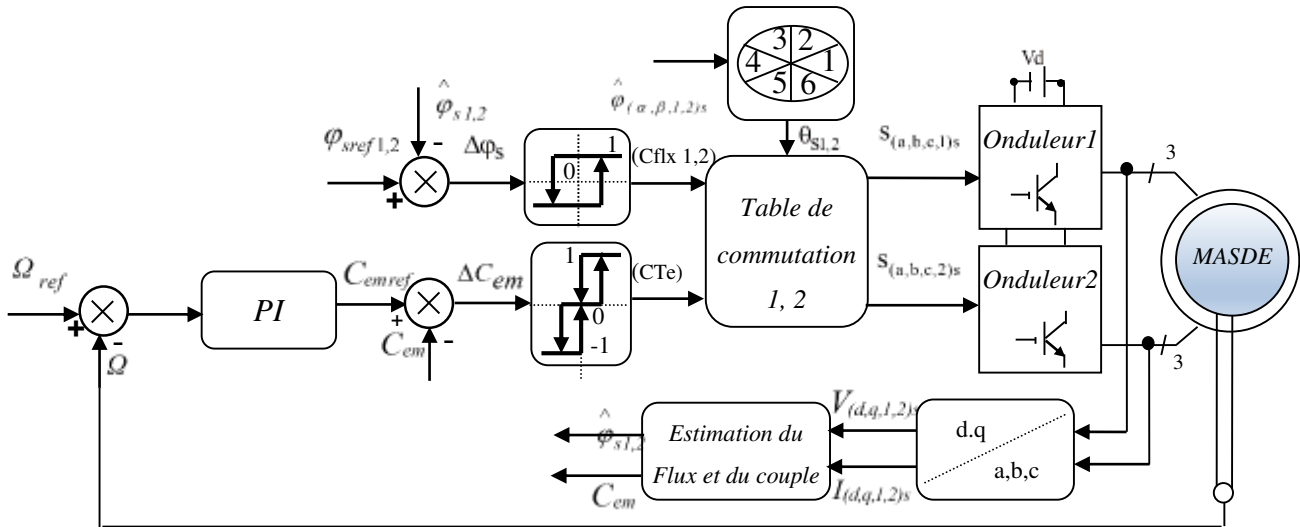
<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	$N_i$						<i>Correcteur</i>	
		$N_1$	$N_2$	$N_3$	$N_4$	$N_5$	$N_6$		
Cflx=1	Ccpl=1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	Deux niveaux	
	Ccpl= 0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>		
	Ccpl= -1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	Trois niveaux	
Cflx=0	Ccpl= 1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	Deux niveaux	
	Ccpl= 0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>		
	Ccpl= -1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	Trois niveaux	

**Tableau II.6** Stratégie de Contrôle avec Comparateur à Hystérésis à Trois Niveaux avec les Vecteurs de Tensions non Nuls

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	$N_i$						<i>Correcteur</i>	
		$N_1$	$N_2$	$N_3$	$N_4$	$N_5$	$N_6$		
Cflx=1	Ccpl=1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	Deux niveaux	
	Ccpl= 0	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>		
	Ccpl= -1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	Trois niveaux	
Cflx=0	Ccpl= 1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	Deux niveaux	
	Ccpl= 0	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>		
	Ccpl= -1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	Trois niveaux	

### II.2.7. Structure Générale du Contrôle Direct du Couple (DTC) pour la MASDE

La figure (II.5) représente le schéma global de la commande directe du couple de la MASDE. Il y a deux boucles de correction l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes.



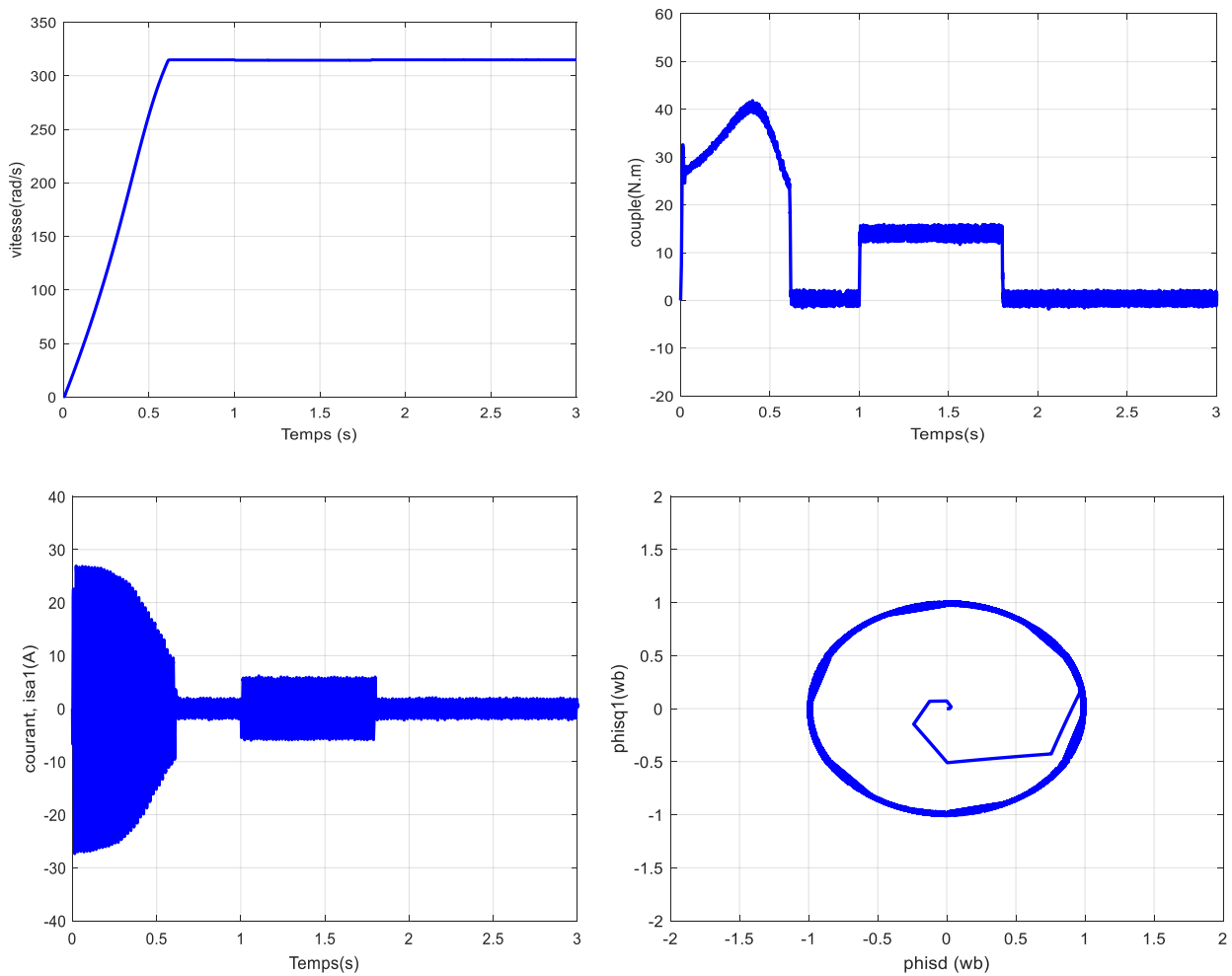
**Fig.II.5:** Schéma Bloc de la Commande Directe du Couple de la MASDE.

### II.2.8. Résultats de la Simulation et Interprétation

Dans le but d'évaluer les performances et de tester la robustesse de la commande directe du couple de la MASDE par simulation numérique sous l'environnement *Matlab/Simulink* nous avons simulées et introduit les différentes tests de robustesses suivantes :

#### II.2.8.1. Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

La figure (II.6) représente l'évolution du comportement du MASDE dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence  $314 \text{ rad/s}$ , nous avons introduit un couple de charge variable (14 Nm à  $t = 1\text{s}$ , 0 Nm à  $t = 1.8\text{s}$ ). Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques, car les impacts de la variation de la charge n'ont pas d'influence important sur ses valeurs. La vitesse atteint très rapidement sa référence, l'allure du couple électromagnétique augmente est suit sa référence, et le courant de phase statorique ( $I_{s1,2}$ ) suivent parfaitement la variation de la charge.

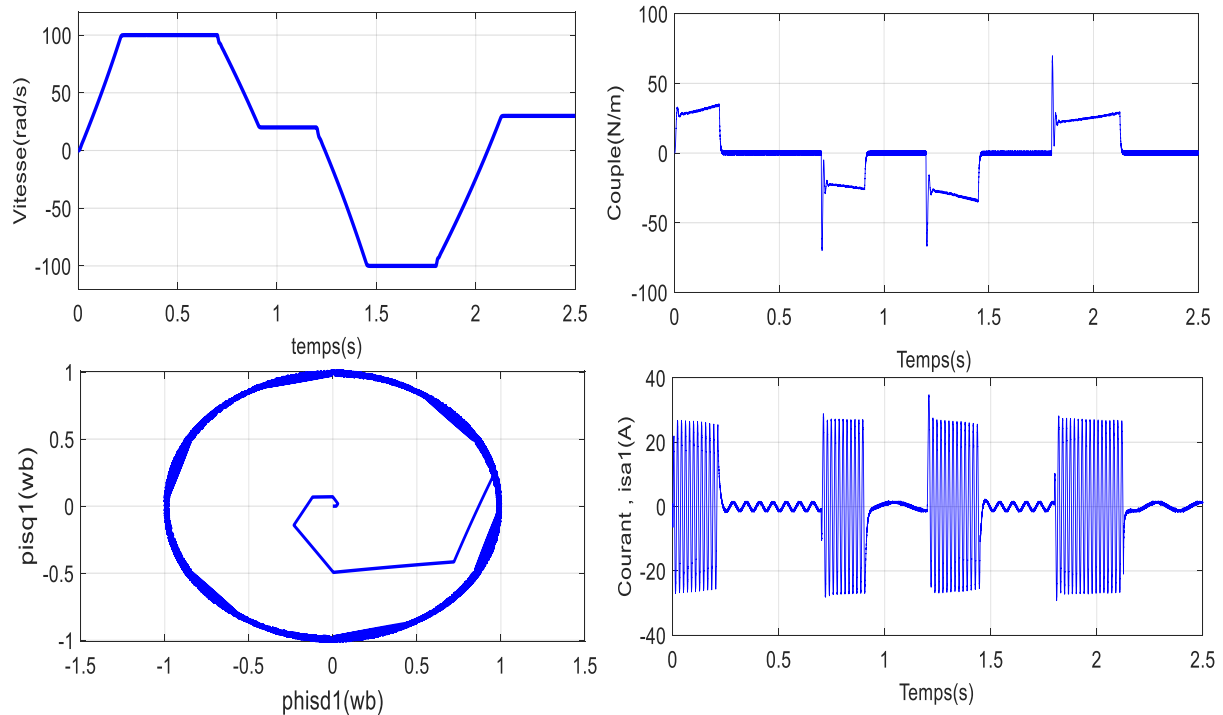


**Fig.II.6:** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MASDE lors de la variation du couple de charge

### II.2.8.2. Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse

Afin de tester la robustesse de la commande par DTC de la machine asynchrone double étoile vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse [100, 10,-100,20]. On constate d'après la figure (II.7) que le système répond positivement à ce test dans tous les intervalles de fonctionnement, la vitesse suit rapidement sa consigne de référence avec un temps de réponse pratiquement le même. Le couple et subissent des pics de transition lors de démarrages et de l'inversion du sens de rotation. Les courbes des courants ( $I_{sa1}, 2$ ) présentent des pics aux moments de l'inversion de la vitesse.

Donc notre commande est robuste vis-à-vis des variations du sens de rotation de la vitesse.



**Fig.II.7:** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MASDE lors de l’Inversion du Sens de Rotation

### II.3. Conclusion

Le travail envisagé dans ce chapitre, porte sur les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » d’une MASDE. On peut conclure que la DTC apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de performances dynamiques et statiques rencontrées dans les autres techniques de commande telle que le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. L’un des avantages de la DTC est le non nécessité du capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. L’inconvénient principal est la présence des oscillations élevées au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

Dans le chapitre suivant, on étudiera des structures de contrôle direct du couple associées à des régulateurs de vitesse par les techniques de l’intelligence artificielle.

## ***Bibliographies***

- [1] S. Belkacem, «Contribution à La Commande Directe du Couple de la Machine à Induction». Thèse De Doctorat. Université De Batna. 2011.
- [2] C. Carloss de Wit, « Modélisation, Contrôle Vectoriel et DTC». Edition Hermes Sciences Europe. 2000.
- [3] F. Berrabah, «Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université de Badji Mokhtar ANNABA. 2016.
- [4] A. Ameer, «Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Modes Glissants», Thèse De Magister, Université De Batna. 2005.
- [5] M. Ana, L. lor, «Control Directo de par a Frecuencia de Modulacion Constante de Motores Sincronos de Imanes Permanentes». Thèse de doctorat, Departamento de Ingeniería Eléctrica Universidad Carlos III de Madrid. 2003.
- [6] A. Ammar, «Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques». Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2017.
- [7] S. B. Ozturk, «Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors With Non-Sinusoidal Back-Emf». Thèse de doctorat en philosophie. Bureau des études supérieures du Texas A&M University. 2008.
- [8] R. Toufouti, «Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine. 2008.
- [9] A. Martins, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée» Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France. 2000.
- [10] M. Bouziane, « Application des Techniques Intelligentes à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Associée à un Convertisseur Matriciel ». Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes. 2014.
- [11] E. Benyoussef, «Commande Directe du Couple Floue et Neuronale d'un Moteur Synchrone à Double Etoile Sans Capteur Mécanique Alimenté par des Onduleurs Multiniveaux». Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes. 2015.
- [12] A. Benzaïoua, « Contribution à la Commande Directe de Couple d'une Machine Asynchrone Triphasée» Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi. 2014.

- [13] C. De Almeida Martins, «Controlé Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée». Thèse de doctorat en philosophie. Institut national polytechnique de Toulouse. 2000.
- [14] B. Mokhtari, «DTC Intelligente Appliquée à La Commande de la Machine Asynchrone». Thèse de Doctorat. Université de Batna. 2014.
- [15] A. Abdelkarim, «Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques».Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2017.
- [16] M. F. Rahman, L. Zhong, and .M E. Haque, «Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor». Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol(20),Iss 1, PP. 1-7, Australia. 2000.
- [17] Y. A. Chapuis, «Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique ». Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France. 1996.
- [18] M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb and N. Golea, «Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive». In Proceedings of MS'02 Conference, Girona, Spain. 2002.
- [19] L. Benalia, « Commande en Tension des Moteurs à Inductions Double Alimentes ». Thèse de Doctorat, Université de Batna. 2010.
- [20] I. Takahashi and T. Noguchi, «A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Machine». IEEE Trans. Industry Application, Vol (22), PP. 820-827. 1986.
- [21] C. Carlos «Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1». Edition Hermes Science Europe. 2000.
- [22] P. A. Arias, «Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors». Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne. 2000.
- [23] J. Zhang, «Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System». Thèse de doctorat en philosophie, School of Electrical Engineering and Telecommunications, University of New South Wales. 2006.

## ***Chapitre III***

---

# ***Commande DTC-Floue Type-1 de la MASDE***

## ***Apport des Algorithmes d'Optimisations***

---

### **III.1 Introduction**

Les coefficients des régulateurs classiques utilisés au sein de la commande vectorielle où DTC sont directement calculés à partir des paramètres de la machine, afin d'obtenir à des meilleurs performances on a recours à l'optimisation de ces régulateurs [5].

Les techniques d'optimisation ont été appliquée avec succès pour résoudre le problème complexe au cours des dernières années [1], plusieurs méthodes d'optimisation nommée « optimisation par essaim de particules », soit en anglais « Particle Swarm Optimization » (PSO) ou algorithme génétique, inspirée de l'intelligence d'essaim, a attiré les chercheurs et faite exploiter dans différents domaines d'optimisation. Ces méthodes sont devenues de plus en plus populaires. Elle est caractérisée par une façon décentralisée de travail qui imite le comportement des essaims d'insectes sociaux, les masses d'oiseaux ou les écoles de poisson. L'avantage de ces approches sur les techniques traditionnelles est la robustesse et la flexibilité [6][22].

Basée sur la théorie des ensembles flous, la logique floue a permis la classification des données, des informations vagues, imprécises ou ambiguës. Cette fonctionnalité permet l'application de cette logique dans les types des systèmes les plus variés, par exemple, pour obtenir des solutions dans des problèmes impliquant de nombreuses variables, pour l'acquisition de solutions de données indéfinies, permettant ainsi de rapporter beaucoup plus d'informations que la logique classique et pour ne pas se limiter aux vraies valeurs du type "vrai" ou "faux" [19].

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement des techniques d'optimisation PSO et AG, en mettant en évidence leurs similitudes et leurs différences avec l'application au réglage de divers paramètres à travers les gains des régulateurs flous.

## III.2 Intelligence artificielle

### III.2.1 Définition de l'Optimisation

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (de l'optimum) d'une fonction donnée [02]. On peut aussi trouver des problèmes d'optimisation pour lesquelles les variables de la fonction à optimiser sont contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes [7][8].

### III.2.2 Définitions de Base

En règle générale, on ne connaît pas toujours de méthode exacte pour trouver la solution d'un problème d'optimisation en recherche opérationnelle. Dans ce cas on peut d'abord tenter de voir si le problème que l'on étudie n'a pas de problème équivalent qui a déjà été résolu. Si l'on n'a toujours pas trouvé de méthode de résolution alors on utilise ce que l'on appelle une heuristique, c'est-à-dire un algorithme qui donne une solution approchée. Ces algorithmes sont assez intuitifs ou simples. On les déduit grâce à des observations et en faisant preuve de bon sens. Leur principe consiste souvent à explorer un certain nombre de solutions et de mémoriser la meilleure. Ils peuvent faire intervenir le hasard : cela permet de balayer un plus grand nombre de solutions éventuelles, mais il faut les exécuter plusieurs fois pour tendre au mieux vers la solution optimale [2].

Certaines heuristiques sont classées parmi les métaheuristiques. Ce sont des algorithmes dont le principe peut être réutilisé pour traiter différents problèmes d'optimisation. Ce sont des principes génériques que l'on adapte selon le besoin. La plus utilisée des heuristiques et la plus simple sont la descente stochastique. Voici son fonctionnement dans le cas d'un problème de minimisation : on choisit une solution initiale, on sélectionne au hasard un de ses voisins [12] :

- Si la valeur de la fonction objective pour cette nouvelle solution est plus petite alors on prend ce nouveau point comme point de référence et on observe ses voisins ;
- Sinon on recherche un autre voisin. On s'arrête quand on se rend compte que l'on ne trouve plus de meilleure solution.

### III.2.3 Application des techniques d'optimisations pour ajuster les gains du régulateur PI flou

Pour notre étude, nous voulons appliquer cette technique dans le but de pré-calculer (ajuster) les gains du régulateur PI flou utilisé dans la boucle de vitesse ce qui peut être appliqué notamment pour calculer d'une façon optimale les autres gains utilisés dans cette étude.

L'optimisation de ces gains se fait en parallèle (offline). Une fois les gains sont obtenus offline par l'application des méthodes PSO, GA, on les introduit dans l'algorithme de commande.

Le processus optimisé par PSO, GA, peut être schématisé comme suit :

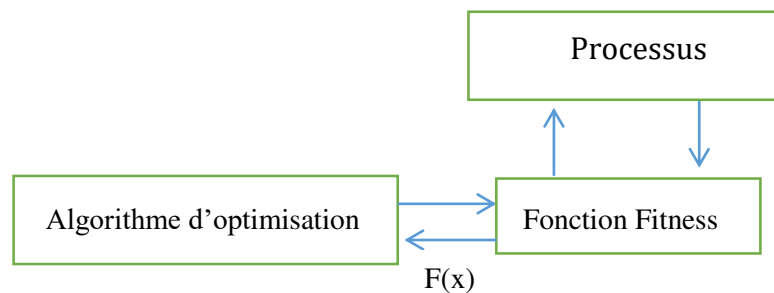


Fig.III.1: Optimisation d'un processus par PSO, GA.

### III.2.4 Fonction Objectif

C'est le nom donné à la fonction  $f$  (on l'appelle aussi fonction de coût, critère d'optimisation ou fitness). C'est cette fonction que l'algorithme d'optimisation va devoir optimiser (trouver un optimum) [7].

Le critère IAE est largement utilisé pour évaluer la performance du système [2],

Diverses fonctions objectives ont été écrites sur la base de critères de performance d'erreur. Chaque fonction d'objective est fondamentalement la même, à l'exception de la section du code qui définit le critère de performance d'erreur spécifique mis en œuvre. Pour optimiser les performances d'un système contrôlé par PI flou, les gains PI flou du système sont ajustés pour maximiser ou minimiser un certain indice de performance. L'indice de performance est calculé sur un intervalle de temps  $T$ , normalement dans la région de  $0 \leq T \leq t_s$  où  $t_s$  est le temps d'établissement du système. Les indices de performance utilisés étaient [3]:

Intégrale du temps multipliée par l'erreur absolue (ITAE) :

$$I_{ITAE} = \int_0^T |e(t)| dt \quad (III.1)$$

- Intégrale de la grandeur absolue de l'erreur (IAE) :

$$I_{IAE} = \int_0^T |e(t)| dt \quad (III.2)$$

- Intégrale du carré de l'erreur (ISE) :

$$I_{ISE} = \int_0^T (e(t))^2 dt \quad (III.3)$$

- Moyenne du carré de l'erreur (MSE) :

$$I_{MSE} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (e(t))^2 \quad (III.4)$$

### III.2.5 Décrire la fonction objective pour un algorithme d'optimisation :

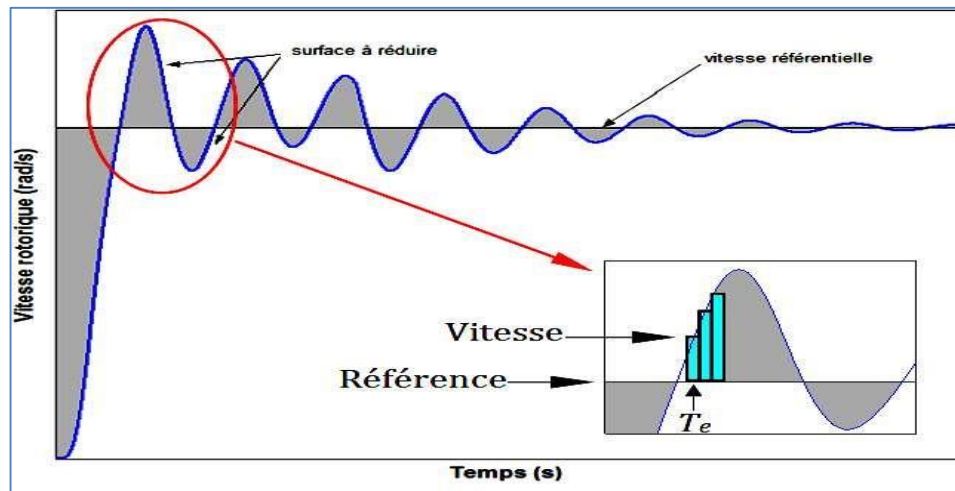
Écrire une fonction objective est la partie la plus importante de la création d'un algorithme d'optimisation. Dans ce projet, la fonction objective est nécessaire pour évaluer le meilleur contrôleur. Une fonction objective peut être créée pour trouver un contrôleur PI flou offrant le plus petit dépassement, le temps de monter le plus rapide ou le temps de réglage le plus rapide. Toutefois, afin de combiner tous ces objectifs, il a été décidé de concevoir une fonction objective qui minimise l'erreur du système contrôlé.

Le contrôleur PI flou est placé dans une boucle de retour unité avec la fonction de transfert. Afin de réduire le temps de compilation du programme, la fonction de transfert est définie dans un autre fichier et importée en tant que variable globale. Le système contrôlé reçoit une entrée pas à pas et l'erreur est évaluée en utilisant un critère de performance d'erreur approprié, à savoir ITAE, ISE, IAE [4][12].

#### III.2.5.1 Optimisation des gains du régulateur de vitesse PI flou

Les gains du régulateur de vitesse PI flou que nous avons utilisée dans notre étude précédente (DTC et CV), sont ajustés par manuellement.

Un bon PI flou possède les gains donnant un temps de réponse rapide sans dépassement. Ceci se traduit par une minimisation de la surface colorée dans la figure ci-après et qui reflète l'écart dynamique entre la vitesse du moteur et sa référence comme l'indique cette figure.



**Fig.III.2:** Surface de l'erreur dynamique de la vitesse à minimiser par AG /PSO

Afin de procéder à cette optimisation (réduire la surface de l'erreur dynamique en gris), nous définissons l'intégrale de l'erreur quadratique qui permet la recherche de la solution optimale de la fonction objective IAE (III.2)

La recherche du minimum de cette intégrale permet de calculer les paramètres du régulateur qui minimise l'intégrale de l'erreur absolue de la vitesse.

L'optimisation par PSO ou par les AG, aboutit à des gains différents de ceux utilisés au début de ce travail. Nous avons gardé l'utilisation de ceux-ci jusqu'à ce point de rédaction dans le but de justifier l'application de cette optimisation.

### III.2.6 Optimisation par Essaim de Particules (PSO) :

#### III.2.6.1 Origines

L'optimisation par essaim de particules est une méthode née en 1995 aux États Unis sous le nom de Particle Swarm Optimization (PSO). Initialement, ses deux concepteurs, Russel Eberhart et James Kennedy, cherchaient à modéliser des interactions sociales entre des « agents » devant atteindre un objectif donné dans un espace de recherche commun, chaque agent ayant une certaine capacité de mémorisation et de traitement de l'information. La règle de base était qu'il ne devait y avoir aucun chef d'orchestre, ni même aucune connaissance par les agents de l'ensemble des informations, seulement des connaissances locales. Un modèle simple fut alors élaboré [13][14].

La technique d'optimisation PSO est une recherche stochastique à travers un espace à n dimensions problème qui vise la minimisation (ou maximisation) de la fonction objective du problème. Plus précisément, l'algorithme PSO/AG-floue peut être appliqué pour le contrôle de la vitesse du MASDE.

### III.2.6.2 Principe de l'Algorithme PSO

L'information locale et la mémoire de chaque individu sont utilisées pour décider de son déplacement. Des règles simples, telles que « rester proche des autres individus », « aller dans une même direction » ou « aller à la même vitesse », suffisent pour maintenir la cohésion de l'essaim, et permettent la mise en œuvre de comportements collectifs complexes et adaptatifs [8][13].

On dispose une fonction objective à optimiser dans un sens ou dans l'autre. Un essaim est un ensemble de particules positionnées dans l'espace de recherche de la fonction objective. Le principe de l'algorithme consiste à déplacer ces particules dans l'espace de recherche afin de trouver la solution optimale [8][15].

Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser) ;
- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune entre elles sa propre meilleure performance ;
- A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence ;

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse.

Pour ce faire, elle combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle ;
- Sa meilleure position actuelle ;
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisins.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche. Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point

intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [5][16][17].

L'essaim de particules correspond à une population d'agents simples, appelés particules. Chaque particule est considérée comme une solution du problème, où elle possède une position (vecteur solution) et une vitesse. De plus, chaque particule possède une mémoire lui permettant de se souvenir de sa meilleure performance (en position et en valeur) et de la meilleure performance atteinte par les particules «voisines» (informatrices) : chaque particule dispose en effet d'un groupe d'informatrices, historiquement appelé son voisinage.

Un essaim de particules, qui sont des solutions potentielles au problème d'optimisation, «survole» l'espace de recherche, à la recherche de l'optimum global. Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes :

- Une composante d'inertie : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement ;
- Une composante cognitive : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée ;
- Une composante sociale : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

La stratégie de déplacement d'une particule est illustrée dans la figure.III.3.

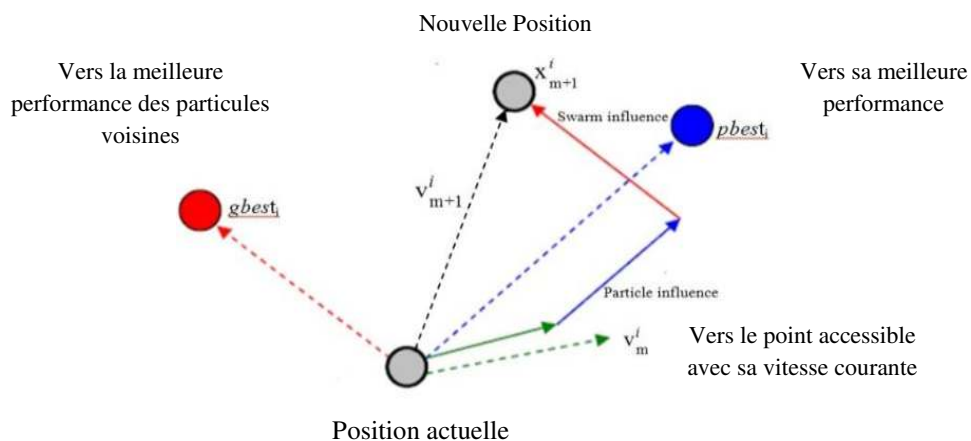


Fig.III.3: Déplacement d'une particule.

### III.2.6.3 Formalisation

Dans un espace de recherche de dimension  $D$ , la particule  $i$  de l'essaim est modélisée par son vecteur position  $\tilde{x}_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD})$  et par son vecteur vitesse  $\tilde{v}_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD})$ . La qualité de sa position est déterminée par la valeur de la fonction objective en ce point.

Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note  $\tilde{P}_{\text{best}i} = (p_{\text{best}i1}, p_{\text{best}i2}, \dots, p_{\text{best}iD})$ . La meilleure position atteinte par les particules de l'essaim est notée  $\tilde{G}_{\text{best}} = (g_{\text{best}1}, g_{\text{best}2}, \dots, g_{\text{best}D})$ . Nous nous référons à la version globale de PSO, où toutes les particules de l'essaim sont considérées comme voisines de la particule  $i$ , d'où la notation  $\tilde{G}_{\text{best}}$  (global best).

Au départ de l'algorithme, les particules de l'essaim sont initialisées de manière aléatoire/régulière dans l'espace de recherche du problème. Ensuite, à chaque itération, chaque particule se déplace, en combinant linéairement les trois composantes citées ci-dessus. En effet, à l'itération  $t + 1$ , le vecteur vitesse et le vecteur position sont calculés à partir de l'équation (III.5) et de l'équation (III.6), respectivement.

$$v_{i,j}^{t+1} = \underbrace{w \cdot v_{i,j}^t}_{\text{inertia}} + \underbrace{C_1 * \text{rand}_{1,i,j}^t * (p_{\text{best}_{i,j}}^t - x_{i,j}^t)}_{\text{personel influence}} + \underbrace{C_2 * \text{rand}_{2,i,j}^t * (g_{\text{best}_{i,j}}^t - x_{i,j}^t)}_{\text{social influence}} \quad (\text{III.5})$$

$$x_{i,j}^{t+1} = x_{i,j}^t + v_{i,j}^{t+1}, j \in \{1, 2, \dots, D\} \quad (\text{III.6})$$

Où  $w$  est une constante, appelée coefficient d'inertie ;  $c_1$  et  $c_2$  sont deux constantes, appelées coefficients d'accélération ;  $r_1$  et  $r_2$  sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans  $[0, 1]$ , à chaque itération  $t$  et pour chaque dimension  $j$ .

Les trois composantes mentionnées ci-dessus (i.e. d'inertie, cognitive et sociale) sont représentées dans l'équation (III.5) par les termes suivants :

- $w \cdot v_{i,j}^t$  correspond à la composante d'inertie du déplacement, où le paramètre  $w$  contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur ;
- $c_1 * \text{rand}_{1,i,j}^t [P_{\text{best}_{i,j}}^t - x_{i,j}^t]$  correspond à la composante cognitive du déplacement, où le paramètre  $c_1$  contrôle le comportement cognitif de la particule ;
- $c_2 * \text{rand}_{2,i,j}^t [g_{\text{best}_j}^t - x_{i,j}^t]$  correspond à la composante sociale du déplacement, où le paramètre  $c_2$  contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées et les deux vecteurs  $\tilde{P}_{\text{best}i}$  et  $\tilde{G}_{\text{best}}$  sont mis à jour, à l'itération  $t + 1$ , suivant les deux équations (III.7) (dans le cas d'une minimisation) et (III.8) (dans une version globale de PSO), respectivement.

Cette procédure est présentée dans l'Algorithme donné dans la figure (III.4), où N est le nombre de particules de l'essaim.

$$\dot{P}best_i(t+1) = \begin{cases} \dot{P}best_i(t), & \text{si } f(x_i(t+1)) \geq Pbest_i(t) \\ x_i(t+1), & \text{sinon} \end{cases} \quad (III.7)$$

$$\dot{G}best(t+1) = \left\{ \arg \min_{Pbest_i} f(\dot{P}best_i(t+1)), 1 \leq i \leq N \right. \quad (III.8)$$

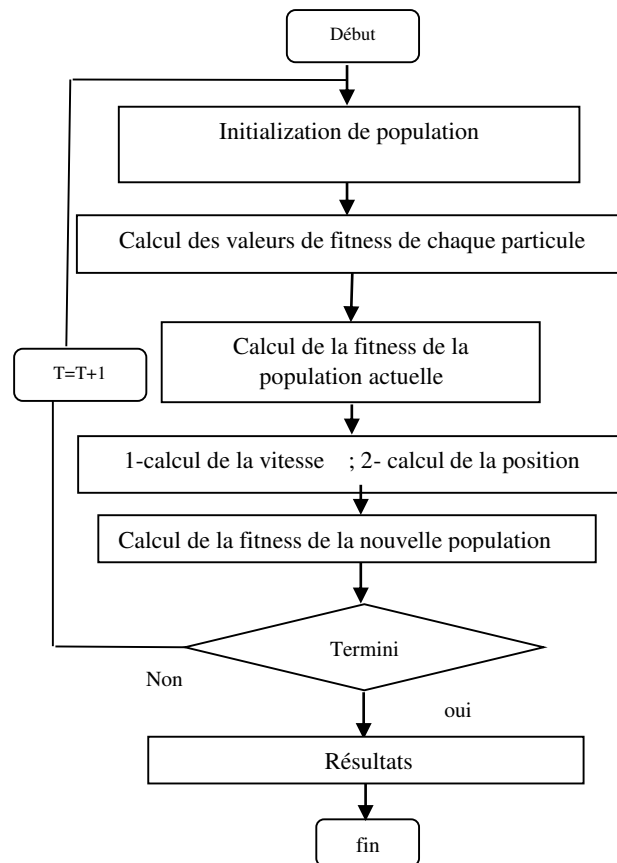


Fig.III.4: Algorithme d'optimisation par essaim de particule (PSO).

### III.2.7 Optimization par Algorithms Génétiques

#### III.2.7.1 Algorithmes Génétiques

Les algorithmes génétiques sont une technique très adaptée aux problèmes d'optimisation et de recherche d'extrémums dans un environnement complexe. Ils sont basés sur les processus génétiques des organismes biologiques qui font évoluer une population d'une génération à l'autre suivant le principe de la sélection naturelle aussi appelée « la survie du plus fort » évoquée par Charles Darwin. Par imitation de ce principe, les algorithmes génétiques sont capables de faire évoluer une population de solution très faible vers une population très performante [11].

John Holland fut le pionnier et l'architecte des algorithmes génétiques, le premier à présenter leurs qualités intéressantes pour la résolution des problèmes d'optimisation complexe. Compte à leurs fondements théoriques, ils furent exposés par Goldberg [1] [12] qui est également le premier à les avoir employés dans la résolution d'un problème réel.

### III.2.7.2 Principe des Algorithmes Génétiques

Dans les algorithmes génétiques (AG), l'auteur réalise une transposition artificielle des concepts régissant les organismes biologiques au niveau génétique, où chaque individu est représenté et identifié par un code constitué d'un nombre fini d'alphabets formant ce qu'on appelle «le chromosome ». L'ensemble des individus générés forment à leur tour une population au sein de laquelle, sévit une compétition à la survie et à la reproduction. Chaque individu détient un niveau de performance et d'adaptation aussi appelé « fitness de l'individu », c'est à base de cette fitness que les individus sont sélectionnés. Les plus performants sont maintenus pour être les géniteurs de la nouvelle population, tandis que les moins performants ont tendance à disparaître [3][11].

Le croisement plus connu sous le nom de reproduction, se fait par un simple mixage aléatoire des chromosomes parents donnant ainsi naissance à des enfants généralement plus performants. Mais certaines fois le patrimoine génétique de la population n'est pas correctement transmise aux enfants, entraînant ainsi l'apparition de nouvelles empreintes génétiques chez les enfants mutants, ce phénomène est appelé la mutation. Dans l'AG la mutation est provoquée aléatoirement dans les chromosomes des enfants avec une probabilité très faible, et ce en modifiant certaines allèles du chromosome [3][4].

Les algorithmes génétiques (AG), Ils sont composés d'un grand nombre d'unités élémentaires ou agents, qui sont dans notre cas des chromosomes. Ces agents traitent l'information le plus souvent de façon parallèle et distribuée. [12]

Ils interagissent entre eux d'une manière non-linéaire et sans contrôle central. Si l'environnement extérieur dans lequel ils baignent est capable de leur fournir une rétroaction, alors les agents et leurs interactions sont modifiés par des "opérateurs" de telle sorte que le système global s'adapte progressivement à son environnement et améliore sa réponse [3].

### III.2.7.3 Procédé d'implantation des AGs

La simplicité de mise en œuvre et l'efficacité constituent deux des caractéristiques les plus attrayantes de l'approche proposée par les AG. La mise en œuvre d'un algorithme génétique sollicite la disponibilité [4][11] :

1. D'une représentation génétique du problème, c'est-à-dire un codage approprié des solutions sous la forme de chromosomes. Cette étape associe à chacun des points de l'espace de recherche une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques ;
2. D'un mécanisme de génération de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car il peut prendre plus ou moins rapidement la convergence vers l'optimum global. Dans le cas où l'on ne connaît rien sur le problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche ;
3. D'une fonction d'évaluation pour mesurer la force de chaque chromosome ;
4. D'un mode de sélection des chromosomes à reproduire ;
5. Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace de recherche. L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace de recherche ;
6. Des valeurs pour les paramètres qu'utilise l'algorithme : taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités de croisement et de mutation.

#### **III.2.7.4 Paramètre des AGs**

En réalité, il n'existe pas de paramétrage universel pour la quantification de ce paramètre de dimensionnement. Cependant, certaines valeurs largement utilisées pour résoudre concrètement des problèmes, méritent d'être retenues :

- Taille de la population : entre  $N=30$  et  $50$  individus ;
- Taux de croisement : la probabilité de croisement est choisie entre  $[0.7 \quad 0.99]$  ;
- Taux de mutation : la probabilité de mutation est choisie entre  $[0.001 \quad 0.01]$ .

#### **III.2.7.5 Opérateurs des AGs**

#### **III.2.7.6 Le codage**

Le codage est une modélisation d'une solution d'un problème donné sous forme d'une séquence de caractères appelée chromosome où chaque caractère, dit aussi gène, représente une variable ou une partie du problème. La tâche principale consiste à choisir le contenu des

gènes qui facilite la description du problème et respecte ses contraintes [11]. La littérature définit deux types de codage : binaire et réel.

#### **a. Le codage binaire**

Le codage classique utilise l'alphabet binaire : [0, 1]. Dans ce cas le chromosome représente simplement une suite de 0 et de 1. Le codage binaire est également indépendant des opérateurs génétiques (croisement et mutation) du moment où ces derniers ne nécessitent aucune spécification. En effet, toute manipulation d'un chromosome donne naissance à un nouveau chromosome valide. Dans la pratique, le codage binaire peut présenter des difficultés. En effet, il est parfois très difficile ou très lourd de coder des solutions de cette manière. En outre, dans certain cas, la taille mémoire requise peut devenir prohibitive [4].

#### **b. Le codage réel**

Pour certain problèmes d'optimisation, il est plus pratique d'utiliser un codage réel des chromosomes. Un gène est ainsi représenté par un nombre réel au lieu d'avoir à coder les réels en binaire puis de les décoder pour les transformer en solutions effectives. Le codage réel permet d'augmenter l'efficacité de l'algorithme génétique et d'éviter des opérations de décodage supplémentaires. En effet, un chromosome codé en réel est plus court que celui codé en binaire [3].

### **III.2.7.7 Population initiale**

Une fois le codage choisi, une population initiale formée de solutions admissibles du problème doit être déterminée. Plusieurs mécanismes de génération de la population initiale sont utilisés dans la littérature. Le choix de l'initialisation se fera en fonction des connaissances que l'utilisateur a sur le problème. S'il n'a pas d'informations particulières, alors une initialisation aléatoire, la plus uniforme possible afin de favoriser une exploration de l'espace de recherche maximum, sera la plus adaptée. Mais dans d'autres cas, il est possible d'utiliser d'autres mécanismes. Par ailleurs, cette étape présente un problème principal qui est celui du choix de la taille de la population. En effet une population trop grande augmente le temps de calcul et demande un espace mémoire considérable, alors qu'une population trop petite conduit à l'obtention d'un optimum local [4].

### **III.2.7.8 La Sélection**

L'évaluation d'un individu ne dépend pas de celle des autres individus, le résultat fourni par la fonction d'évaluation va permettre de sélectionner ou de refuser un individu pour ne garder que les individus ayant le meilleur coût en fonction de la population courante : c'est

le rôle de la fonction de fitness. La Sélection permet de s'assurer que les individus performants seront conservés, alors que les individus peu adaptés seront progressivement éliminés de la population. En d'autres termes, elle permet, à partir d'un chromosome, de calculer le coût d'un point de l'espace de recherche, de quantifier numériquement la validité de la solution qu'il représente et de mesurer la santé et le degré d'adaptation d'un individu à son environnement. Il existe plusieurs méthodes de sélection, mais la plus connue est celle du tournoi : on tire deux individus aléatoirement dans la population et on reproduit le meilleur des deux dans la nouvelle population. On refait cette procédure jusqu'à ce que la nouvelle population soit complète. Cette méthode donne de bons résultats. D'autre part la phase de sélection ne crée pas de nouveaux individus dans la population. Ceci est le rôle des opérateurs de croisement et de mutation [3].

### III.2.7.9 Reproduction avec des opérateurs de croisement et de mutation

#### III.2.7.8.1 Opérateur de Croisement

Le croisement permet la création de nouveaux individus selon un processus fort simple. Il prend en entrée un couple d'individus parents P1 et P2 et renvoie un couple d'individus enfants E1 et E2 obtenus en choisissant aléatoirement un point de croisement (ou plusieurs points de croisement) dans les chromosomes et en recopiant dans le fils E1 les gènes de P1 jusqu'au point de croisement puis en complétant avec les gènes de P2. On effectue l'opération symétrique pour E2.

Voici deux méthodes de croisement classiques : le croisement en un point et le croisement en deux points. Notons qu'il existe une multitude de croisements en fonction de la nature du problème à traiter ; on pourrait aussi considérer le croisement en k points ou croisement uniforme.

##### a. Croisement en un point :

Considérons des chromosomes constitués de M bits. Initialement, on tire aléatoirement une position de croisement. On échange ensuite les deux sous chaînes terminales de chacun des deux chromosomes parents P1 et P2, ce qui produit deux nouveaux chromosomes enfants E1 et E2

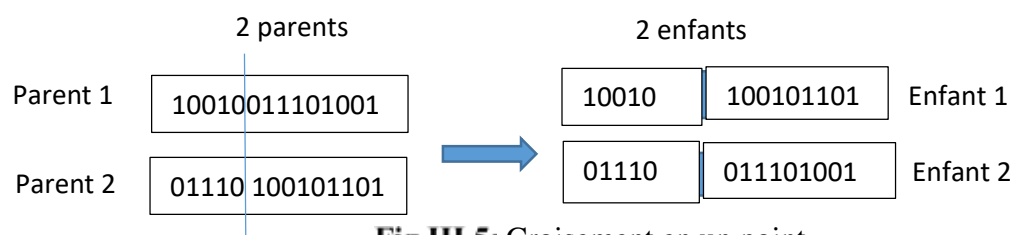
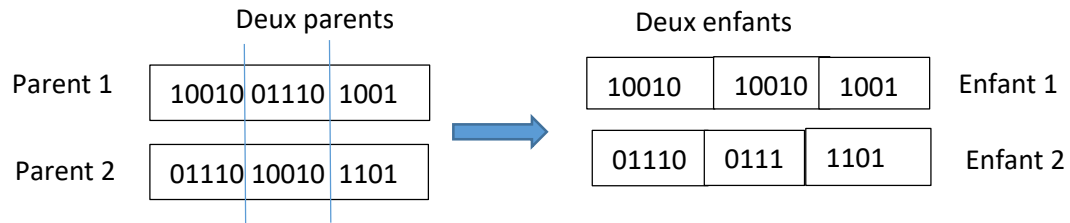


Fig.III.5: Croisement en un point

**b. Croisement en deux points :**

On choisit aléatoirement deux points de croisement. On échange ensuite les deux sous-chaînes situées entre les deux points de croisement de chacun des deux chromosomes parents P1 et P2, ce qui produit deux nouveaux chromosomes enfants E1 et E2.

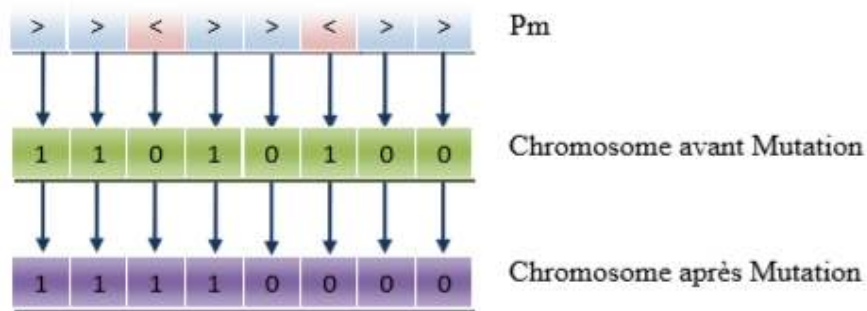


**Fig.III.6:** Croisement en deux-points

**III.2.7.8.2 Opérateur de Mutation :**

La mutation est un opérateur qui agit sur la population des enfants, son rôle est de garantir une diversité dans la population générée en introduisant de nouveaux gènes au patrimoine génétique de la population et ce avec une probabilité ( $P_m$ ) souvent très faible.

L'opérateur de mutation diffère suivant le type du codage utilisé, ainsi dans le codage binaire la mutation est très simple à élaborer, il suffit de compléter à 1 toutes les allèles des chromosomes des enfants pour qui, la probabilité est inférieure à ( $P_m$ ). Figure III.7 donne un exemple illustratif pour la mise en œuvre de cet opérateur. [11][12]



**Fig.III.7:** Principe de la mutation binaire

L'opérateur de mutation modifie donc de manière complètement aléatoire, les caractéristiques d'une solution, ce qui permet d'introduire et de maintenir la diversité au sein de notre population de solutions. Cet opérateur joue le rôle d'un "élément perturbateur", il introduit du "bruit" au sein de la population.

**III.2.7.10 Critère d'arrêt**

Déterminer l'arrêt d'un processus génétique est l'une des difficultés majeures de l'approche génétique. En effet, si l'on excepte le cas des problèmes artificiels, on ne sait jamais si l'on a trouvé l'optimum. Dans la pratique, l'utilisateur déclare un nombre de

générations maximum. La recherche peut également être stoppée lorsque tous les individus d'une même population sont des copies d'un même individu. On dit alors qu'il y a "perte de diversité génétique" [1][12].

### III.2.7.11 Organigramme de la procédure l'algorithme génétique

Le schéma suivant résume les étapes de l'algorithme génétique :

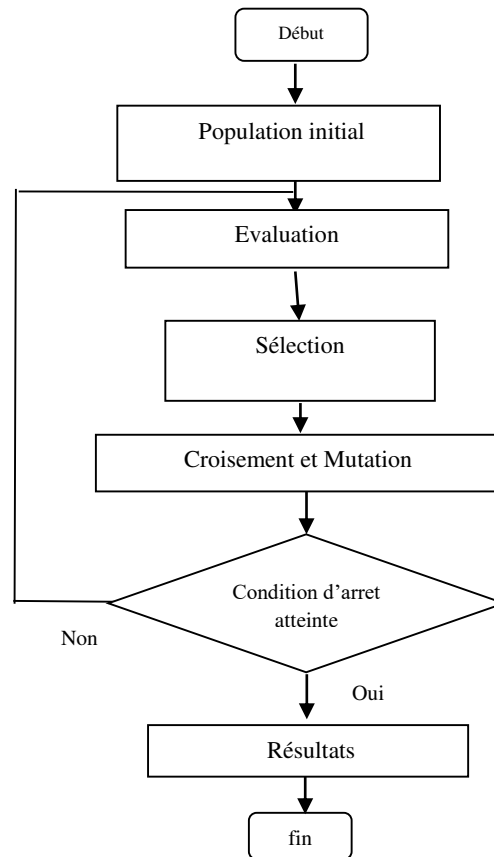


Fig.III.8: Organigramme de l'algorithme génétique

### III.2.7.12 Développement d'un algorithme génétique pour le réglage PI flou

Un système a été choisi, et un contrôleur PI flou a été conçu à l'aide de méthodes conventionnelles. Un algorithme génétique a ensuite été créé pour évaluer les coefficients PI-flou du même système et les résultats des deux techniques ont été comparés.

Un algorithme génétique recherche alors, la ou les extrêmes (minimum ou maximum) d'une fonction définie sur un espace des données.

## III.3 Commande par Logique Flou Type-1

### III.3.1 Introduction

Le terme flou peut avoir différentes significations, qui varient selon le contexte d'intérêt, mais le concept de base de cet adjectif passe toujours par le vague, incertain. La

logique floue a été introduite en 1930 par le philosophe Jan Lukasiewicz. Ce dernier a proposé l'utilisation de l'intervalle  $[0, 1]$  pour indiquer le degré de véracité d'une proposition.

En 1937, le philosophe Max Black a défini le premier ensemble flou et a décrit quelques idées de base des opérations d'ensembles flous.

C'est ainsi que Zadeh (1965) a introduit le concept d'ensembles flous afin de capturer, représenter et traiter de manière formelle des informations vagues, imprécises ou ambiguës - généralement inhérente au langage humain et les convertir en un format numérique, pour le traitement informatique. Ainsi les vérités précédemment limitées dans la logique nébuleuse gagnent l'imprécision d'introduire d'autres marges de classification auparavant négligées, qui peuvent être exprimées linguistiquement comme "vérité", "plus de vérité", "fausse", et "très fausse" où chaque terme linguistique est interprété comme un sous-ensemble flou dans l'intervalle unitaire. Ainsi, la logique floue décrit une solution de façon beaucoup plus détaillée et graduelle, en réduisant la perte d'information et en fournissant un résultat aussi proche que possible de la réalité du problème [25].

De plus, on sait que les systèmes réels sont par nature bruyants et non linéaires, et que tout élément du système peut contribuer avec des incertitudes. Donc, l'incertitude est une partie inhérente des systèmes d'inférence floue (SIF) utilisés dans des applications réelles. Les sources d'incertitude suivantes peuvent être présentes dans un (SIF) [24] [25] :

- **Imprécision linguistique (flou)**

L'imprécision linguistique est l'incertitude sur la signification des mots utilisés antécédents et conséquents des règles linguistiques.

- **Conflit**

Le conflit est un type d'incertitude qui se produit lorsque différents résultats peuvent être obtenus pour la même règle, cela se produit lorsque la connaissance est extraite d'un groupe d'experts qui ne sont pas entièrement d'accord.

- **Imprécision numérique**

L'imprécision numérique est l'incertitude causée par un manque d'information ou par bruits présents dans l'information qui active le système d'inférence flou (SIF) qui sont utilisés pour ajuster ses paramètres.

Ainsi toutes ces incertitudes relèvent de l'utilisation du système flou traditionnel, appelé par Zadeh à partir de 1975, système flou type-1, qui ne convient pas pour modéliser directement de telles incertitudes car leurs fonctions d'appartenances sont exactes, ou la

valeur retournée par une fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-1 est un nombre réel.

Cette caractéristique a été une source de critique depuis le début des ensembles flous parce que les fonctions d'appartenance d'un ensemble flou type-1 ne présentent pas l'incertitude qui leurs sont associées, ce qui semble contredire le mot «flou», puisque le mot a connotation d'incertitude.

### III.3.2 Théorie des Ensembles Flous Type 1 (Principe et Définition)

Dans cette théorie, les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques de la forme "Si ...Alors...".

Un ensemble flou  $A$  sur un univers de discours  $U$  ( collection d'objets ou de valeurs notés par " $x$ ", qui peut contenir des valeurs continues ou discrets) est caractérisé par une fonction  $\mu_A(x)$  qui prend des valeurs appartenent dans l'intervalle  $[0, 1]$  est appelée fonction d'appartenance. Elle peut être formulée comme suit:

$$\begin{aligned} \mu_A : U &\rightarrow [0, 1] \\ u &\rightarrow \mu_A(u) \end{aligned}$$

Et elle peut être définie mathématiquement par la forme suivante :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\} \tag{III.9}$$

Cet ensemble flou est une généralisation d'un sous ensemble ordinaire ou sa fonction d'appartenance prend que les deux valeurs 0 ou 1. En logique floue un élément peut résider dans plus qu'un ensemble à des degrés d'appartenances différents. Ceci ne peut se produire dans la théorie des ensembles ordinaires. [23][29][38]

Puisque l'univers de discours  $U$  est un ensemble continu ou discret, le sous ensemble flou  $A$  s'écrit généralement comme suit :

$$A = \begin{cases} \int_U \mu_A(x) / x & \text{si } U \text{ est continu} \\ \sum_{x_i \in U} \mu_A(x_i) / x_i & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases} \tag{III.10}$$

Dans ces deux équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points  $x \in U$  avec leur fonction d'appartenance  $\mu_A(x)$ . [23]

### III.3.3 Fonctions d'Appartenance

Un ensemble flou est défini par ces fonctions d'appartenance, elles peuvent prendre n'importe quelle forme, les formes les plus couramment utilisées sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes. [36][37][38]

#### III.3.3.1 Fonction d'Appartenance Trapézoïdale $A = (a, b, c, d)$

Elle est définie par quatre paramètres a, b, c, d qui déterminent les coordonnées des apex du trapèze :

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right)\right) \quad (\text{III.11})$$

Où :

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < a \\ 1 & \text{si } b \leq x \leq c \\ \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b \\ \frac{x-d}{c-d} & \text{si } c \leq x \leq d \\ 0 & \text{si } x > d \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Si  $b = c$ , nous obtenons une fonction d'appartenance triangulaire.

#### III.3.3.2 Fonction d'Appartenance Triangulaire, $A = (a, b = c, d)$

Elle est définie par trois paramètres a, b=c, d, qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{d-x}{d-c}\right)\right), \quad b = c \quad (\text{III.13})$$

Où :

$$\mu_A(x; a, b = c, d) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < a \\ \frac{a-x}{a-(b=c)} & \text{si } a \leq x \leq b = c \\ \frac{x-d}{(b=c)-d} & \text{si } b = c \leq x \leq d \\ 0 & \text{si } x > d \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

### III.3.3.3 Fonction d'Appartenance Exponentielle par Morceaux

$$\mu(x; c_g, c_d, w_g, w_d) = \begin{cases} \exp\left(-\left(\frac{x - c_g}{2w_g}\right)^2\right) & \text{si } x < c_g \\ \exp\left(-\left(\frac{x - c_d}{2w_d}\right)^2\right) & \text{si } x > c_d \\ 1 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Où  $c_g$  et  $c_d$  sont les limites gauche et droite, respectivement ; et  $w_g, w_d$  sont les largeurs gauche et droite, respectivement. Pour  $c_g = c_d$  et  $w_g = w_d$ , la fonction d'appartenance gaussienne est obtenue. [28][38]

### III.3.3.4 Fonction d'Appartenance Gaussienne

Elle définit par deux paramètres  $\sigma$  et  $m$ . Où  $m$  est le centre de la gaussienne et  $\sigma$  sa largeur.

$$\mu(x; m, \sigma) = \exp\left(-\frac{(x - m)^2}{(2\sigma)^2}\right) \quad (\text{III.16})$$

### III.3.3.5 Fonction d'Appartenance Singleton

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

### III.3.3.6 Fonction Sigmoidale

Elle est définie par deux paramètres  $a$  et  $c$ , la figure III.9 (f) représente la fonction sigmoïde. [37]

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x - c))} \quad (\text{III.18})$$

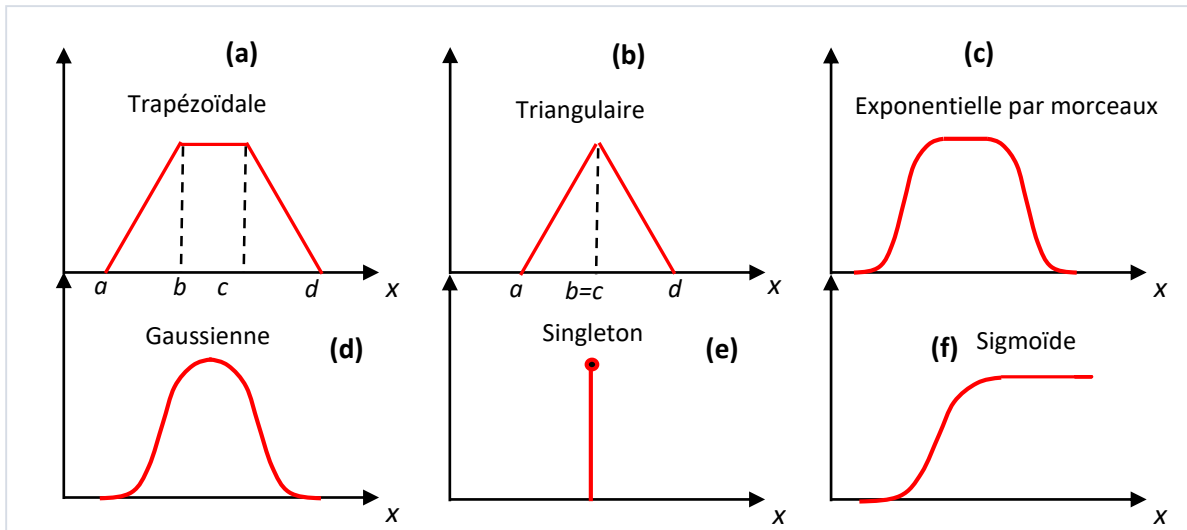


Fig.III.9: Différentes Formes des Fonctions d'Appartenance

### III.3.4 Propriétés des Ensembles Flous

Un sous ensemble flou est caractérisé par un noyau, un support et une hauteur, figure III.10. [23][35][37]

#### III.3.4.1 Support

Le support d'un ensemble flou  $A$ , noté  $Supp(A)$  est l'ensemble des éléments qui sont dans  $A$  tel que :

$$Supp(A) = \{x \in U, \mu_A(x) > 0\} \quad (III.19)$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé "singleton flou".

#### III.3.4.2 Hauteur

La hauteur d'un ensemble flou  $A$ , noté  $h(A)$  est la valeur maximale atteinte sur le support de  $A$  (borne supérieure de la fonction d'appartenance), elle est défini de la manière suivante :

$$h(A) = \max_{x \in U} \mu_A(x) \quad (III.20)$$

#### III.3.4.3 Noyau

Le noyau d'un ensemble flou  $A$  ( $Noy(A)$ ) est l'ensemble de tous les éléments qui lui appartiennent, tel que :

$$Noy(A) = \{x \in U, \mu_A(x) = 1\} \quad (III.21)$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce dernier est appelé la valeur modale de  $A$ .

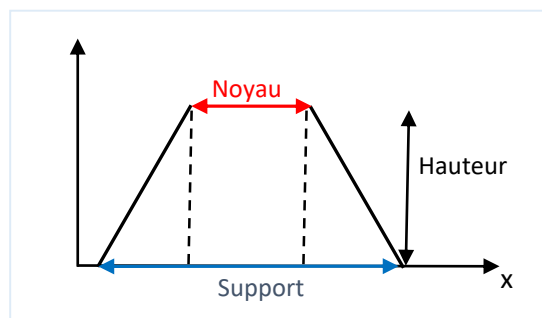


Fig.III.10: Format d'un Ensemble Flou Normalisé

### III.3.5 Opérations sur les ensembles flous

Une définition de l'union floue mène à la fonction d'appartenance [26] [28].

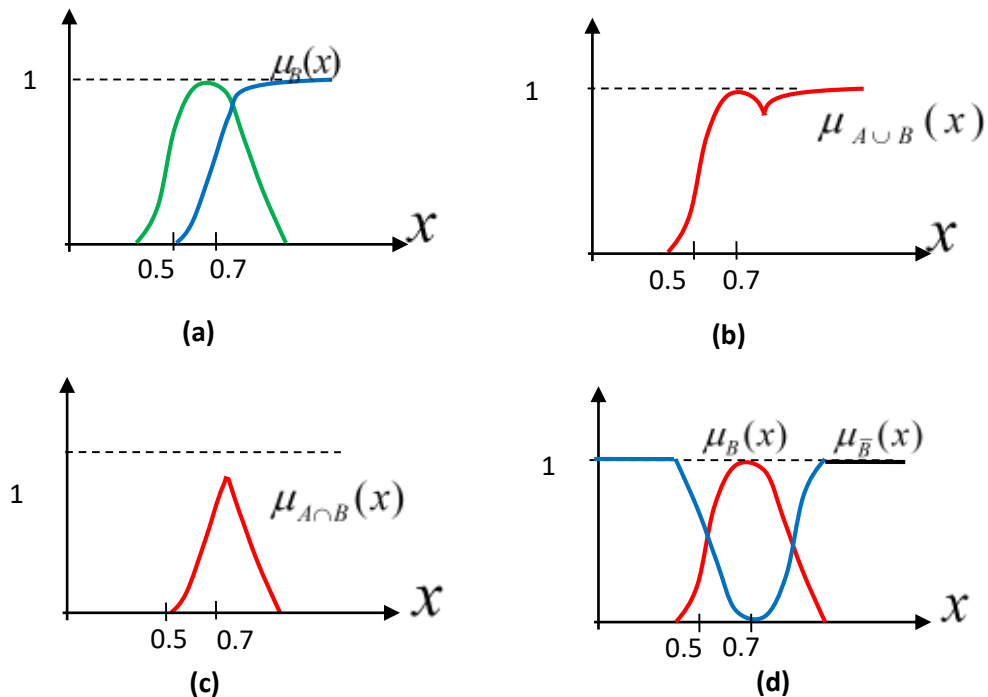
$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (III.22)$$

Une autre définition de l'intersection floue mène à la fonction d'appartenance :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.23})$$

Et pour la complémentation on a :

$$\mu_{\bar{B}}(x) = 1 - \mu_B(x) \quad (\text{III.24})$$



**Fig.III.11:** Fonctions d'appartenance associées à A et B.

(a) :  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$ , (b) :  $\mu_{A \cup B}(x)$ , (c) :  $\mu_{A \cap B}(x)$  et (d) :  $\mu_{\bar{B}}(x)$

### III.3.6 Variables Linguistiques

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases. [23] [27]

Chaque variable linguistique est caractérisée par  $\{x, U, T(x)\}$  tel que :

- $x$  est le nom de la variable ;
- $U$  est l'univers de discours associé avec la valeur de base ;
- $T(x)$  est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre  $x$ .

Pour une seule variable de  $x$ , avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les variables linguistiques correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

- NG : Négative Grande ;
- NM : Négative Moyenne ;

- NP : Négative Petite ;
- ZE : Zéro Environ ;
- PP : Positive Petite ;
- PM : Positive Moyenne ;
- PG : Positive Grande.

### III.3.7 Les règles floues

Afin de comprendre mieux un procédé réel et prévoir son évolution au cours du temps, on le représente par un modèle mathématique qui décrit l'interaction entre les entrées, les sorties et les perturbations agissant sur le procédé. Ce modèle permettra la synthèse des structures de commande. Toutefois, lorsque la caractérisation mathématique d'un procédé est difficile, la manipulation des informations à la fois imprécises et entachées d'incertitudes sur ce procédé à l'aide d'un langage naturel est plus facile. La théorie des sous-ensembles flous nous permet la manipulation de données de nature linguistique et facilite la formulation des règles pour décrire le comportement du procédé. Dans la littérature des ensembles flous, plusieurs approches peuvent être envisagées pour déterminer ces règles ; dans le cas d'un système simple, la méthode utilisée est l'extraction des connaissances de l'opérateur humain qui consiste à énoncer directement les règles par des experts dans la commande de processus ou bien à se servir d'un jeu de données entrées-sorties représentatif du comportement de l'opérateur humain [29].

La connaissance de l'expert sur le procédé est souvent traduite avec des règles sous la forme “ **Si** < Prémisse (antécédents) > **Alors** < Conclusion (conséquences) > ”.

L'apport le plus essentiel de la logique floue est le fait que ces règles sont susceptibles de représenter l'imprécis si les prémisses et les conclusions sont exprimées avec des mots du langage naturel. En logique floue, une règle simple se formalise de la façon suivante :

$$\text{IF } \underbrace{u \text{ is } A}_{\text{Prémisse}} \text{ THEN } \underbrace{v \text{ is } B}_{\text{conclusion}}$$

Avec A et B sont des termes linguistiques correspondants à des ensembles flous définis sur leurs univers de discours respectifs U et V. u et v sont deux variables linguistiques prenant leurs valeurs linguistiques sur U et V.

En fonction de la syntaxe des règles, deux classes de modèles flous peuvent être distinguées :

- Les modèles flous à conclusion fonctionnelle dits modèles de Takagi-Sugeno [30].

- Les modèles flous à conclusion symbolique dits modèles linguistiques ou modèles de Mamdani [31].

### III.3.8 Commande par logique floue de la MASDE

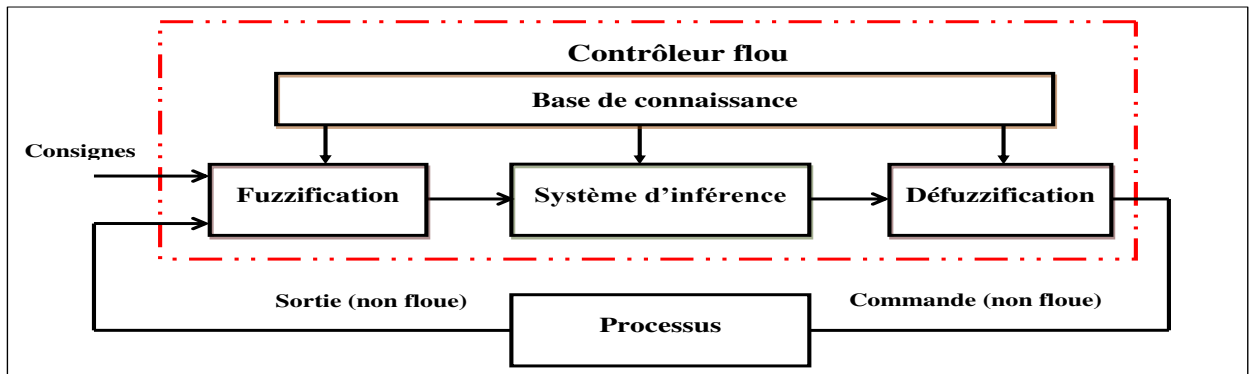
La commande floue a pour but de gérer automatiquement un processus en fonction d'une consigne, par action sur des variables de commande [34][35], elle possède des caractéristiques et des avantages intrinsèques qui sont :

- Le non nécessite d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;
- L'utilisation de connaissance ;
- La simplicité de définition et de conception ;
- La robustesse de la commande et la possibilité de commande non linéaire.

#### III.3.8.1 Contrôleurs flous type-1

Les grandeurs de sortie d'un processus à commander et éventuellement d'autres mesures déterminantes pour saisir l'évolution dynamique du processus ainsi que les consignes définissent les variables d'entrée du contrôleur flou. Les variables de sortie de ce contrôleur sont les commandes à appliquer au processus.

Le contrôleur flou est constitué de 4 blocs principaux (figure III.12) : la base de connaissance, le système d'inférence, l'interface de fuzzification et l'interface de défuzzification. La base de connaissance est composée d'une base des données et d'une base de règles. La base des données contient des faits de la forme :  $x$  et  $A$  pour les variables linguistiques d'entrée et de sortie du contrôleur flou. La base des règles contient des propositions de la forme : *IF  $x_1$  is  $A_1$  and  $x_2$  is  $A_2$ , THEN  $y$  is  $B$* . Le système d'inférence est capable de raisonner à partir des informations contenues dans la base de connaissance et de faire des déductions. Si  $B$  est une valeur linguistique, le contrôleur est dit de type Mamdani. Si  $B$  est une valeur numérique ou une équation mathématique, alors le contrôleur est dit de type Takagi-Sugeno. [29]



**Fig.III.12:** Structure générale d'un système basé sur le contrôleur flou.

Un contrôleur flou passe généralement par les étapes suivantes :

- Choix de la stratégie de fuzzification ;
- Etablissement de la base de règles ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

### III.3.8.2 Base de données

Le choix approprié des variables d'état du processus et des variables de contrôle est essentiel pour caractériser un système flou. De plus, la sélection des variables linguistiques a un effet important sur les performances d'un système flou. Durant cette étape de sélection, l'expérience et la connaissance de l'ingénieur jouent un rôle important. En particulier, le choix des variables linguistiques et leurs fonctions d'appartenance à une grande influence sur la structure de système flou [32] [33].

Pratiquement la base de données contient les fonctions d'appartenances des variables linguistiques des prémisses et des conséquences.

### III.3.8.3 Processus d'entrée (Fuzzification)

Les variables d'entrée et de sortie choisies pour modéliser ou commander un système sont des grandeurs numériques. L'étape de fuzzification consiste à transformer ces grandeurs réelles en variables linguistiques en vue d'un traitement d'inférence. Ainsi, à chaque variable d'entrée et de sortie est associé des ensembles caractérisant les termes linguistiques pris par ces variables. Ces termes seront utilisés pour écrire les règles d'inférence.

Le choix des formes des fonctions d'appartenance est arbitraire. Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes des fonctions d'appartenance, les

résultats sont pratiquement similaires en boucle fermée. La forme la plus fréquemment utilisée en commande floue est la forme triangulaire. Le nombre de fonctions d'appartenance est généralement impair et se répartissent autour de zéro. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous. Le choix du nombre dépend de la précision souhaitée. Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes [29].

Donc, l'opération de fuzzification réalise une transformation d'un point ordinaire (classique)  $\underline{x} = (x_1, \dots, x_n)^T \in U$  vers un ensemble flou  $A'$  dans  $U$ . Il existe deux choix possibles de fuzzification :

- **Fuzzification type singleton** :  $A'$  est un singleton flou dont le support est  $\underline{x}$ , c.-à-d.,  $\mu_{A'}(x') = 1$  pour  $\underline{x}' = \underline{x}$  et  $\mu_{A'}(x') = 0$  pour tout  $\underline{x}' \neq \underline{x}$  ;
- **Fuzzification type non-singleton** :  $A'$  est lui-même un ensemble flou non singleton. Ce type de fuzzification est utilisé lorsque l'entrée est perturbée par un certain bruit.

#### III.3.8.4 Base de règles

Une base de règles floues est une collection de règles qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie. La description de la commande se fait par l'intermédiaire de ces règles qui ont la forme suivante

$$R^{(j)} : \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^j \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_n^j, \text{ THEN } y \text{ is } B^j \quad (\text{III.25})$$

Où  $A_i^j$  et  $B^j$  sont des ensembles flous dans  $U_i \subset R^n$  et  $V \subset R$ , respectivement, et  $\underline{x} = (x_1, \dots, x_n)^T \in U_1 \times \dots \times U_n$  et  $y \in V$  sont des variables linguistiques. Soit  $M$  le nombre de règles floues IF-THEN dans la base de règles c.-à-d.  $j = 1, 2, \dots, M$  dans l'équation (III.25).  $x$  et  $y$  sont l'entrée et la sortie du système flou, respectivement.

#### III.3.8.5 Méthode d'inférence floue

Elle permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande et se fait par les opérations d'inférence floue et l'agrégation des règles..

Soit la règle suivante : *IF*  $x$  *is*  $A$  *THEN*  $y$  *is*  $B$ , l'inférence peut être exprimée mathématiquement par l'expression suivante :  $\mu_B'(x) = I(\mu_A(x_\theta), \mu_B(y))$  ou  $I$  désigne l'opérateur d'inférence.

Il existe d'autres possibilités pour exprimer les inférences, à savoir par description linguistique, par matrice d'inférence ou par tableau d'inférence. Deux approches d'inférence sont couramment utilisées :

- Implication de Mamdani :  $\mu'_B(x) = \min(\mu_A(x_0), \mu_B(y))$  ;
- Implication de Larsen :  $\mu'_B(x) = \mu_A(x_0) * \mu_B(y)$ .

Pour générer une conclusion à partir de l'ensemble des règles actives, on procède à une agrégation de ces règles par un opérateur disjonctif. Ce qui revient à lier les règles par un opérateur OU.

### III.3.8.6 Processus de sortie ( Défuzzification)

Le traitement des règles d'inférence fournit une valeur floue. L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles en une grandeur de commande précise à appliquer au processus.

Donc, l'opération de défuzzification réalise une transformation d'un ensemble dans  $V$  vers une valeur ordinaire (non floue)  $y \in V$ . Dans la littérature, il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération telle que la moyenne des maxima, le centre des aires, le centre des maxima.

Un système flou type Takagi-Sugeno est un système dont les règles sont comme suit :

$$R^{(j)} : \text{IF } x_1 \text{ est } A_1^j \text{ et } x_2 \text{ est } A_2^j \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^j \quad (III.26)$$

$$\text{THEN } y = b_{j,0} + b_{j,1} x_1 + b_{j,2} x_2 + \dots + b_{j,n} x_n$$

$$j = 1, 2, \dots, M$$

$A_1^j, A_2^j, \dots, A_n^j$  sont les ensembles flous des prémisses,  $b_{j,i}$   $i = 1, 2, \dots, n$  sont les coefficients de la  $j^{eme}$  conséquence linéaire, et  $y^i$  la sortie numérique de la  $j^{eme}$  règle flou où  $j \in [1, M]$ .

La valeur numérique de la sortie de ce modèle est donnée par [31]:

$$y = \sum_{j=1}^M \bar{y}^j \left( \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right) / \sum_{j=1}^M \left( \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right) \quad (III.27)$$

Tel que :

$$\omega_j = \mu_{A_1}(x_1) \cdot \mu_{A_2}(x_2) \dots \mu_{A_n}(x_n) \quad (III.28)$$

Ou bien :

$$\omega_j = \min \{ \mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n) \} \quad (III.29)$$

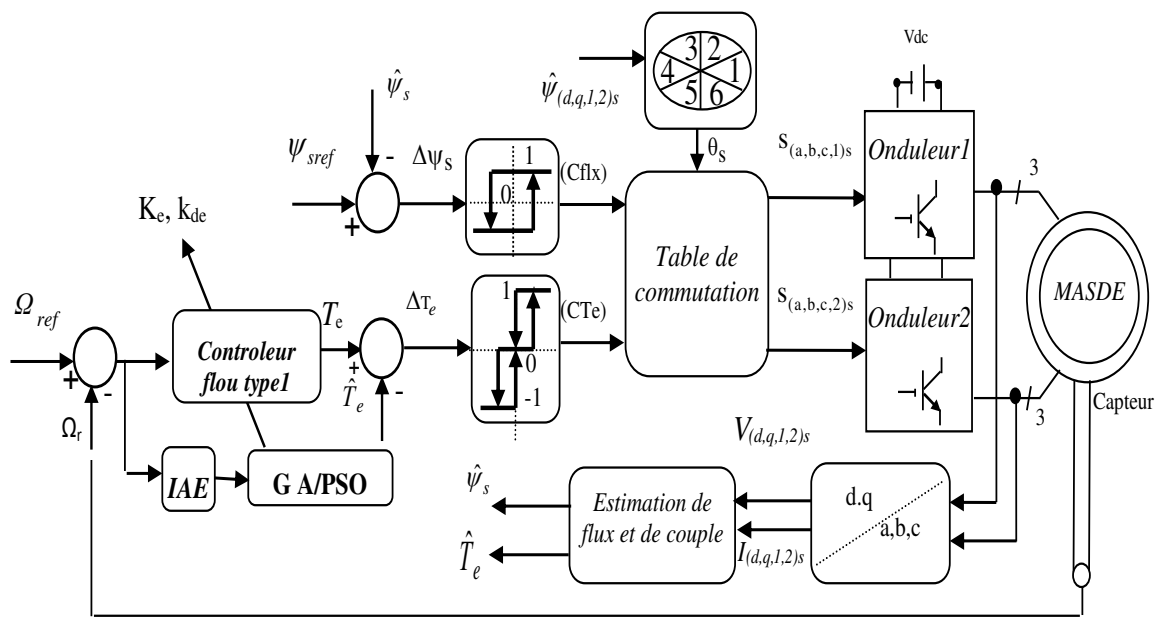
Où  $\omega_j$  est le degré d'activation de la  $j^{eme}$  règle flou.

Lorsque  $b_{j,i} = 0$  dans (III.26) pour  $i = 1, 2, \dots, n$ , le système est dit (Modèle flou TS d'ordre zéro) ou système flou à conséquence singleton. Donc la valeur numérique de la sortie sera donnée par [27] :

$$y = \frac{\sum_{j=1}^M \omega_j b_j}{\sum_{j=1}^M \omega_j} \quad (III.30)$$

### III.4 Commande DTC-Flou-Type-1-PSO/AG pour réglage de la vitesse de la MASDE

La régulation de la vitesse de la MASDE par la commande floue est présentée dans la figure.III.13. Le régulateur flou produit un couple de référence qui sera injecté comme une entrée au bloc de la commande DTC qui fournit le couple référence à la table de commutation



**Fig.III.13:** Diagramme illustratif du DTC basé sur GA ou PSO proposé pour le contrôle de la vitesse de la MASDE.

#### III.4.1 Application du PSO et AG pour l'optimisation des gains du régulateur flou type1

La figure III.14 et la figure III 15 montrent l'organigramme des deux contrôleurs GA-DTC-MASDE flous et PSO-DTC-MASDE flous.

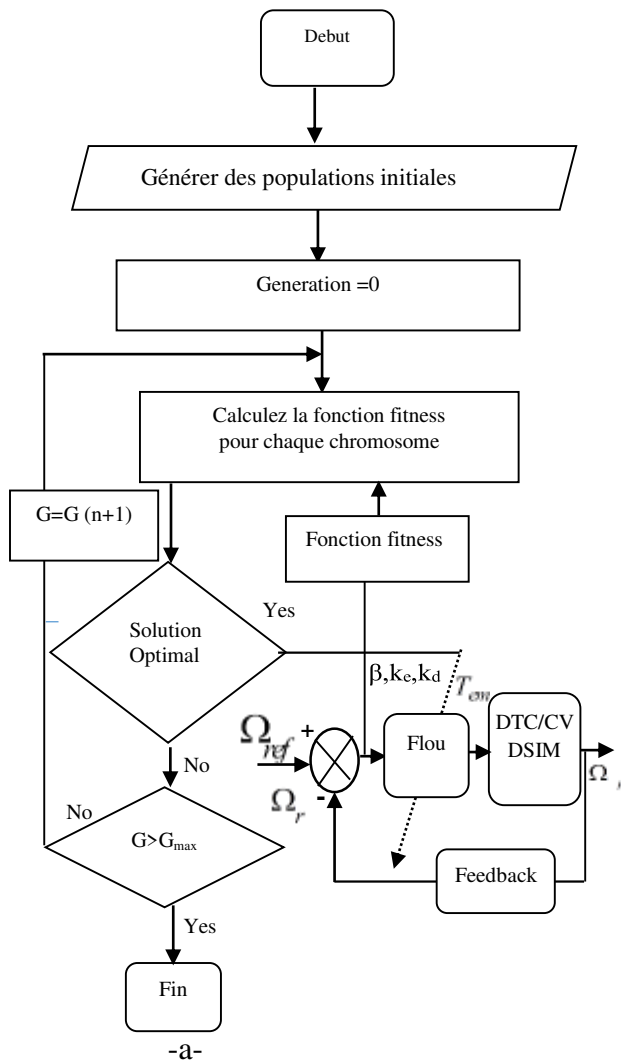


Fig.III.14: -a- Organigramme pour F- GA-DTC-MASDE.

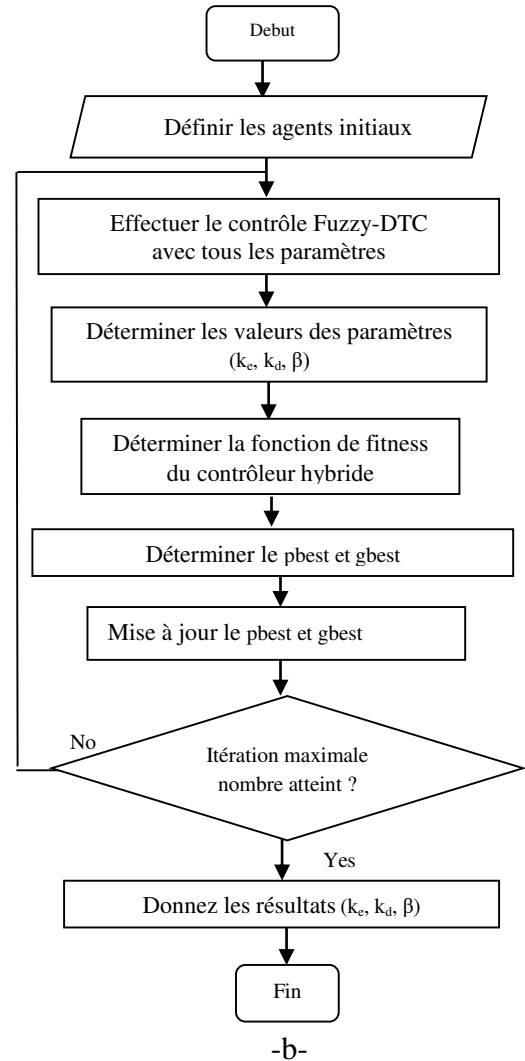


Fig.III.15: -b- Organigramme pour F- PSO-DTC-MASDE.

### III.4.2 Étapes de base du PSO

Les différentes étapes de l'algorithme PSO sont établies comme suit.

- **Première étape:** on définit les valeurs du facteur d'inertie  $w$  avec  $C1 = C2$  représentant les constantes de l'algorithme PSO qui doit optimiser les trois paramètres principaux,  $K_e$ ,  $K_d$  et  $\beta$  du contrôleur flou, et en déduire la valeur optimale de la recherche d'essaim ;
- **Deuxième étape :** Nous avons choisi au hasard un espace de recherche d'agents "50" en adoptant  $(x_{i1}, x_{i2}, x_{i3})$  et  $(v_{i1}, v_{i2}, v_{i3})$  comme première prédiction de la vitesse, pour atteindre la fonction optimale  $pbest1$  ;
- **Troisième étape :** effectuer l'algorithme PSO avec  $n$  itérations, pour trouver la meilleure position "gbest" de la fonction fitness. Le tableau 3 (annexe) montre les

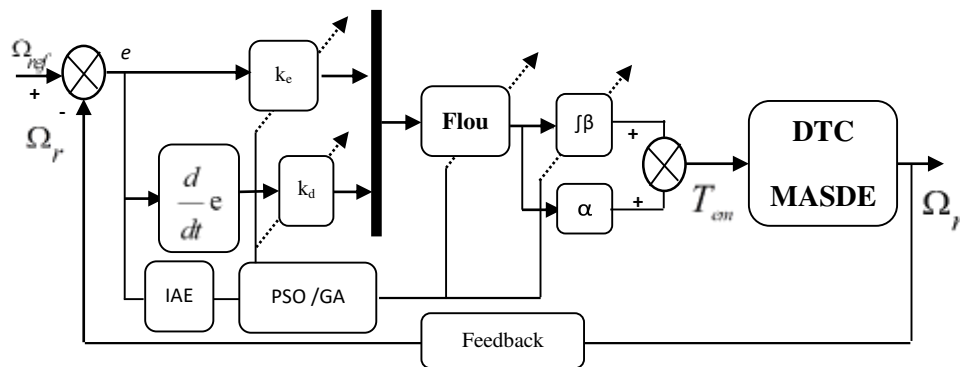
paramètres du PSO. L'organigramme du PSO-DTC-MASDE flou est schématisé sur la figure III.15.

### III.4.3 Optimisation des gains du régulateur PI-Flou

Dans cette partie, nous allons entamer une optimisation du régulateur PIF, en calculant ses gains en utilisant les algorithmes génétiques et le PSO pour le régulateur PI-Flou de la vitesse. Les valeurs obtenues seront utilisées à la place des valeurs trouvées par tâtonnement.

Cette fois-ci, nous devons chercher le minimum de l'écart entre la vitesse de référence et la vitesse réelle de la MASDE.

#### III.4.3.1 Conception du régulateur flou pour l'optimisation des gains

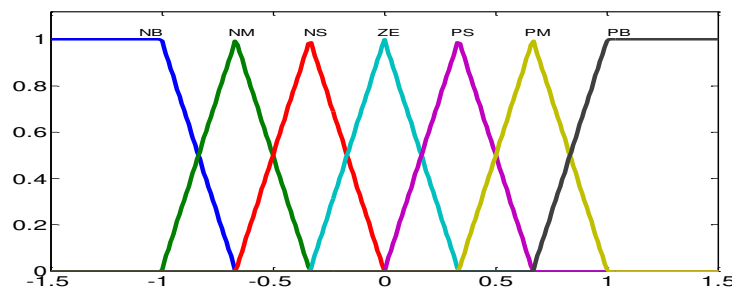


**Fig.III.16:** Diagramme schématique basé sur l'optimisation des gains et les fonctions d'appartenance du contrôleur PI-Flou de vitesse.

La conception et la mise en œuvre d'un régulateur flou passe par les processus non linéaires suivants :

#### III.4.3.2 Fuzzification

La fuzzification consiste à transformer l'erreur de vitesse et sa variation en sept valeurs linguistiques NG (négatif grand), NM (négatif moyen), NP (négatif petit), ZE (zéro environ), PP (positif petit), PM (positif moyen), PG (positif grand). Ces termes linguistiques prendront des fonctions d'appartenance de type triangulaire comme le montre la figure .III.17.



**Fig.III.17:** Fonctions d'appartenance de l'erreur  $e_c$  et sa variation  $de_c$ .

### III.4.3.3 Inférence floue pour le couple

La figure.III.18 présente les fonctions d'appartenance la variation de la commande  $\Delta C_{em}$ .

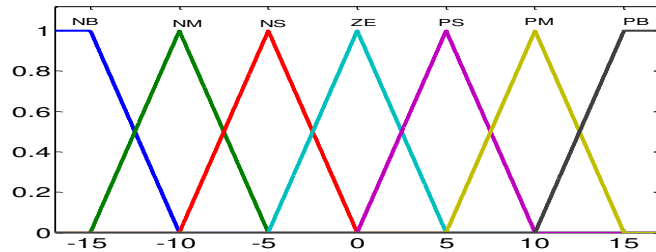


Fig.III.18: Fonctions d'appartenance de la sortie  $\Delta C_{em}$ .

### III.4.3.4 Fuzzification par les fonctions d'appartenance optimisée

Les valeurs linguistiques prendront des fonctions d'appartenance de type triangulaire comme le montre la figure III.20.

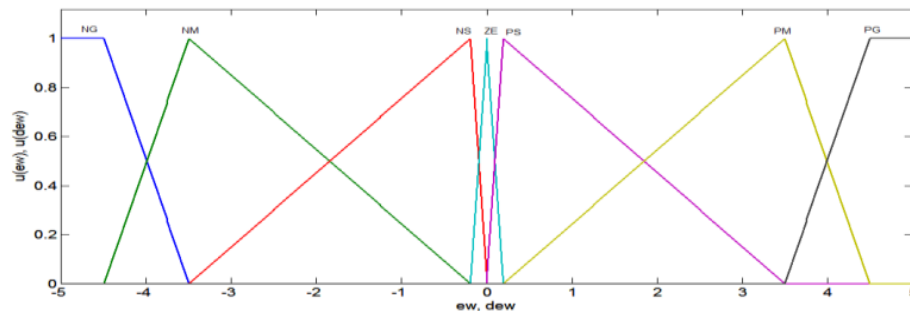


Fig.III.19: Fonctions d'appartenance optimisée. De l'erreur  $e_c$  et sa variation  $de_c$  et de couple  $\Delta C_{em}$ .

### III.4.3.5 Défuzzification

Pour exprimer la commande en valeur réelle interprétable par l'utilisateur, on utilise la méthode de la moyenne pondérée représentée par l'équation suivante [10] [20] [21] :

$$du = \frac{\sum_{j=1}^m \mu(\Delta C_{emj}) \Delta C_{emj}}{\sum_{j=1}^m \mu(\Delta C_{emj})} \quad (III.31)$$

### III.4.3.6 Structure de contrôle

A chaque instant, les gains de sortie sont modifiés suivant l'état de la MASDE. Le calcul de ce facteur est basé sur des règles floues indépendantes exprimées par l'erreur de la vitesse et sa variation. La fonction qui sert de liaison entre ces trois paramètres est représentée par le tableau III-1 [18][36] [26].

**Tableau. III.1 :** Table d'inférence du facteur de sortie

$\Delta C_{em}$		$de_c$						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$e_c$	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

La connaissance du gain de sortie et la variation de commande permettent à cette dernière de générer la valeur du couple électromagnétique de référence qui doit être appliqué suivant cette relation :

$$C_{em}^*(k) = C_{em}^*(k-1) + (\beta G_s) * \Delta C_{em} \tag{III.32}$$

Le couple électromagnétique doit être limité par la relation suivante [29] :

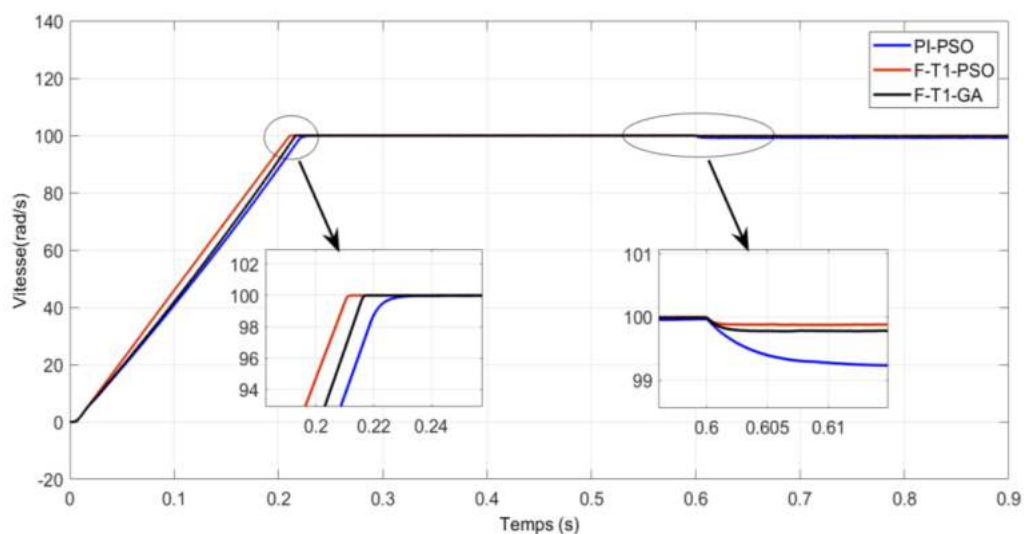
$$C_{max} = 35 \text{ N.m}$$

$$C_{em}^*(k) = \begin{cases} C_{em}^*(k) & \text{si } C_{max} \leq C_{em}^*(k) \leq C_{max} \\ C_{max} & \text{si } C_{em}^*(k) > C_{max} \\ -C_{max} & \text{si } C_{em}^*(k) < -C_{max} \end{cases} \tag{III.33}$$

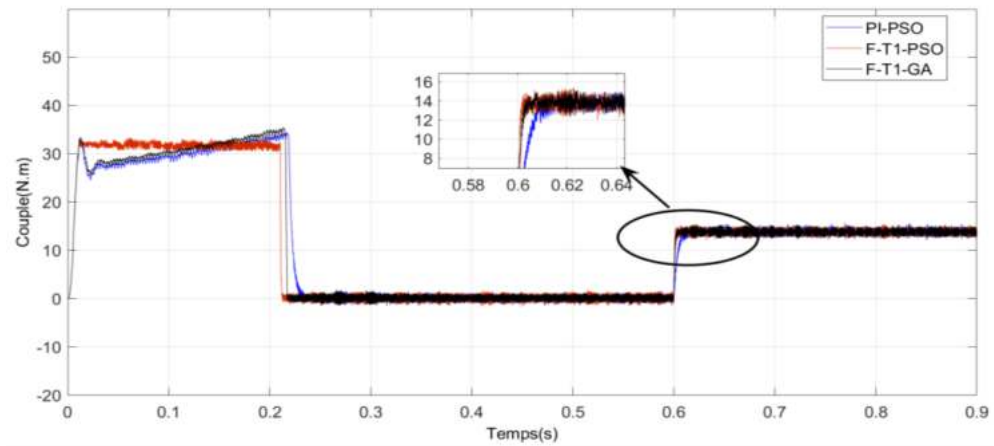
### III.4.4 Résultats d'optimisation des gains du PI-Flou

#### III.4.4.1 Comparaison des résultats obtenus par l'algorithme PSO et GA

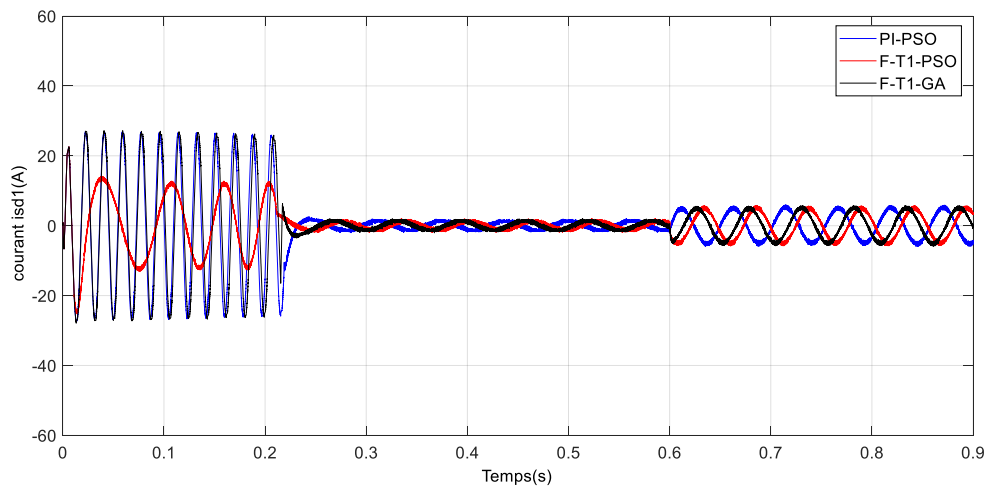
En appliquant l'optimisation des gains du régulateur PI-flou de la vitesse obtenue par les deux algorithmes d'optimisation, nous aboutissons au résultat suivant :



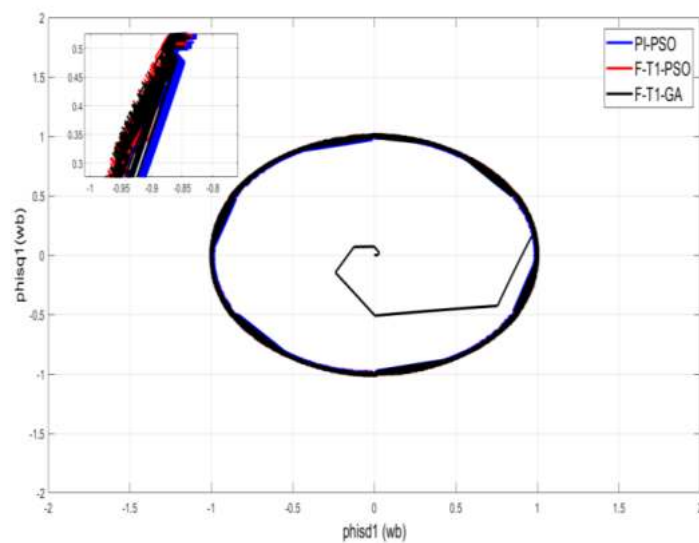
**Fig.III.20:** Résultats de simulation pour la régulation de vitesse des trois contrôleurs.



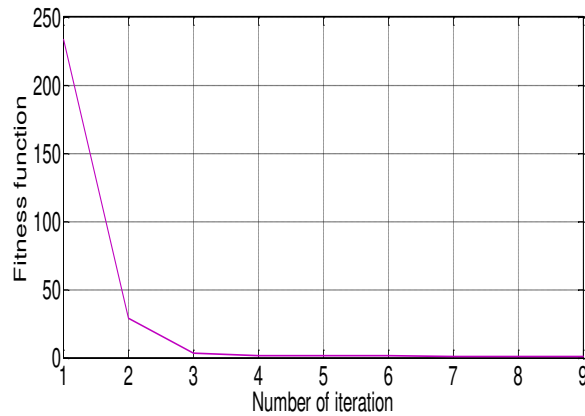
**Fig.III.21:** Résultats de simulation du couple des trois stratégies.



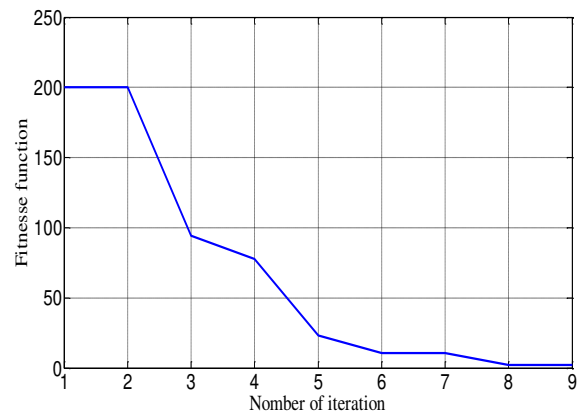
**Fig.III.22:** Courant statorique dans le stator 1 pour system DTC et DTC classique.



**Fig.III.23** Trajectoire du flux statorique  $\phi_{sd1}$ ,  $\phi_{sq1}$



-a-



-b-

**Fig.III.24** -a- fonction Fitness relative à flu-PSO.

**Fig.III.25** -b- fonction Fitness relative à flu-GA.

Les résultats ont été obtenus par le programme de simulation Matlab dont les paramètres du MASDE représentés dans le tableau 7 dans annexe. Les paramètres de simulation DTC sont la bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à  $\pm 0,25$  Nm et celle du comparateur de flux à  $\pm 0,05$  Wb.

Sur la figure III.21, la vitesse contrôlée par les trois contrôleurs est présentée. Lorsque le MASDE fonctionne à 100 rad / s sous un couple de charge de 14 Nm, il est appliqué à  $t = 0,6s$ .

On peut voir que l'utilisation du contrôleur Flou-PSO donne de bonnes performances, rejette très rapidement la perturbation de charge, un temps de stabilisation court et sans dépassement et avec un régime permanent réduit, contrairement à un contrôleur Flou-GA où la vitesse a subi un léger rejet qui est plus visible avec un contrôleur hybride PID-PSO. Pour une analyse plus détaillée des résultats, les performances de chaque contrôleur sont également analysées via Integral Squared Error (ISE), Integral Absolute Error (IAE) et Integral Time Squared Error (ITSE). Considérez le tableau III.2 qui montre la comparaison des indices de performance. Il est observé à partir des résultats que l'algorithme flu-PSO fournit des performances satisfaisantes

Sur la figure.III.22, le couple électromagnétique produit par le MASDE, contrôlé par DTC-PID-PSO, flu-PSO et flu-GA, est présenté. On note que l'ondulation n'est pas la même pour les trois techniques. Il est clair que les DTC-PID classiques ont deux problèmes : l'erreur d'état stable et l'ondulation à couple élevé. D'autre part, le Flou-PSO corrige l'erreur d'état stationnaire et réduit l'ondulation du couple. Néanmoins, le Flou-GA est moins bon.

Sur la figure.III.23, on peut observer que les courants sont sinusoïdaux et que l'ondulation de courant a également une réduction notable du contrôleur PSO flou par rapport aux autres contrôleurs. Les résultats révèlent que l'algorithmme PSO flou est le mieux adapté pour le réglage du gain PID.

Enfin, les figures .III.24 et III.25 résument l'évolution de la fonction fitness en fonction du nombre d'itérations. Il convient de mentionner que la méthode Flou-DTC-PSO surpasse la méthode Flou-DTC-GA en précision (voir tableau III.2) et en taux de convergence

**Tableau.III.2.** Comparaison de l'Indice de Performance.

Régulateurs	IAE	ISE	ITSE
PI-DTC-PSO	0.5473	0.1498	0.1348
F-T1-DTC-GA	0.4416	0.0975	0.0877
F-T2-DTC-PSO	0.2072	0.0215	0.0193

### III.5 Conclusion

Dans ce chapitre deux techniques d'optimisation, a été utilisé et exploité. En effet, une application de la logique floue pour la commande DTC, a été explorée. Pour les deux types d'algorithmes d'optimisation utilisés,

Les performances de la machine ont été visualisées premièrement en fonctionnement normal, les résultats de simulation ont montré que la régulation de vitesse de la MASDE par la commande PSO-floue est plus efficace par rapport à la commande classique PI en termes de rapidité, de suivi de la vitesse de référence et de rejet des perturbations

Dans ce chapitre, aussi une étude comparative entre le DTC-PI conventionnel, le DTC-F-T1-GA et le DTC-F-T1-PSO ont été présentée pour le contrôleur de vitesse du MASDE. Les résultats des simulations montrent une amélioration de la réalisation du contrôle du couple, y compris l'ondulation, la réduction des erreurs en régime permanent et une performance satisfaisante avec l'utilisation du contrôleur PSO flou. De plus, l'efficacité des algorithmes proposés est évaluée et justifiée à partir des indices de performance IAE, ISE et ITSE. Cet algorithmme convient donc aux applications nécessitant une grande précision de suivi lorsque des perturbations externes se produisent.

## Bibliographie

- [1] H. Garg « A hybrid PSO-GA algorithm for constrained optimization problems ». *Applied Mathematics and Computation*, 2016, 274(2): 1292–1305.
- [2] B. L. G. Costa, C. L. Graciola, B. A. Angélico, A. Goedel, & Castoldi, M. F, « Metaheuristics optimization applied to PI controllers tuning of a DTC-SVM drive for three-phase induction motors », *Applied Soft Computing*, 62, 776–788, 2018.
- [3] N. Bounar , S. Labdai , A. Boulkroune , « PSO-GSA based fuzzy sliding mode controller for DFIG-based wind turbine ISA Transactions », Vol. 85, 2018.
- [4] A. Zemmit S. Messalti A. Harragab, « A new improved DTC of doubly fed induction machine using GA-based PI controller », *Ain Shams Engineering Journal* ,Vo.9, No 4, 2018, 1877-1885.
- [5] G. Boukhalfa, S. Belkacem, A. Chikhi, S. Benagoune, « Genetic algorithm and particle swarm optimization tuned fuzzy PID controller on direct torque control of dual star induction motor », *Journal of central south univ* 2019.
- [6] G. Boukhalfa, S. Belkacem, A. Chikhi, S. Benagoune, « Direct torque control of dual star induction motor using a fuzzy-PSO hybrid approach » *Applied Computing and Informatics*, Elsevier, 2018.
- [7] S. Mahfoudhi, M.d Abdallah Khodja, F. Omar Mahroogi , « A Second-Order Sliding Mode Controller Tuning Employing Particle Swarm Optimization » , *International Journal of Intelligent Engineering and Systems* 13(3), 2020.
- [8] S. Jiang ,Z. Ji , Y. Shen, « A Novel Hybrid Particle Swarm Optimization and Gravitational Search Algorithm for Solving Economic Emission Load Dispatch Problems with Various Practical Constraints », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 55, pp.628–644, 2019.
- [9] K. Premkumar, B. Manikandan , « Speed control of brushless DC motor using bat algorithm optimized adaptive neuro-fuzzy inference system », *Applied Soft Computing*, vol. 32, pp. 403–419, 2015.
- [10] N. Farah , M.H.N Talib , Z. Ibrahim , M. Azri , Z. Rasin , « Self-tuned output scaling factor of fuzzy logic speed control of induction motor drive », *7th IEEE International Conference on System Engineering and Technology*, 2–3 October Malaysia, 2017.

- [11] S. Zemmit, A. Messalti, A. Harrag, « A new improved DTC of doubly fed induction machine using GA-based PI controller ». *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 8, no. 4, pp. 481–706, 2017.
- [12] H. Garg, « A hybrid PSO-GA algorithm for constrained optimization problems », *Applied Mathematics and Computation*, vol. 274, pp. 1292–1305, 2016.
- [13] R. Eberhart, J. Kennedy, « A new optimizer using particles swarm theory », *Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science*, Japan, pp.39–43. 1995.
- [14] O.P. Bharti, R.K. Saket, S.K Nagar. « Controller design for doubly fed induction generator using particle swarm optimization technique », *Renewable Energy*, vol. 114, pp. 1394-1406, 2017.
- [15] B. Allaoua , B. Gasbaoui , B. Mebarki , « Setting up PID DC motor speed control alteration parameters using particle swarm optimization strategy », *Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies* , vol.14 ,pp. 19-32, 2009.
- [16] M. Gecic, M. Kapetina, D. Marcetic, « Energy Efficient Control of High Speed IPMSM Drives - A Generalized PSO Approach », *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol.16, no.1,pp. 27-34, 2016.
- [17] P. Nammalvar, S. Ramkumar « Parameter Improved Particle Swarm Optimization Based Direct-Current Vector Control Strategy for Solar PV System », *Advances in Electrical and Computer Engineering*, Vol. 18, No.1, 2018.
- [18] P. Swagat, b.m. Kanungo, d. Debiprasanna, « A hybrid self-tuned fuzzy controller for indirect vector controlled induction generator », *India Conference 2012 Annual IEEE*. India: IEEE, 2012: 614–619. DOI: 10.1109/.2012.
- [19] E.H. Mamdani, « Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant », *Proc. IEEE*, vol.121, no.12, pp.1585–1588, 1974.
- [20] Z. Tir, O.P Malik, A.M Eltamaly, « Fuzzy logic based speed control of indirect field oriented controlled double star induction motors connected in parallel to a single six-phase inverter », *Electric Power Systems Research*, vol. 134, pp.126–133, (2016).
- [21] N. Ouanjli , S. Motahhir , A. Derouich , A. El Ghzizal , Ali Chebabhi , Mohammed Taoussi, « Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller », *Energy Reports* 5 (2019) 271–279.
- [22] N. El Ouanjli, A. Derouich, A. El Ghzizal, et al. « Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives » A review. *Prot Control Mod Power Syst* 4, 11 (2019).

- [23] I. S. Shaw; M. G. Simões, « Model-based Fault Diagnosis in Dynamic Systems Using Identification Techniques. », 999.
- [24] J. M. Mendel, « Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions », Ed. Prentice Hall, USA, 2000.
- [25] K. Chafaa, « Structure d'Identification et de Commande des Systèmes non Linéaires Basées sur les Techniques Floues», Thèse de doctorat, Université de Batna ,2006.
- [26] A. Zadah, « Fuzzy set, Information and control » ,vol.8, pp.338-354, 1965.
- [27]B. Kosko, « Neural network and fuzzy system, a dynamical systems approach to machine intelligence», prectice Hall, 1992.
- [28]A. Ghani El Ougli, « Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs », Thèse de doctorat, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès- Maroc ,2009
- [29] S. Meroufel, A. Massoum, A. Bentaallah, Wira P (2017), « Double star induction motor direct torque control with fuzzy sliding mode speed controller », Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn.etEnerg. 62: 31–35
- [30]L.A. Zadeh, « The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning », Information Science, Part. I (8) pp. 199-249, Part II (8) pp. 301- 357, Part III (9) pp. 43-80, 1975.
- [31]K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed, « Fuzzy Modeling using Kalman Filter », IET Control theory and applications, Vol. 1, N° 1, pp. 58-64, 2007.
- [32]B.B. Meunier, « La logique floue et ces applications », Addison, 1995.
- [33]H. Buhler « Réglage par logique floue », presse polytechnique et universitaires romande, 1992.
- [34]N. Liang, N. Karnik et J. M. Mendel, « Connection admission control in ATM networks using survey-based type-2 fuzzy logic systems », IEEE Trans. Syst., vol. 30, no. 3, pp. 329-339, Aug. 2000.
- [35]L.A. Zadeh, « Fuzzy sets, fuzzy loqic and fuzzy systems», World Scientific Publishing 1996.
- [36] N. Ghadimi, « A new hybrid algorithm based on optimal fuzzy controller in multi-machine power system. »Complexity, 2015, 21(1): 78-93.
- [37]J. M. Mendel, « Fuzzy logic systems for engineering: A tutorial », IEEE proceedings, vol. 83, no. 3, pp. 345-377, Mar. 1995.
- [38]B. Kosko, « Neural networks and fuzzy systems, a dynamical systems approach to machine intelligence », Prentice Hall, 1992.

## ***Chapitre IV***

---

### ***Commande DTC-Floue Type-2 de la MASDE.***

#### ***Apport des Algorithmes d'Optimisations***

---

#### **IV.1 Introduction**

Les systèmes flous sont constitués par un ensemble de règles. La connaissance utilisée pour construire ces règles est d'une nature incertaine. Cette incertitude mène alors à obtenir des règles dont les prémisses ou les conséquences soient incertaines, ce qui donne des fonctions d'appartenance incertaines. Les systèmes flous type-1 (F-T1) dont les fonctions d'appartenances sont des ensembles flous type-1, sont incapables de prendre en compte de telles incertitudes de règles. Nous introduisons dans ce qui suit une nouvelle classe de systèmes flous appelée système flou type-2 (F-T2) dans laquelle les valeurs d'appartenance des prémisses ou des conséquences sont elles-mêmes des ensembles flous type-1. Les ensembles flous type-2 sont très efficaces dans les circonstances où il nous est difficile de déterminer exactement les fonctions d'appartenance pour les ensembles flous ; par conséquent, ils sont très efficaces pour l'incorporation des incertitudes.[1][4]

On considère que la sortie d'un système flou type-1 correspond à la valeur moyenne d'une densité de probabilité. Donc, nous pouvons considérer que la defuzzification pour un système flou de type-1 est équivalente au calcul de la moyenne d'une fdp. La variance nous fournit une mesure de dispersion autour de la valeur moyenne, et elle est généralement utilisée pour considérer plus d'informations concernant les incertitudes statistiques. Par conséquent, les systèmes flous ont aussi besoin d'une certaine mesure de dispersion pour leur permettre de tenir compte des incertitudes de règles. La logique floue de type-2 permet d'introduire ces mesures de dispersion. [2][3]

Dans ce qui suit, nous allons considérer la logique floue type-2, et présenter tous les points clefs de cette technique. Le concept des ensembles flous type-2 a été introduit par Zadeh [11], comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire appelé ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est à dire, la valeur d'appartenance (degré d'appartenance) de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans  $[0, 1]$ . De tels ensembles peuvent être utilisés dans les situations où nous

avons de l'incertitude sur les valeurs d'appartenance elles-mêmes. L'incertitude peut être soit dans la forme de la fonction d'appartenance ou dans l'un de ses paramètres.

Considérons la transition des ensembles ordinaires vers les ensembles flous. Lorsque nous ne pouvons pas déterminer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1, on utilise les ensembles flous type-1. De même, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans  $[0, 1]$ , on utilise alors les ensembles flous type-2. Donc, idéalement, nous aurons besoin d'utiliser des ensembles flous type-2 pour compléter la représentation de l'incertitude. Bien sûr, nous ne pouvons pas réaliser cela pratiquement, parce que nous devons utiliser des ensembles flous de type fini. De ce fait, les ensembles flous type-1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude, alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre. [3]

## IV.2 Ensembles flous Type 2

La théorie des ensembles floue type-2 a été introduite par Lotfi Zadeh en 1975 comme une extension de l'ensemble flou type-1. Son émergence est liée à l'insuffisance de la théorie des ensembles flous traditionnels dans la modélisation des incertitudes inhérentes à la définition des fonctions d'appartenance des antécédents et des conséquents dans un système d'inférence floue.

Les fonctions d'appartenance à un ensemble flou type-1 sont bidimensionnelles, alors que les fonctions d'appartenance des ensembles flous type-2 sont tridimensionnelles. C'est cette troisième dimension des ensembles flou type-2 qui permet un degré de liberté supplémentaire qui permet de modéliser directement ces incertitudes, et dans cette troisième dimension le degré d'appartenance pour chaque élément de cet ensemble est un nombre flou dans l'intervalle  $[0,1]$  ; en plus de ce degré de liberté supplémentaire, nous avons encore l'incertitude dans l'ensemble flou primaire, limitée par les fonctions d'appartenances supérieure et inférieure [6][13][14].

Donc, la théorie des ensembles flous de type 2, modélise l'incertitude découlant de la signification des mots. Bien que la fonction d'appartenance de type 2 soit aussi complètement précise, elle est composée d'un point d'incertitude (FLOU) qui permet à l'incertitude d'être exploitée par le système en fonction des règles floues.

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

• **Ensemble flou type-2 trapézoïdal**

$$\overline{\mu_A(x; a, b, c, d)} = \begin{cases} 0 & \text{si } x < a \\ 1 & \text{si } b \leq x \leq c \\ \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b \\ \frac{x-d}{c-d} & \text{si } c \leq x \leq d \\ 0 & \text{si } x > d \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

$$\overline{\mu_A(x; a, b, c, d)} = \begin{cases} 0 & \text{si } x < (a + \alpha) \\ (1 - \alpha) & \text{si } b \leq x \leq c \\ (1 - \alpha) \frac{x - (a + \alpha)}{b - (a + \alpha)} & \text{si } (a + \alpha) \leq x \leq b \\ (1 - \alpha) \frac{x - (d - \alpha)}{c - (d - \alpha)} & \text{si } c \leq x \leq (d - \alpha) \\ 0 & \text{si } x > (d - \alpha) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

- **Ensemble flou type-2 gaussien** : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 gaussien dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle  $[0,1]$  ;

$$\overline{\mu(x; m, \sigma)} = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{(2\sigma)^2}\right) \quad (\text{IV.3})$$

$$\overline{\mu(x; m, \sigma)} = (1 - \alpha) \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{(2\sigma)^2}\right) \quad (\text{IV.4})$$

- **Ensemble flou type-2 triangulaire** : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble flou type-1 triangulaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle  $[0,1]$  ;

$$\overline{\mu_A(x; a, b = c, d)} = \begin{cases} 0 & \text{si } x < a \\ \frac{a-x}{a-(b=c)} & \text{si } a \leq x \leq b = c \\ \frac{x-d}{(b=c)-d} & \text{si } b = c \leq x \leq d \\ 0 & \text{si } x > d \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

$$\underline{\mu}_A(x; a, b = c, d) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < a \\ (1-\alpha) \frac{(a+\alpha) - x}{(a+\alpha) - (b=c)} & \text{si } (a+\alpha) \leq x \leq b=c \\ (1-\alpha) \frac{x - (d-\alpha)}{(b=c) - (d-\alpha)} & \text{si } b=c \leq x \leq (d-\alpha) \\ 0 & \text{si } x > (d-\alpha) \end{cases} \quad (IV.6)$$

- **Ensemble flou type-2 intervalle** : Le degré d'appartenance de chaque point est un ensemble ordinaire dont le domaine de définition est inclus dans l'intervalle  $[0,1]$  . Dans ce cas, les appartenances secondaires sont égales à 1.

### IV.3 Terminologie de la logique floue type-2

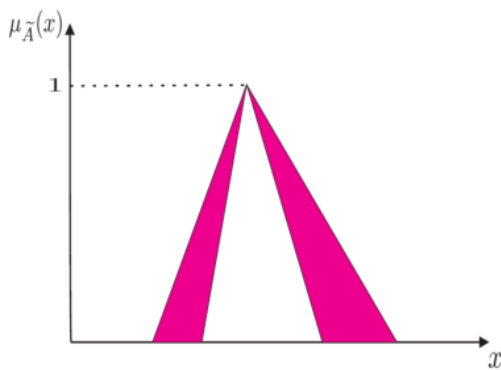
- **Définition 1**

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

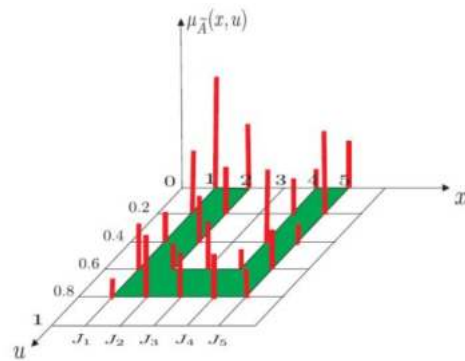
$$\ddot{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_A(x, u) / (x, u) \quad J_x \subseteq [0, 1] \quad (IV.7)$$

Où  $\int \int$  dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur  $x$  et  $u$  avec  $0 \leq \mu_A(x, u) \leq 1$ .

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



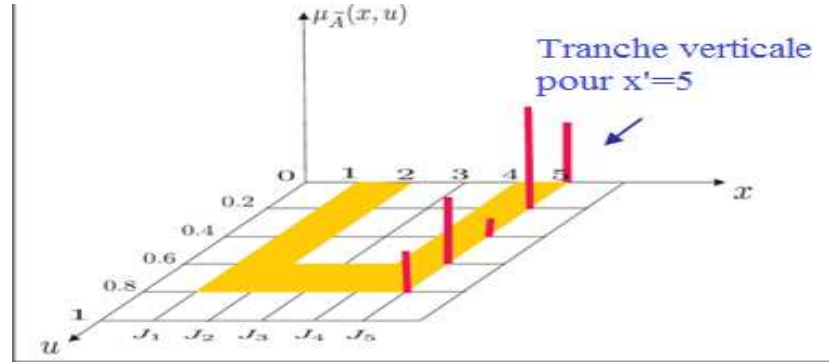
**Fig.IV.1:** Fonction d'appartenance triangulaire d'un ensemble flou type 2, représentation bidimensionnelle



**Fig.IV.2:** Fonction d'appartenance trapézoïdale d'un ensemble flou type 2, représentation tridimensionnelle [14]

- **Définition 2**

A chaque valeur de  $x$ , notée  $x=x'$ , le plan 2 dimensionnel dont les axes sont  $u$  et  $\mu_A(x',u)$  est appelé tranche verticale (vertical slice) de  $\mu_A(x,u)$ , la figure (IV.3) montre la tranche verticale pour  $x'=5$ . Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de  $\mu_A(x,u)$ .



**Fig.IV.3:** Tranche verticale pour  $x'=5$  [14]

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

$$\mu_{\dot{A}}(x=x',u) * \mu_{\dot{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(u) / u \quad J_{x'} \subseteq [0,1] \quad (IV.8)$$

Où  $0 \leq f_{x'}(u) \leq 1$ . Puisque  $\forall x'$ , ce  $x'$  va appartenir à  $X$ , c.-à-d.  $x' \in X$ , alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par  $\mu_{\dot{A}}(x)$  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 (IV-8), on peut écrire  $\ddot{A}$  sous la forme suivante :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / \forall x \in X\} \quad (IV.9)$$

Où sous la forme :

$$A = \int_{x \in X} \mu_A(x) / x = \int_{x \in X} \left[ \int_{u \in J_x} f_x(u) / u \right] / x \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (IV.10)$$

Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle **sur la figure (IV.4)**, [10] [16] [17].

- **Définition 3**

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

- **Définition 4**

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

- **Définition 5**

Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont toutes les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de formes intervalles, c.-à-d.  $f_x(u) = 1, \forall u \in J_x \subseteq [0,1], \forall x \in X$ .

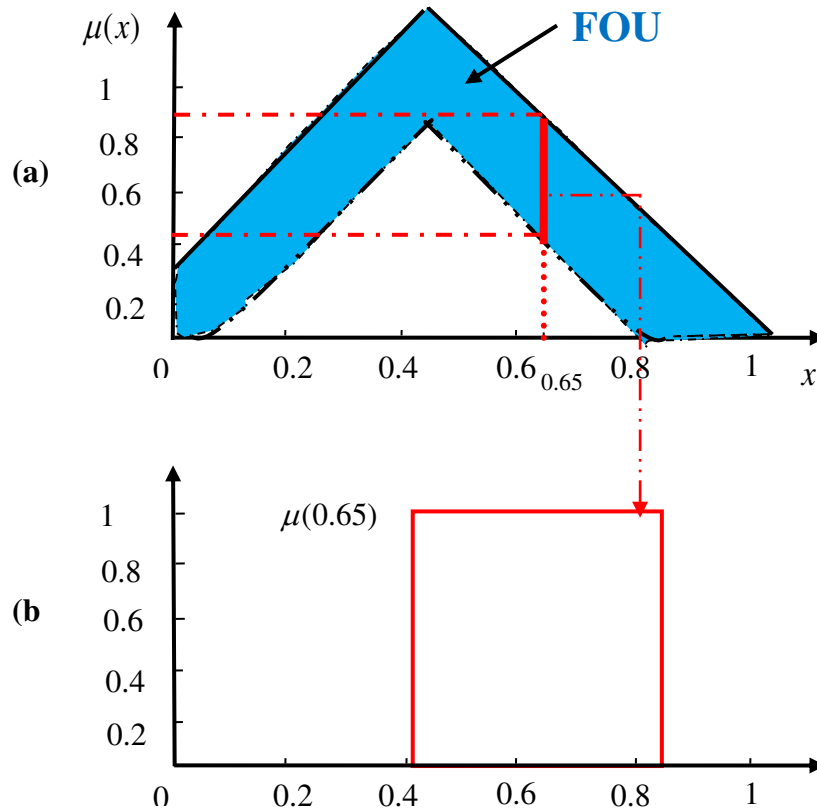
Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2. Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en terme des bornes de gauches et de droites  $[l, r]$  ou par leurs centres et largeurs  $[c-s, c+s]$  où  $c = (l+r)/2$  et  $s = (r-l)/2$ .

- **Définition 6**

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

$$u_{\text{principale}}(x) = \int_{x \in X} u / x \quad \text{où } f_x(u) = 1 \quad (\text{IV.11})$$

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.



**Fig.IV.4:** Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle.

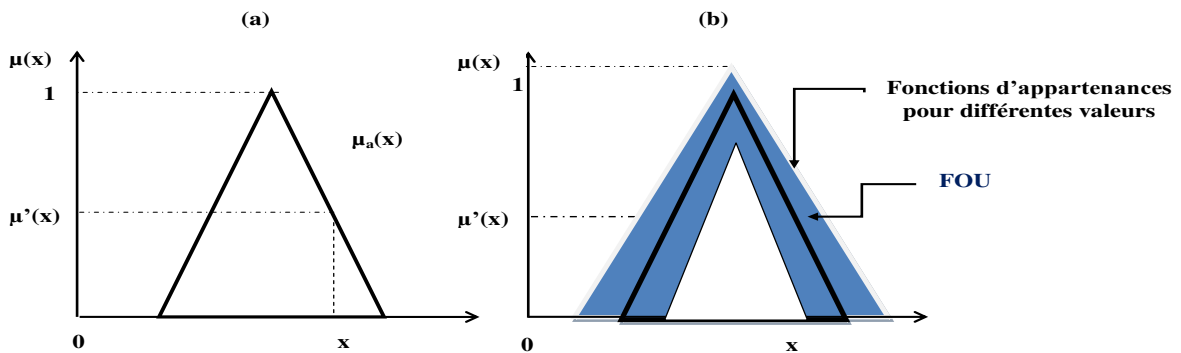
(a) Appartenance primaire.

(b) Appartenance secondaire.

• **Définition 7**

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

$$FOU(\ddot{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \tag{IV.12}$$



**Fig.IV.5:** Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 de forme triangulaire.

(a) Appartenance primaire.

(b) Appartenance secondaire.

• **Définition 8**

Fonction d'appartenance supérieur et fonction d'appartenance inférieur sont des fonctions d'appartenance de type-1 et sont les frontières du  $FOU$  d'un ensemble flou  $\ddot{A}$  type-2.[5]

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

$$\bar{\mu}_A(x) = \overline{FOU(A)} \quad \forall x \in X \quad (IV.13)$$

Et

$$\underline{\mu}_A(x) = \underline{FOU(A)} \quad \forall x \in X \quad (IV.14)$$

#### IV.4 Opérations sur les ensembles flous type-2

Les degrés d'appartenance des ensembles flous type-2 sont des ensembles type-1 ; par conséquent, pour effectuer des opérations telles que l'union et l'intersection sur les ensembles type-2, nous devons faire appel aux opérations t-conorm et t-norm sur des ensembles de type-1. Cela est réalisable en utilisant le principe d'extension de Zadeh [7][8][9].

Une opération "\*" entre deux nombres ordinaires peut être étendue à deux ensembles type-1 :

$$F = \int_v f(v) / v \quad (IV.15)$$

Et

$$G = \int_w g(w) / w \quad (IV.16)$$

De la façon suivante :

$$F * G = \int_v \int_w [f(v) \bullet g(w)] / (v * w) \quad (IV.17)$$

Où "•" est une t-norm, généralement c'est une opération produit ou opération min [10] ; par exemple, l'extension de la t-conorm aux ensembles de type-1 est donnée par :

$$F \cup G = \int_v \int_w [f(v) \bullet g(w)] / (v \vee w) \quad (IV.18)$$

Similairement, l'extension de la t-norm aux ensembles type-1 sera donnée par :

$$F \cap G = \int \int_v^w [f(v) \bullet g(v)] / (v \wedge w) \quad (IV.19)$$

### Exemple 1

Soit  $F$  et  $G$  deux ensembles type-1 intervalle sur les domaines  $[l_f, r_f]$  et  $[l_g, r_g]$ , respectivement.

En utilisant (IV-19), l'intersection entre  $F$  et  $G$  est obtenue comme suite :

$$F \cap G = \int_{v \in F} \int_{w \in G} (1 \times 1) / (vw) \quad (IV.20)$$

De cette équation nous observons :

- chaque terme de  $F \cap G$  est égale au produit  $vw$ , avec le plus petit terme  $l_f l_g$  et le plus grand  $r_f r_g$
- puisque  $F$  et  $G$  possèdent des intervalles continus, alors  $F \cap G$  possède aussi un domaine continu, par conséquent  $F \cap G$  est un ensemble type-1 intervalle avec le domaine  $[l_f l_g, r_f r_g]$ , c-a-d :

$$F \cap G = \int_{u \in [l_f l_g, r_f r_g]} 1/u \quad (IV.21)$$

D'une façon plus générale, l'intersection  $\bigcap_{i=1}^n F_i$  de  $n$  ensembles type-1 intervalle  $F_1, \dots, F_n$  ayant les domaines  $[l_1, r_1], \dots, [l_n, r_n]$ , respectivement, est un ensemble intervalle sur le domaine  $\left[ \prod_{i=1}^n l_i, \prod_{i=1}^n r_i \right]$ .

Des opérations algébriques entre les ensembles type-1 peuvent aussi être définies en utilisant l'équation (IV.18), comme par exemple la somme de  $F$  et  $G$  :

$$F + G = \int \int_v^w [f(v) \bullet g(w)] / (v + w) \quad (IV.22)$$

En utilisant le même raisonnement vu dans l'exemple précédent, on peut démontrer que lorsque  $F$  et  $G$  sont des ensembles type-1 intervalle, alors leur somme est aussi un ensemble type-1 intervalle sur le domaine  $[l_f + l_g, r_f + r_g]$  [18][19].

En utilisant le principe d'extension [13], une opération sur  $n$  valeurs ordinaires  $f(\theta_1, \dots, \theta_n)$  peut être étendue à une opération sur  $n$  ensembles flous type-1  $F_1, \dots, F_n$  :

$$f(F_1, \dots, F_n) = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_n} \mu_{F_1}(\theta_1) * \dots * \mu_{F_n}(\theta_n) / f(\theta_1, \dots, \theta_n) \quad (IV.23)$$

Où tous les intégrales dénotes des unions logiques, et  $\theta_i \in F_i$  pour  $i = 1, \dots, n$ .

Nous allons dans la suite définir le concept de centroïde d'un ensemble flou type-2 en utilisant la formule (IV-23), cette notion est très importante dans les systèmes floue type-2.

Rappelons qu'un centroïde d'un ensemble flou  $A$  type-1, dont le domaine est discrétisé en  $N$  valeurs est donné par :

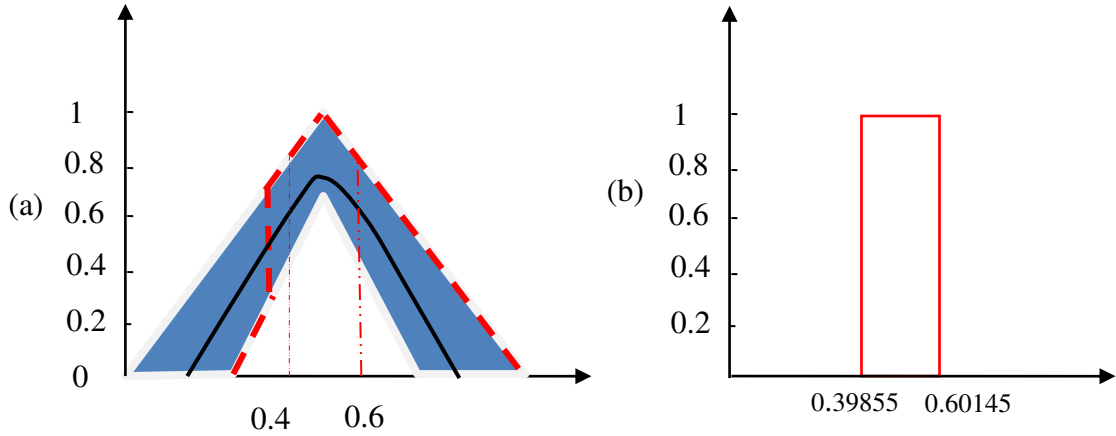
$$C_A = \frac{\sum_{i=1}^N x_i \mu_A(x_i)}{\sum_{i=1}^N \mu_A(x_i)} \quad (IV.24)$$

Similairement, le centroïde d'un ensemble flou  $\ddot{A}$  type-2 dont le domaine est discrétisé en  $N$  points, peut être défini en utilisant l'équation (IV.23) comme suit. Si on pose  $D_i = \mu_A(x_i)$ , alors :

$$C_A = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_N} [\mu_{D_1}(\theta_1) * \dots * \mu_{D_N}(\theta_N)] / \frac{\sum_{i=1}^N x_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} \quad (IV.25)$$

Où :  $\theta_i \in D_i$ .

L'équation (IV-25) veut dire : chaque point  $x_i$  de  $\ddot{A}$  possède un degré d'appartenance de type-1 (c-a-d son degré d'appartenance est une fonction d'appartenance de type-1) noté  $D_i = \mu_A(x_i)$ . Pour trouver le centroïde, nous considérons chaque combinaison possible  $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$  tel que  $\theta_i \in D_i$ . Pour chaque telle combinaison, nous calculons un centroïde de type-1 en utilisant la formule (IV-24) en remplaçant chaque  $\mu_A(x_i)$  par  $\theta_i$ , et à chaque point centroïde, nous allons associer un degré d'appartenance égale à la t-norm des degrés d'appartenances des  $\theta_i$  aux  $D_i$ . Si plus d'une combinaison des  $\theta_i$  nous donne le même point dans le centroïde, on garde le point possédant le plus grand degré d'appartenance. Chaque combinaison  $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$ , ( $\theta_i \in D_i$ ), considérée lorsque nous calculons  $C_A$ , peut être vue comme une fonction d'appartenance d'un certain ensemble flou  $A'$  de type-1 possédant le même domaine que  $\ddot{A}$ . Nous appelons  $A'$  un ensemble flou type-1 encadré dans  $\ddot{A}$  (FigureIV.8) [16][25][26].



**Fig.IV.6:** Vue approfondie d'un ensemble flou type-2 intervalle.

(a) Ensemble flou type-2 intervalle.

(b) Centroïde de l'ensemble flou type-2 représenté dans (a).

Chaque ensemble type-1 encastré possède aussi un point qui est calculé comme la t-norm des degrés d'appartenance secondaires correspondant à  $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$ .

Alors, un ensemble flou type-2 peut être vu comme une large collection d'ensembles type-1 encastrés, dont chacun possède son poids associé. Le centroïde de cet ensemble flou type-2,  $C_A$  est par conséquent un ensemble type-1 dont les éléments sont les centroïdes de tous les ensembles encastrés de type-1 dans  $\ddot{A}$ , leurs degrés d'appartenance sont les poids associés aux ensembles encastrés correspondants. Le calcul du centroïde se simplifie beaucoup lorsque  $\ddot{A}$  est un ensemble type-2 intervalle.

Dans ce cas, si  $A$  est un ensemble type-2 intervalle, alors l'équation (IV-25) sera simplifiée à :

$$C_A = \int_{\theta_1} \dots \int_{\theta_N} 1 \frac{\sum_{i=1}^N x_i \theta_i}{\sum_{i=1}^N \theta_i} \quad (\text{IV.26})$$

Où chaque  $\theta_i$  appartient à un certain intervalle dans  $[0,1]$ .

Observons que si le domaine de  $\ddot{A}$  ou de  $\mu_A(x)$  ( $x \in \ddot{A}$ ) est continu, alors le domaine de  $C_A$  est aussi continu. Le nombre de tous les ensembles type-1 encastrés dans  $\ddot{A}$  est infini, par conséquent, les domaines de  $\ddot{A}$  et chaque  $\mu_A(x)$  ( $x \in \ddot{A}$ ) doivent être discrétisés pour le

calcul de  $C_A$ . Nous remarquons de l'équation (IV.25) que si le domaine de chaque  $D_i$  est discrétisé en  $M$  points, le nombre des combinaisons  $\{\theta_1, \dots, \theta_N\}$  possibles sera  $M^N$ , qui est un nombre très grand même pour  $M$  et  $N$  petits.

Si, par conséquent les fonctions des  $D_i$  ont une structure régulière (exp: ensemble type-1 intervalle, gaussiennes, triangulaires), on peut obtenir avec exactitude ou approximativement le centroïde sans réaliser tous les calculs.

L'ensemble type-1 réduit d'un ensemble flou type-2 est le centroïde de l'ensemble flou type-2 du FLS ; par conséquent, chaque élément de l'ensemble de type réduit est un centroïde d'un certain ensemble encadré type-1 [13], [16].

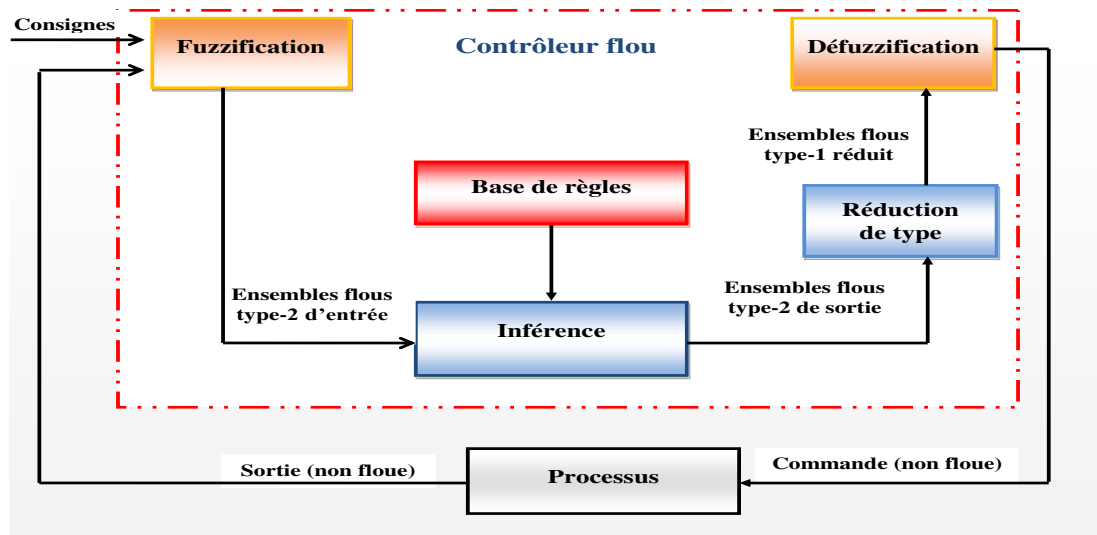
## IV.5 Contrôleurs flous type-2

Les fonctions d'appartenance des ensembles flous type-1 sont précises, elles sont incapables de prendre en charge des incertitudes numériques ou linguistiques. Pour incorporer ces incertitudes dans les fonctions d'appartenance, l'idée consiste à faire une extension des ensembles flous type-1 [30].

La principale différence entre les systèmes flous de type flou 1 et de type 2 réside dans une partie du traitement de sortie, plus précisément dans le réducteur de type, présent dans le type-2.

Il existe plusieurs modèles de systèmes flous tels que Mamdani, Takagi-Sugeno-Kang (TSK), Larsen et Tsukamoto, mais les plus populaires sont Mamdani et TSK. De la même manière que dans l'approche de type-1, les deux sont caractérisés en utilisant des règles IF-THEN et parce qu'ils ont la même structure dans les antécédents. La différence entre eux est que, comme dans l'approche de type-1, le modèle de Mamdani a des ensembles flous conséquents (génétiquement de type-2), alors que dans le modèle TSK, les conséquents sont des modèles paramétriques en fonction des entrées dont les paramètres sont généralement représentés par des ensembles de type-1.

La figure (IV.7) montre la structure de base d'un système flou de type-2. Elle est très similaire à la structure d'un système flou de type-1 [29].



**Fig.IV.7:** Structure d'un système flou type-2.

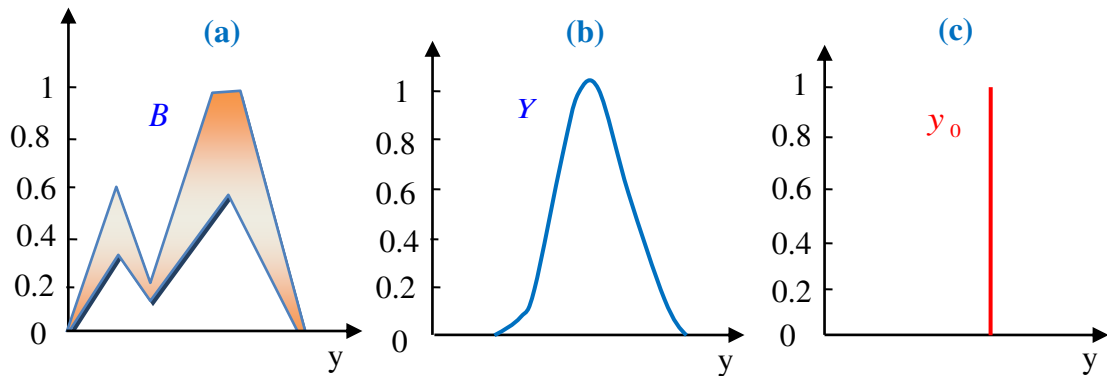
Pour un système FLS de type-1, le block traitement de sortie se réduit seulement à la défuzzification. Quand une entrée est appliquée à un floue system de type-1, le mécanisme d'inférence calcul un ensemble flou de sortie type-1 correspondant à chaque règle. La défuzzification calcul alors une sortie réelle à partir de ces ensembles flous délivrés par chaque règle [12]. Pour un système flou type-2, chaque ensemble de sortie d'une règle est de type-2 (Figure.IV.8 (a)).

Dans ce contexte, on trouve des versions généralisées des méthodes de défuzzification qui peuvent nous fournir un ensemble de type-1 à partir des ensembles de sorties de type-2.

On appelle cette opération «Réduction de type» au lieu de défuzzification [16][22][32], et on appelle l'ensemble résultant de type-1 « Ensemble réduit » (Figure. IV.8 (b)).

Le défuzzificateur dans un système flou type-2 peut alors défuzzifier l'ensemble réduit pour obtenir une sortie ordinaire non floue (figure.IV.8 (c)) pour le système flou type-2.

Ce traitement de sortie est clairement illustré dans la figure (IV.9).



**Fig.IV.8:** Opérations du traitement de sortie d'un système flou type-2

- (a) Ensemble flou type-2.
- (b) Ensemble flou type-1.
- (c) Singleton.

Un fuzzificateur projette une entrée ordinaire non floue en des ensembles flous. Ces ensembles flous peuvent en général être de type-2,

Pour illustrer la différence entre un système flou de type-1 et un autre de type-2, nous allons d'abord rappeler quelques notations :

- **Fuzzification :**

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

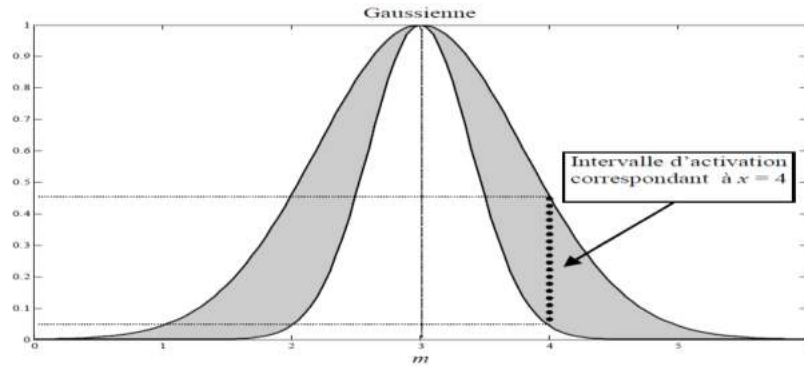
- une incertitude au niveau de la variance (Fig.IV.9).
- une incertitude au niveau du centre (Fig.IV.10).

Dans ce thèse, seule la fuzzification de type singleton sera utilisée, en d'autres termes, l'entrée floue est un point singulier possédant une valeur d'appartenance unitaire. Malgré cela, la fuzzification produit des degrés d'appartenance nombreux.

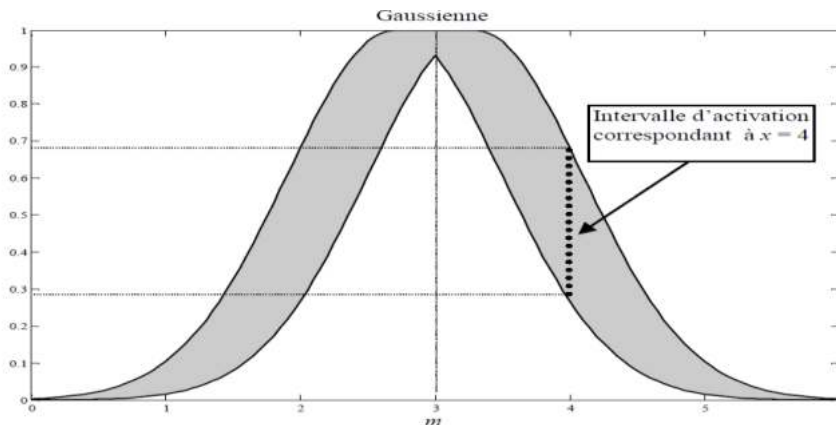
Afin de faciliter le calcul, nous ne prenons que deux degrés ; le plus grand et le plus petit. Mathématiquement, pour une entrée  $x$  nous aurons  $\underline{\mu}_A(x)$  et  $\bar{\mu}_A(x)$  tel que  $\underline{\mu}_A(x)$  et  $\bar{\mu}_A(x)$  sont respectivement la valeur minimale et maximale de l'intervalle

d'activation correspondant à l'entrée  $x$ . Si nous avons  $x = 4$  comme entrée, donc nous aurons  $\underline{\mu}_A(x)=0.05$  et  $\bar{\mu}_A(x)=0.45$  (selon la figure (IV.9)) ou  $\underline{\mu}_A(x)=0.29$  et  $\bar{\mu}_A(x)=0.69$  (selon la figure (Fig.IV.10)).

Les figures Fig.IV.9 et Fig.IV.10 montrent aussi la construction d'un ensemble flou type-2 à partir d'un ensemble flou type-1.



**Fig.IV.9:** Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de variance appartenant à l'intervalle  $[0.05 ; 0.45]$  pour  $x=4$ .



**Fig.IV.10:** Ensemble flou type-2 représentant un ensemble flou type-1 avec une incertitude de valeur moyenne appartenant à l'intervalle  $[0.29 ; 0.69]$  pour  $x=4$ .

- **Règles**

Considérons maintenant un système flou de type-2 utilisant une fuzzification de type singleton, une réduction de type centre de gravité [13][15] et des règles de la forme:

$$R^l : IF \ x_1 \text{ is } \ddot{F}_1^l \text{ and } x_2 \text{ is } \ddot{F}_2^l \text{ and } \dots x_p \text{ is } \dot{F}_p^l, \quad THEN \ y \text{ is } \ddot{G}^l \quad (IV.27)$$

Notons que ce n'est pas nécessaire que tous les ensembles flous des antécédents et des conséquences de l'équation (IV.27) soient de type-2, pour que le système flou soit de type-2.

Donc, il suffit qu'un seul ensemble de l'antécédent ou de la conséquence soit de type-2, alors tout le système flou soit de type-2. Quand une entrée  $x' = \{x'_1, x'_2, \dots, x'_p\}$  se présente, le mécanisme d'inférence calcule le degré d'activation de chaque règle en utilisant l'opération d'intersection définie dans l'équation (IV.29) entre les degrés d'appartenance de l'antécédent de chaque règle. Le degré d'activation correspondant à la  $l^{\text{ième}}$  règle est alors :

$$\mu_{F_1^l}(x'_1) \cap \mu_{F_2^l}(x'_2) \cap \dots \cap \mu_{F_p^l}(x'_p) = \prod_{i=1}^p \mu_{F_i^l}(x'_i) \quad (\text{IV.28})$$

- **Inférence**

L'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues, pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée  $x = (x_1, x_2, \dots, x_p)$  et la sortie  $y$ . La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé au  $j^{\text{ème}}$  ensemble flou de sortie :

$$F(x) = \prod_{i=1}^p \mu_{f_i^j}(x_i) \quad (\text{IV.29})$$

$\mu_{f_i^j}(x_i)$  Est l'intervalle d'activation associé à la variable  $x_i$ .

Si l'on note l'ensemble flou de sortie correspondant à la  $j^{\text{ème}}$  règle  $R^j$  par  $\tilde{B}$ . Lorsqu'une entrée  $\underline{x}'$  est appliquée, et comme nous utilisons une fuzzification de type singleton, qui veut dire que l'ensemble  $\tilde{X}'$  auquel appartient  $\underline{x}'$  possède un degré d'appartenance unitaire à  $\underline{x} = \underline{x}'$  et zéro ailleurs, par conséquent l'ensemble de sortie correspondant à la  $j^{\text{ème}}$  règle est calculé en utilisant l'implication minimum ou produit (équivalent à l'opération *meet* avec T-norm minimum ou produit dans le cas du type-2) comme suit :

$$\mu_{B^j}(y) = \mu_{G^j}(y) \cap \left[ \prod_{i=1}^p \mu_{F_i^j}(x_i) \right] \quad (\text{IV.30})$$

Où  $\cap$  dénote l'opération *meet* basée sur la T-norme choisie.

Comme dans le cadre de notre mémoire uniquement les ensembles flous type-2 intervalles sont utilisés, et en choisissant l'opération T-norm produit, dans un système flou type-2 intervalle, avec une t-norm min ou prod, l'intervalle d'activation

$F^j(x) = [f^j(x), \bar{f}^j(x)]$  de la  $l^{\text{ième}}$  règle est :

$$\underline{f}^j(\underline{x}) = \underline{\mu}_{F_1^j}(x_1) * \underline{\mu}_{F_2^j}(x_2) * \dots * \underline{\mu}_{F_p^j}(x_p) = \prod_{i=1}^p \underline{\mu}_{F_i^j}(x_i)$$

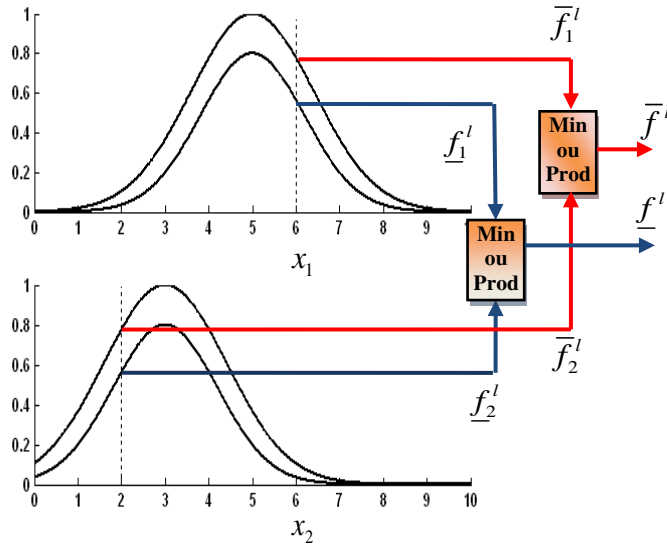
$$\bar{f}^j(\underline{x}) = \bar{\mu}_{F_1^j}(x_1) * \bar{\mu}_{F_2^j}(x_2) * \dots * \bar{\mu}_{F_p^j}(x_p) = \prod_{i=1}^p \bar{\mu}_{F_i^j}(x_i)$$
(IV.31)

Ceci est clairement représenté sur la figure (IV.11), où le nombre d'antécédents est  $p=2$ . Dans ce cas, le degré d'activation est un ensemble type-1 intervalle,  $[\underline{f}^l, \bar{f}^l]$ , où:

$$\underline{f}^l = \underline{f}_1^l * \underline{f}_2^l$$
(IV.32)

Et

$$\bar{f}^l = \bar{f}_1^l * \bar{f}_2^l$$
(IV.33)



**Fig.IV.11:** Opérations d'entrée d'un système flou type-2 avec fuzzification type singleton

- **Réduction de type**

Etant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, elle doit être alors réduite avant qu'elle soit defuzzifiée. Pour transformer la sortie floue type-2 en un ensemble flou type-1, la méthode des centres d'ensembles (center of sets en anglais (cos)) est utilisée [31]. L'expression de l'ensemble flou de type réduit par cette méthode est donnée par [32][33] :

$$Y_{\cos}(Y^1, \dots, Y^k, F^1, \dots, F^k) = \int_{y^1} \dots \int_{y^k} \int_{f^1} \dots \int_{f^k} 1 \frac{\sum_{j=1}^k y^j f_l^j}{\sum_{j=1}^k f_l^j} \quad (IV.34)$$

Etant donné que chaque ensemble dans l'équation (IV.34) est un ensemble type-1 intervalle, alors  $Y_{\cos}(Y^1, \dots, Y^k, F^1, \dots, F^k)$  est aussi un ensemble type-1 intervalle dont le domaine est situé sur l'axe des réels tel que

$$Y_{\cos}(Y^1, \dots, Y^k, F^1, \dots, F^k) = [y_l, y_r] \quad (IV.35)$$

Avec  $y_l$  et  $y_r$  sont deux points gauche et droite caractérisant l'ensemble réduit  $Y_{\cos}$ .  $f^l(x)$  Est  $l^{\text{ème}}$  élément de l'intervalle d'activation de l'équation (IV.31), et  $y^j$  est un élément de l'intervalle type-2  $Y^j = [y_l^j, y_r^j]$ .

Afin de calculer les points extrêmes  $y_l$  et  $y_r$ , Karnik et Mendel [20][27] ont développé un algorithme itératif dont la procédure est donnée comme suit :

1. Discrétiser l'espace de sorti  $Y$  en un nombre suffisant de points en choisissant comme segment les centroïde des ensembles flous impliqués dans l'activation des règles.
2. Trier  $y^j$  dans un ordre croissant :  $y^1 \leq y^2 \leq \dots \leq y^k$ .
3. Initialiser  $f^j$  entrainant comme point de départ

$$f^j = \frac{f_l^j + \bar{f}^j}{2} \quad j = 1, \dots, k \quad (IV.36)$$

Ensuite calculer

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \quad (IV.37)$$

Poser  $\hat{y}_l = y_l$ .

4. Trouver un point de commutation  $N(1 \leq N \leq k-1)$  qui satisfait :  $y^k \leq \hat{y}_l \leq y^{k+1}$
5. Poser

$$f^j = \begin{cases} \bar{f}^j, & j < N \\ \underline{f}^j, & j > N \end{cases} \quad (\text{IV.38})$$

Calculer :

$$y_l = \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \quad (\text{IV.39})$$

Poser  $\hat{y}_l = y_l$ .

6. Si  $\hat{y}_l \neq y_l$ , aller à l'étape 6. Si  $\hat{y}_l = y_l$ , arrêter et poser  $y_l = \hat{y}_l$ .

7. Poser  $y_l = \hat{y}_l$  et aller à l'étape 3.

#### • Defuzzification

Pour obtenir la sortie non floue, nous allons transformer l'ensemble flou type-2 en ensemble flou type-1 en utilisant la méthode des centres d'ensembles [34]. Karnik et Mendel ont proposé l'équation (IV.40) pour faire cette réduction [26] :

$$Y_{\text{cos}}(Y^1, \dots, Y^k, F^1, \dots, F^k) = \int_{y^1} \dots \int_{y^k} \int_{f^1} \dots \int_{f^k} 1 \left/ \frac{\sum_{j=1}^k y^j f^j}{\sum_{j=1}^k f^j} \right. \quad (\text{IV.40})$$

$$Y(C^1, \dots, C^M, E^1, \dots, E^M) = \int_{C^1} \dots \int_{C^M} \int_{E^1} \dots \int_{E^M} 1 \left/ \frac{\sum_{j=1}^M \tilde{c}^j e_l^j}{\sum_{j=1}^M e_l^j} \right. = [y_L, y_R] \quad (\text{IV.41})$$

Où  $Y$  est l'ensemble de type réduit caractérisé par ses deux points : gauche  $y_l$  et droite  $y_r$ .

$y^j$  Est un élément de l'intervalle type-2  $Y^j = [y_L^j, y_R^j]$ .

$f^j$  Est un élément de l'intervalle d'activation  $F^j = [\underline{f}^j, \bar{f}^j]$ .

Par conséquent, la sortie non floue sera donnée par :

$$Y = \frac{y_r + y_l}{2} \tag{IV.42}$$

## IV.6 Conception du régulateur flou type 2

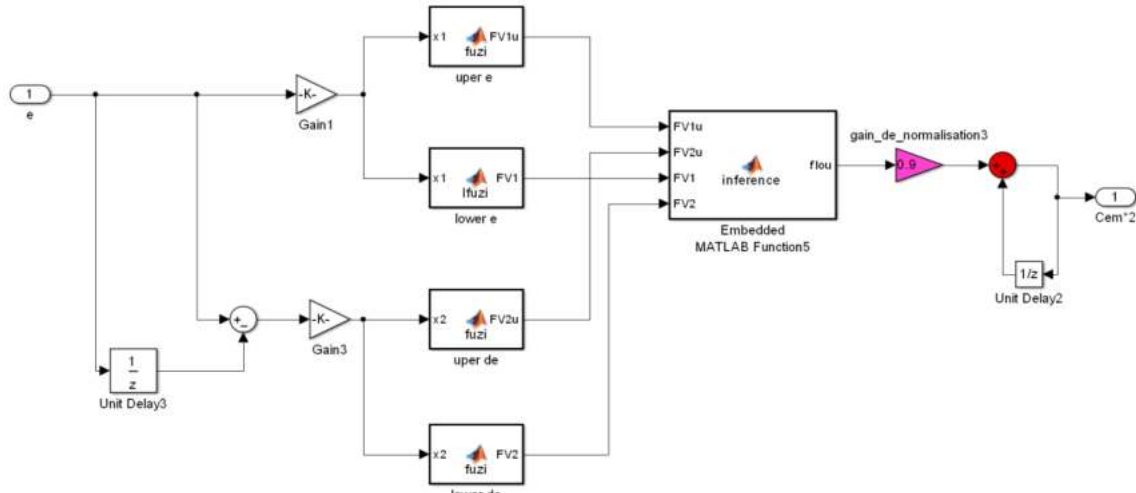


Fig.IV.12: Structure d'un contrôleur FLOU-T2 de la vitesse.

### IV.6.1 Fuzzification

La fuzzification consiste à transformer l'erreur de vitesse et sa variation en sept valeurs linguistiques NG (négatif grand), NM (négatif moyen), NP (négatif petit), ZE (zéro environ), PP (positif petit), PM (positif moyen), PG (positif grand). Ces termes linguistiques prendront des fonctions d'appartenance de type triangulaire comme le montre la figure IV.13.

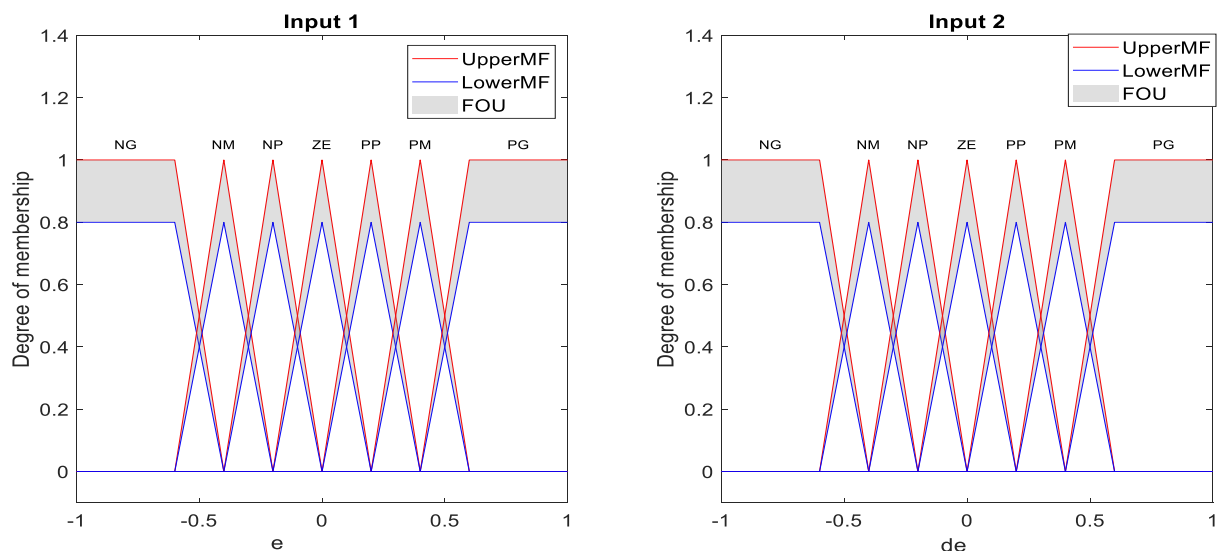
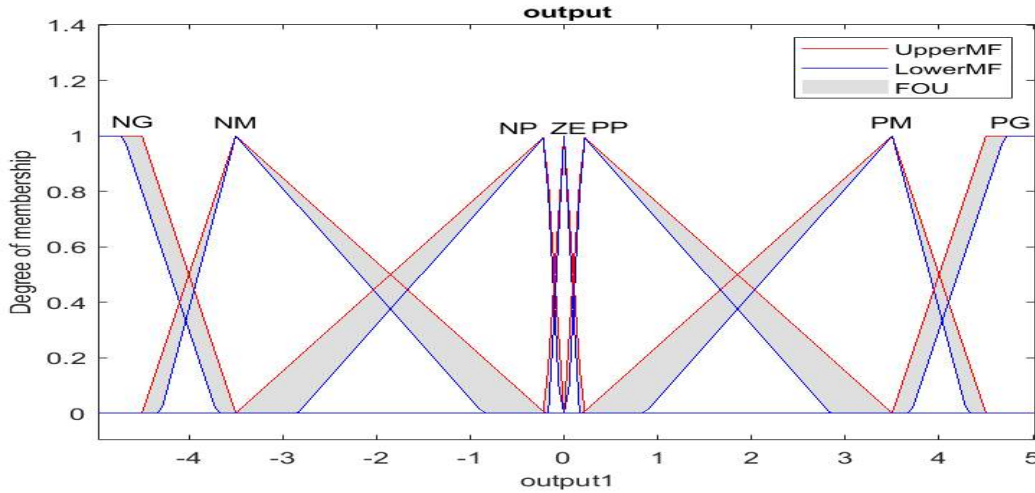


Fig.IV.13: Fonctions d'appartenance de l'erreur e et sa variation de.



**Fig.IV.14:** Fonctions d'appartenance de la sortie  $\Delta T_{em}$ .

### IV.6.2 Défuzzification

Pour exprimer la commande en valeur réelle interprétable par l'utilisateur, on utilise la méthode de Karnik et Mandel KM pour déterminer le centre de gravité gauche et centre droit et qui représentée par les équations suivante [22][23][26] :

$$c_l \approx \frac{\sum_{i=1}^l \Delta T_{em} \mu_{umf}(\Delta T_{em}) + \sum_{i=l+1}^N \Delta T_{em} \mu_{lmf}(\Delta T_{em})}{\sum_{i=1}^l \mu_{umf}(\Delta T_{em}) + \sum_{i=l+1}^N \mu_{lmf}(\Delta T_{em})} \quad (\text{IV.43})$$

$$c_R \approx \frac{\sum_{i=1}^R \Delta T_{em} \mu_{lmf}(\Delta T_{em}) + \sum_{i=R+1}^N \Delta T_{em} \mu_{umf}(\Delta T_{em})}{\sum_{i=1}^R \mu_{lmf}(\Delta T_{em}) + \sum_{i=R+1}^N \mu_{umf}(\Delta T_{em})} \quad (\text{IV.44})$$

$$Y = \frac{c_l + c_R}{2} = C_{ref} \quad (\text{IV.45})$$

Y c'est La sortie non flou du régulateur.

### IV.6.3 Structure de contrôle

A chaque instant, le gain de sortie  $\lambda$  est modifié suivant l'état de la MASDE. Le calcul de ce facteur est basé sur des règles floues indépendantes exprimées par l'erreur de la vitesse et sa variation. La fonction qui sert de liaison entre ces trois paramètres est représentée par le tableau IV.1 [11] [21][34].

**Tableau IV.1 :** Table d'inférence du facteur de sortie

$\Delta T_{em}$		$e_c$						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$e$	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

La connaissance du gain de sortie et la variation de commande permettent à cette dernière de générer la valeur du couple électromagnétique de référence qui doit être appliqué suivant cette relation :

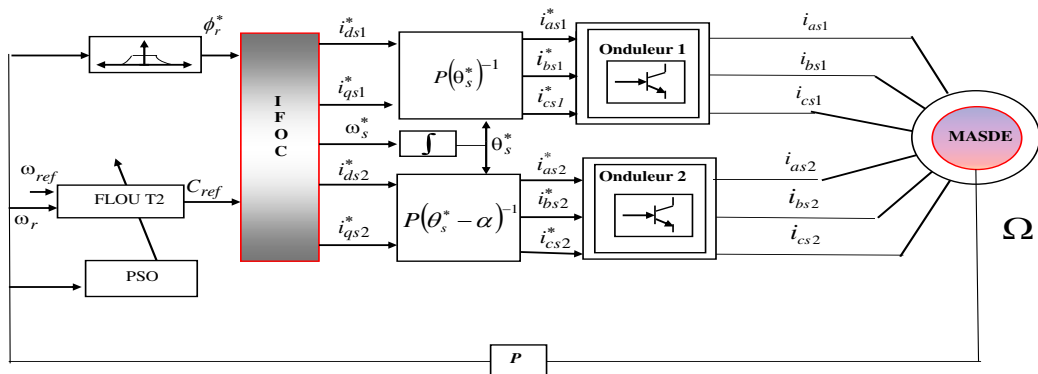
$$C_{em}^*(k) = C_{em}^*(k-1) + (\lambda G_s) * \Delta C_{em} \tag{IV.46}$$

Le couple électromagnétique doit être limité par la relation suivante :

$$C_{em}^*(k) = \begin{cases} C_{em}^*(k) & \text{si } -35 \leq C_{em}^*(k) \leq 35 \\ 35 & \text{si } C_{em}^*(k) > 35 \\ -35 & \text{si } C_{em}^*(k) < -35 \end{cases} \tag{IV.47}$$

## IV.7 Étude Comparative Entre Flou Type1 et Flou Type 2 de la MASDE

### IV.7.1 Commande vectorielle Flou -T2 pour le Réglage de la vitesse de la MASDE



**Fig.IV.15:** Réglage de la vitesse de la MASDE par un régulateur flou- T2.

Afin de mieux apprécier les résultats obtenus via le contrôle vectoriel basé sur les deux types de régulateurs de vitesse PSO-F-T1 et PSO-F-T2 appliqués au MASDE, il est nécessaire de comparer les caractéristiques statiques et dynamiques des deux contrôleurs de vitesse dans les mêmes conditions de fonctionnement.

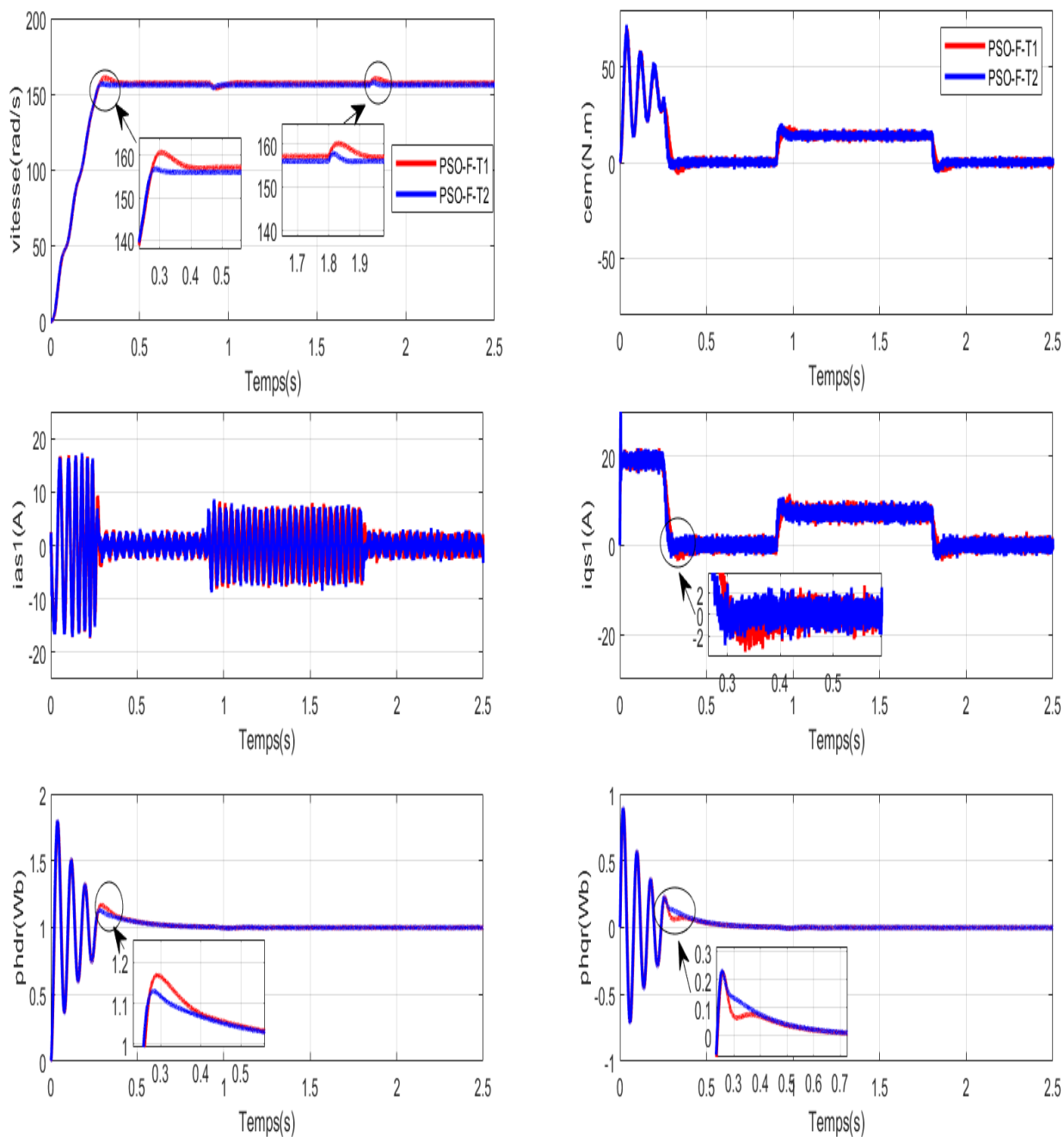
#### IV.7.2 Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge

Le but de ce test est de valider la robustesse des contrôleurs F-T2 pour la variation de la charge.

La figure.IV.16. Montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge nominale à  $t=0.9s$ ,  $C_r= 14 Nm$  et à  $t=1.8$ ,  $C_r=0Nm$ . D'après les réponses des composantes du flux, courant, couple et de la vitesse, on peut noter les remarques suivantes.

Les performances de régulation pour la commande par F-T2. On note une nette amélioration en régime dynamique. En effet, la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de  $t = 0.3(s)$ . La composante directe de flux rotorique marque un pic de  $\phi_{dr} = 1.9(Wb)$  puis se stabilise à sa valeur de référence, tandis que la composante en quadrature fait un dépassement de  $\phi_{qr} = 0.92(Wb)$  puis s'annule pratiquement en régime établi ce qui montre bien l'orientation du flux rotorique .

Nous avons également analysé l'erreur quadratique intégrale (ISE), l'erreur intégrale absolue (IAE) et l'erreur quadratique intégrale (ITSE) dont les résultats confirment l'amélioration des performances avec F-T2 et sont présentés dans le tableau IV.2.



**Fig.IV.16:** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la commande floue type1 et flou type2 de la MASDE lors de la variation de charge.

**Tableau.IV.02 :** Comparaison de l'Indice de Performance.

Régulateurs	IAE	ISE	ITSE
<b>F-T1</b>	<b>0.0690</b>	<b>0.0362</b>	<b>0.0151</b>
<b>F-T2</b>	<b>0.0067</b>	<b>0.0023</b>	<b>0.0054</b>

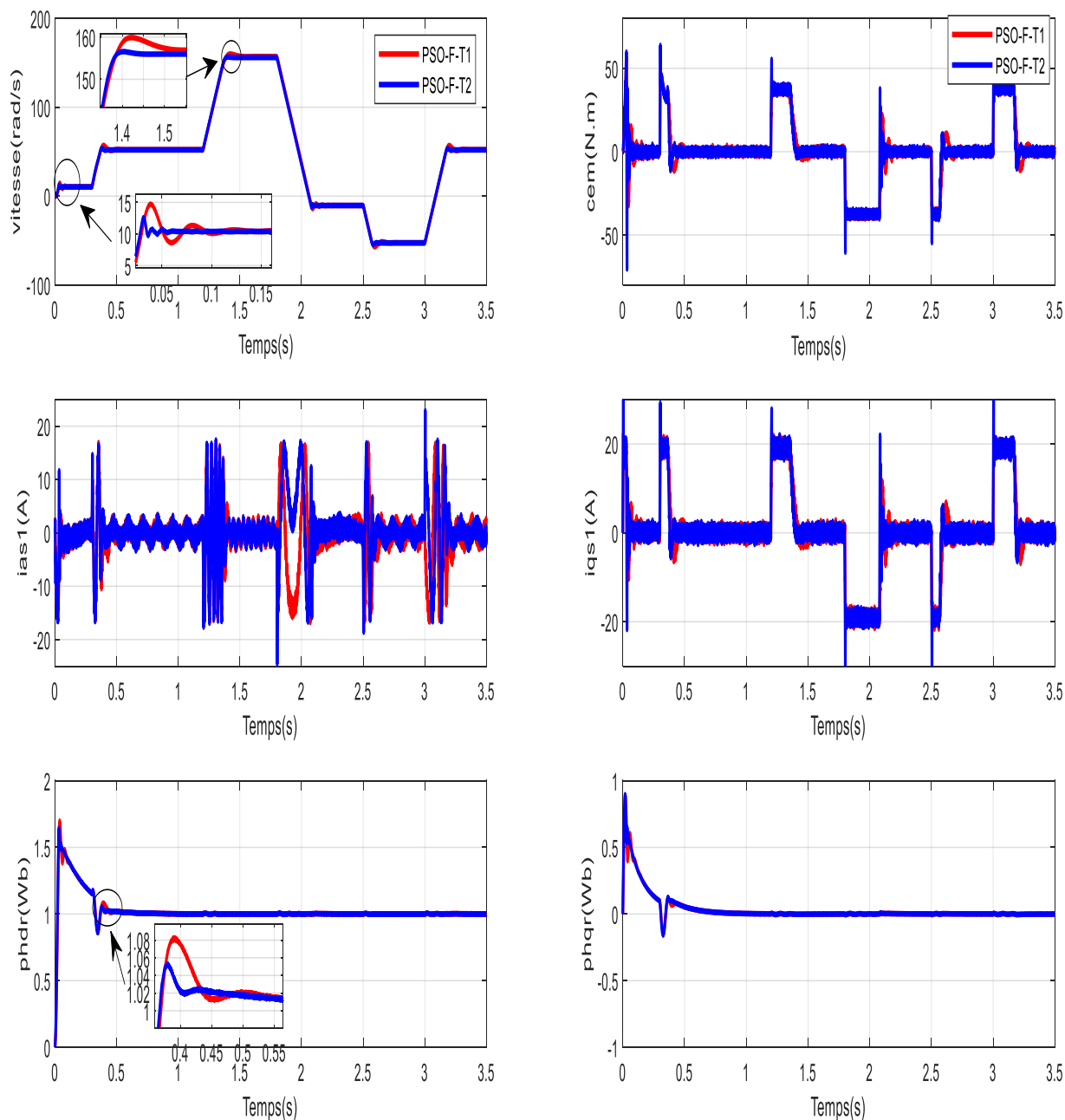
### IV.7.3 Démarrage à vide suivi d'une variation de vitesse :

Le but de ce test est de valider la robustesse des contrôleurs F-T2 par-rapport F-T1 pour la variation de la vitesse.

Afin de tester la robustesse de la commande par CV-flou-Type 2 de la machine asynchrone double étoile vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse, On constate d'après la figure.IV.17. Que le régulateur Flou-type 2. Et plus rapide que Flou-type1 pour les basses vitesses et la machine atteint sa valeur de référence  $\Omega_{ref} = 10(rad / s)$  au bout de  $t = 0.03(s)$  pour le régulateur Flou-Type2, et de  $t = 0.09(s)$  pour le régulateur Flou-Type1. En peut noter clairement la robustesse du contrôleur F-T2 pour les défèrent variation de vitesse et pour l'inversion de sens de rotation dans le cas d'une charge nulle, il est facile de voir que la vitesse suit judicieusement sa valeur de référence, contrairement à la conduite avec F-T1.

Pour la figure de couple électromagnétique les deux régulateur F-T1 et F-T2 marque des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent.

Les performances ne sont pas satisfaisantes. Pour mieux mettre en évidence les performances des deux contrôleurs utilisés dans notre étude, nous avons également analysé l'erreur quadratique intégrale (ISE), l'erreur intégrale absolue (IAE) et l'erreur quadratique intégrale (ITSE) dont les résultats confirment l'amélioration des performances avec F-T2 et sont présentés dans le tableau IV.3



**Fig.IV.17:** Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la commande floue type1 et flou type2 de la MASDE lors de la variation de la vitesse.

**Tableau.IV.3 :** Comparaison de l'Indice de Performance.

Régulateurs	IAE	ISE	ITSE
<b>F-T1</b>	0.103	0.022	0.018
<b>F-T2</b>	0.087	0.001	0.0004

## IV.8 Réglage de la vitesse de la MASDE par un régulateur DTC- F-T2

La régulation de la vitesse de la MASDE par la commande F-T2 est présentée dans la figure IV.18. Le régulateur F-T2 produit un couple de référence qui sera injecté comme une entrée au bloc de la commande DTC qui fournit le couple référence à la table de commutation qui alimente deux onduleurs de tension qui, à leur tour, alimentent la machine.

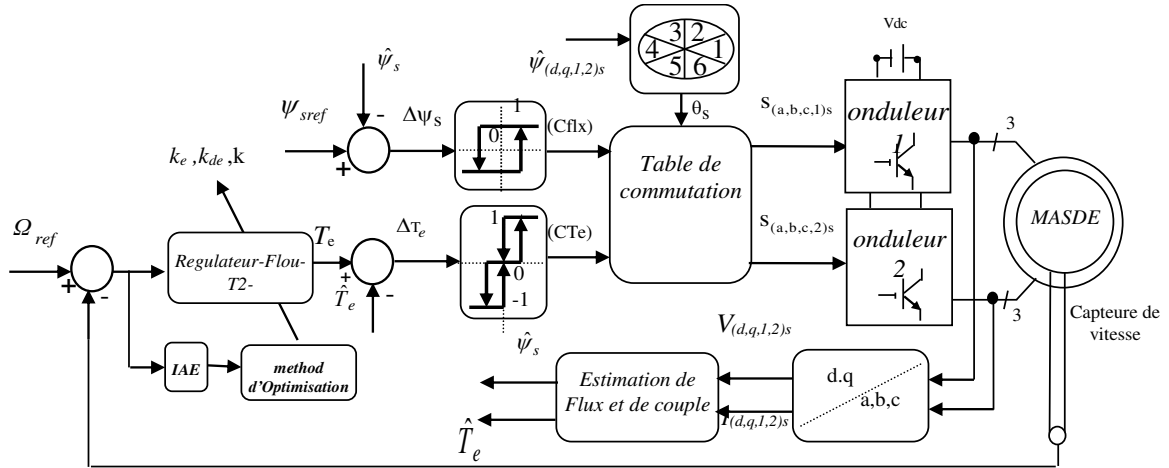


Fig.IV.18: Réglage de vitesse de la MASDE par un régulateur DTC-F- T2.

## IV.9 Résultats de simulation et interprétation :

### IV.9.1 Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge :

Les résultats ont été obtenus par le programme de simulation Matlab dont les paramètres du MASDE représentés dans le Tableau. 8 dans annexe. Les paramètres de simulation DTC sont les même de chapitre précédent.

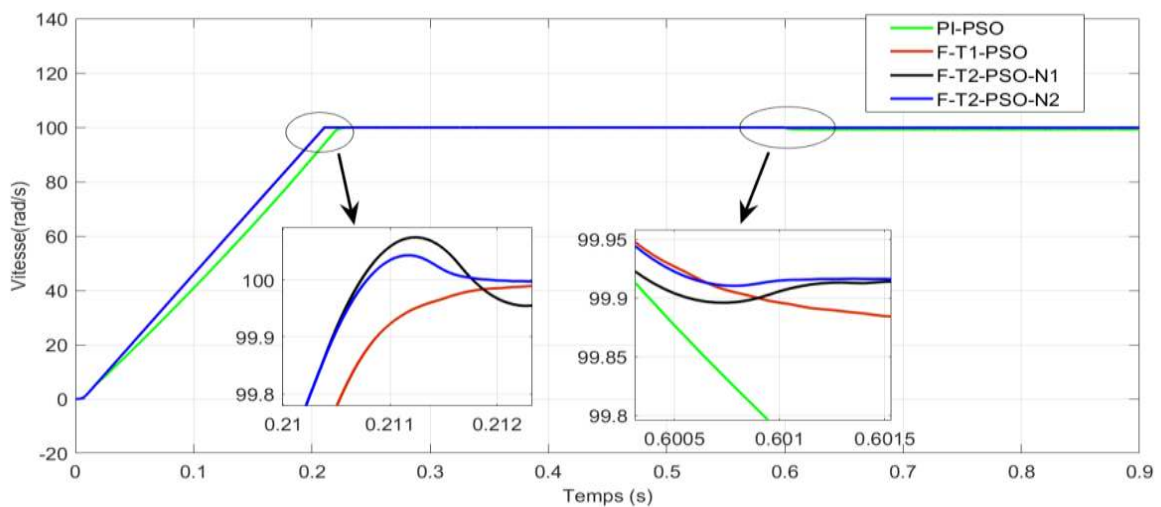
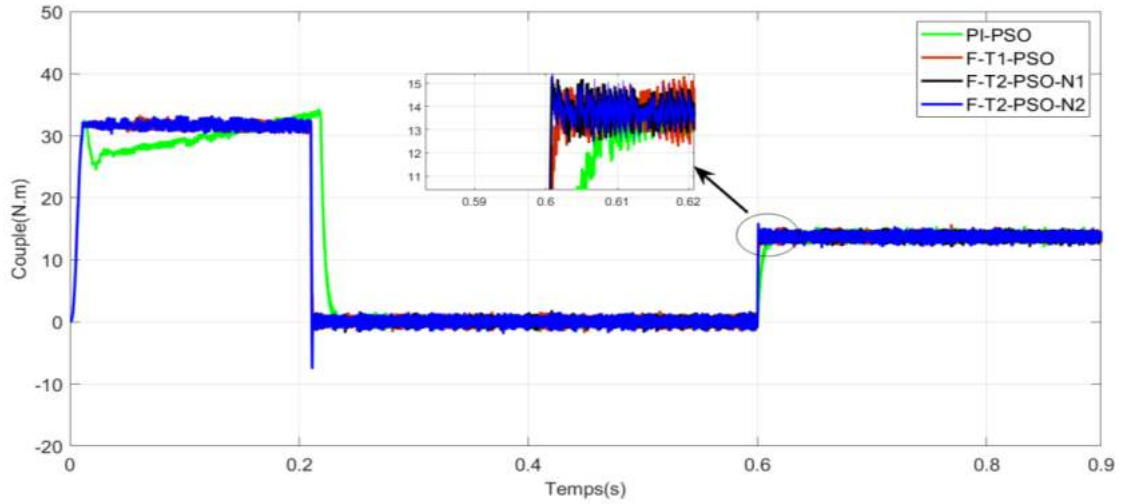
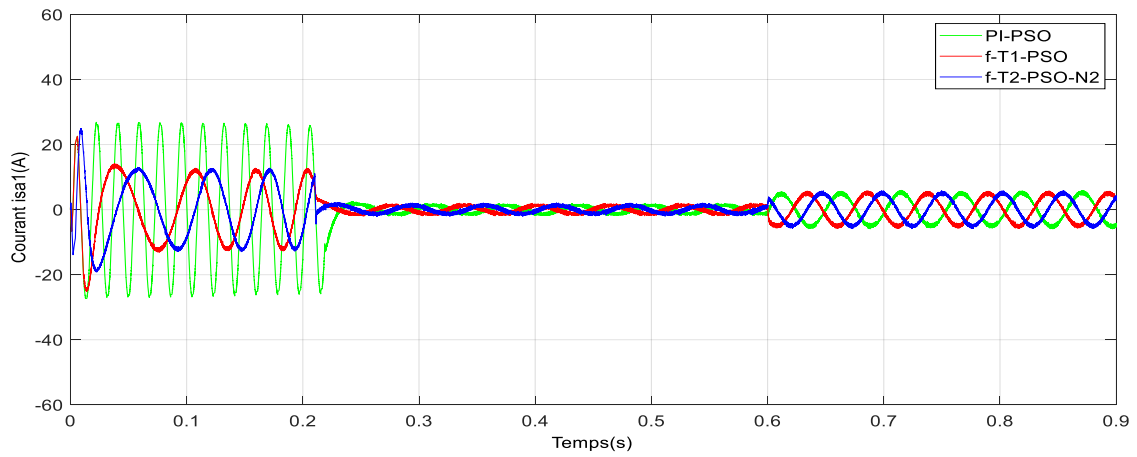


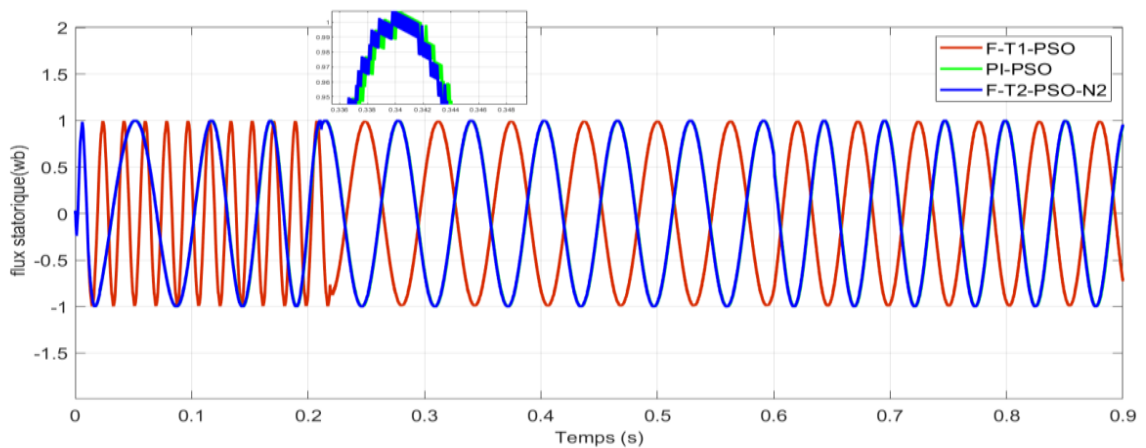
Fig.IV.19: Vitesse de la MASDE avec application d'un couple de charge



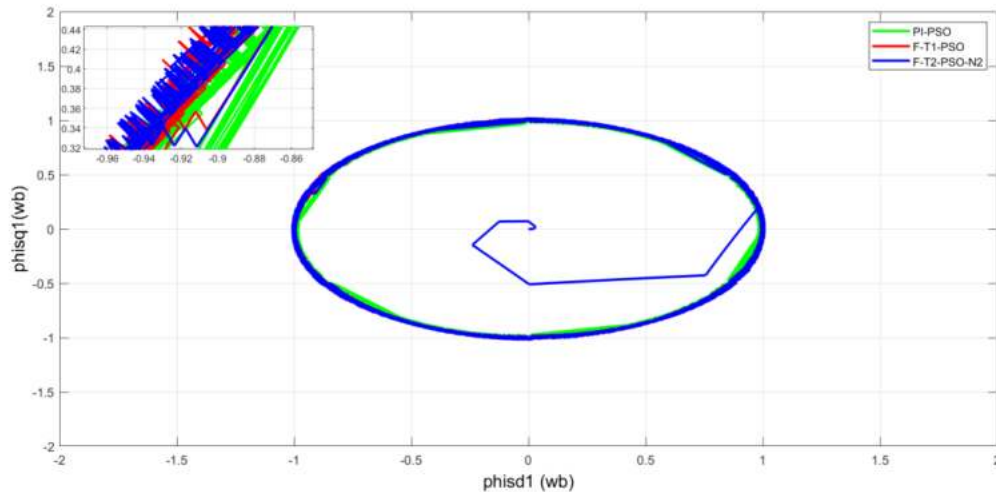
**Fig.IV.20:** Couple de la MASDE avec application d'un couple de charge



**Fig.IV.21:** Courant satatorique de la MASDE avec application d'un couple de charge



**Fig.IV.22:** Flux statorique de la MASDE avec application d'un couple de charge



**Fig.IV.23:** Trajectoire du flux de la MASDE avec application d'un couple de charge

Les figures ci-dessus montrent la comparaison entre les performances de régulation par la commande F-T2 et F-T1.

Sur la figure IV.19, la vitesse contrôlée par les trois contrôleurs est présentée. Lorsque la MASDE fonctionne à 100 rad/s sous un couple de charge de 14 Nm, appliqué à  $t = 0,6s$ . On peut voir que l'utilisation du contrôleur F-T2-PSO donne de bonnes performances, rejette très rapidement la perturbation de charge, un temps de stabilisation court et avec court dépassement et avec un régime permanent réduit, contrairement à un contrôleur F-T1-PSO où la vitesse a subi un léger rejet qui est plus visible avec un contrôleur PI-PSO.

Pour une analyse plus détaillée des résultats, les performances de chaque contrôleur sont également analysées via Integral Squared Error (ISE), Integral Absolute Error (IAE) et Integral Time Squared Error (ITSE). Considérez le tableau IV.4 qui montre la comparaison des indices de performance. Il est observé à partir des résultats que le nombre d'itérations important N2 pour l'algorithme PSO appliqué sur le régulateur F-T2 fournit des performances satisfaisantes

Sur la figure.IV.20, le couple électromagnétique produit par le MASDE, contrôlé par F-T1-PSO, F-T2-PSO et PID-PSO, est présenté. On note que l'ondulation n'est pas la même pour les trois techniques. Il est clair que le F-T1-PSO subit a des ondulations de couple élevé. D'autre part, le F-T2-PSO réduit l'ondulation du couple.

Sur la figure.IV.21, on peut observer que les courants sont sinusoïdaux et que l'ondulation de courant a également une réduction notable du contrôleur F-T2-PSO par rapport aux autres contrôleurs

Le locus du vecteur de flux statorique pour les trois contrôleurs est représenté sur la figure. IV.22 Ils présentent des réponses coïncidentes, le locus de la F-T2 ayant moins d'ondulation.

**Tableau.IV.4** : Comparaison de l'Indice de Performance.

Régulateurs	IAE	ISE	ITSE
F-T1-PSO	0.2072	0.0215	0.0193
F-T2-PSO-N1	0.0167	0.0023	0.0084
F-T2-PSO-N2	0.0082	0.0011	0.0027

### IV.9.2 Test de Robustesse pour les bases vitesse et a l'Inversion du sens de Rotation de la Machine

Le but de ce test est de valider la robustesse du contrôleur F-T2 pour la variation de la vitesse.

Afin de tester la robustesse de la commande par DTCF-T2 de la MASDE vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de : [20, 60, 100, -40,-100, -20, 20]. On constate d'après la figure (IV.24) que le régulateur PSO-F-T1 est plus rapide que PSO-F-T2 pour les basses vitesses et la machine atteint sa valeur de référence  $\Omega_{ref} = 20(rad / s)$  au bout de  $t=0.049$  s pour le régulateur PSO-F-T1 et de  $t=0.055$  s pour le régulateur PSO-F-T2, ce dernier devient plus rapide pour l'augmentation de la vitesse et pour le changement du sens de rotation et l'amélioration clair d'après la figure de vitesse.

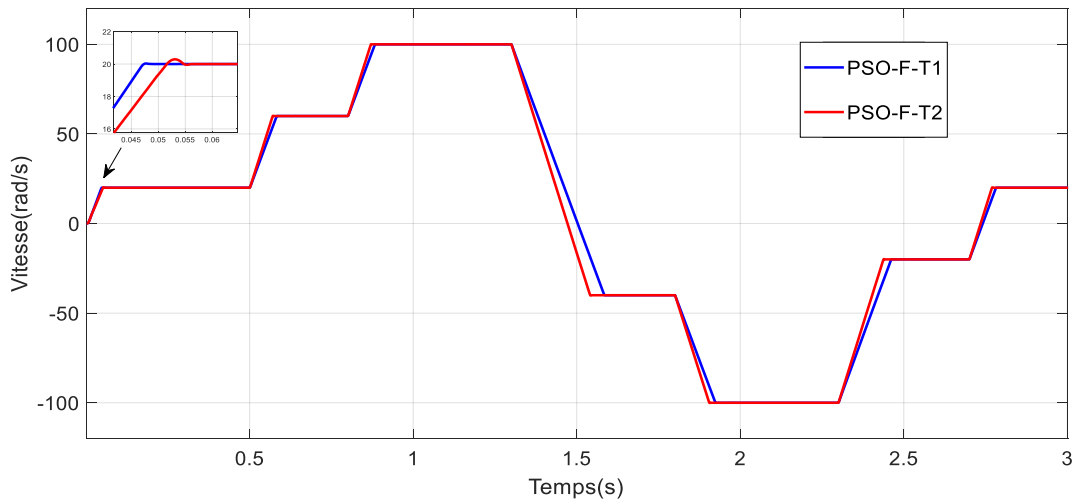
En peut noter clairement la robustesse du contrôleur F-T2 pour les grandes vitesses et pour l'inversion de sens de vitesse dans le cas d'une charge nulle, il est facile de voir que la vitesse suit judicieusement sa valeur de référence. Contrairement à la conduite avec F-T1.

Pour la figure (IV.25) on note que, le couple électromagnétique pour le régulateur F-T2 marque des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent.

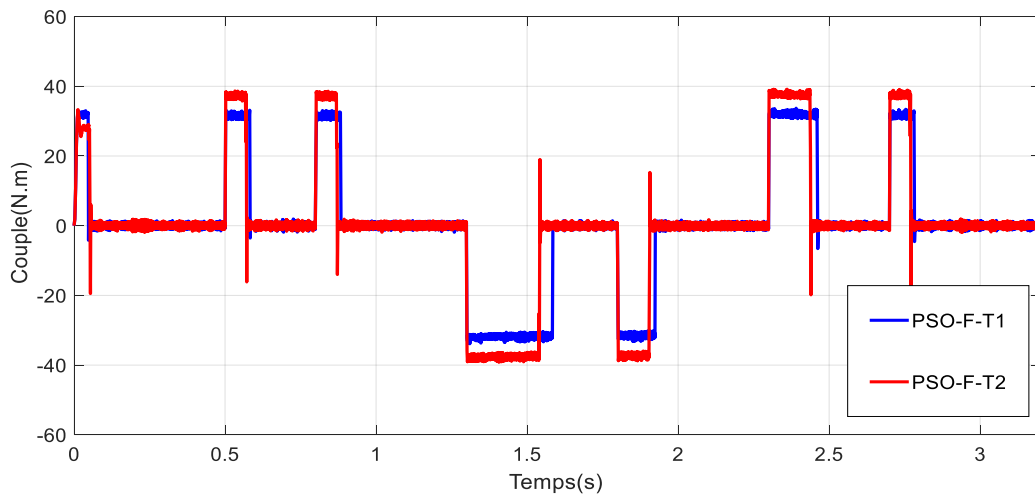
Pour mieux mettre en évidence les performances des deux contrôleurs utilisés dans notre étude, nous avons également analysé l'erreur quadratique intégrale (ISE), l'erreur intégrale absolue (IAE) et l'erreur quadratique intégrale (ITSE) dont les résultats confirment l'amélioration des performances avec F-T2 et sont présentés dans le Tableau IV.5.

**Tableau.IV.5 :** Comparaison de l'Indice de Performance.

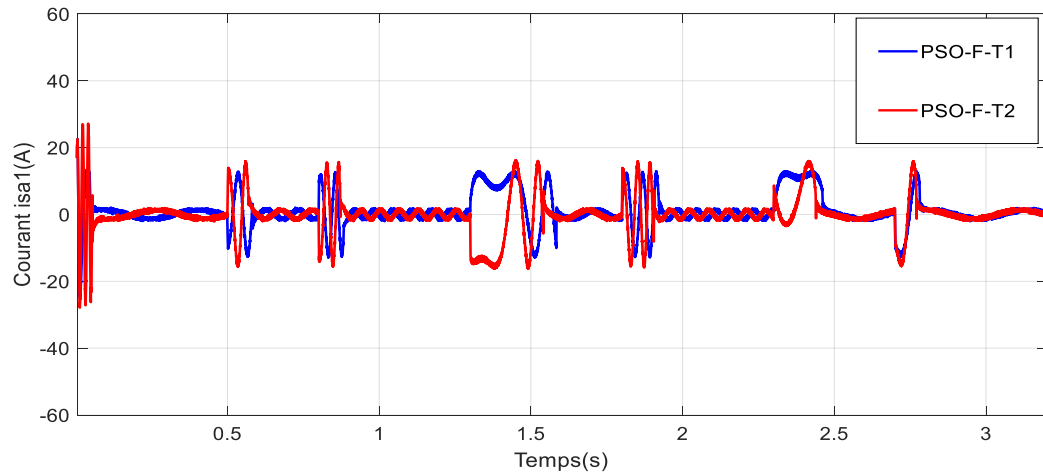
Régulateurs	IAE	ISE	ITSE
F-T1-PSO	1.7959	1.2251	1.4502
F-T2-PSO	0.7546	0.2847	0.5695



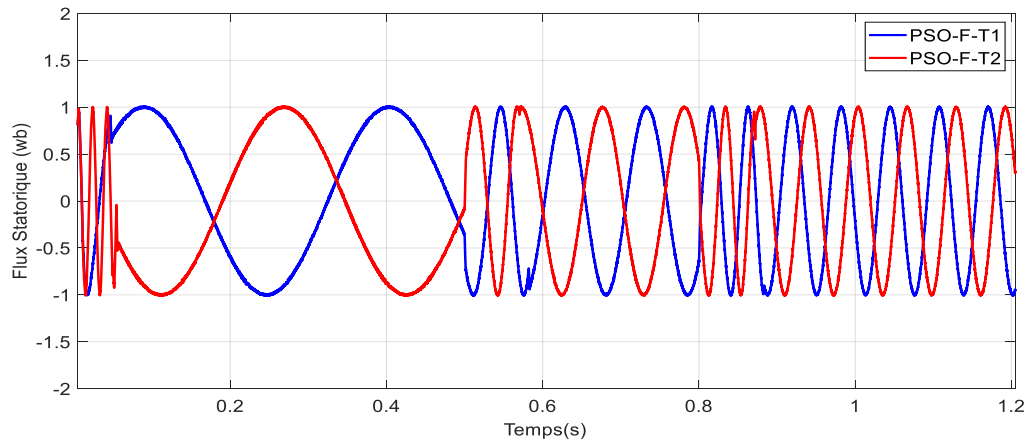
**Fig.IV.24:** Inversion de la vitesse de rotation pour les deux régulateurs.



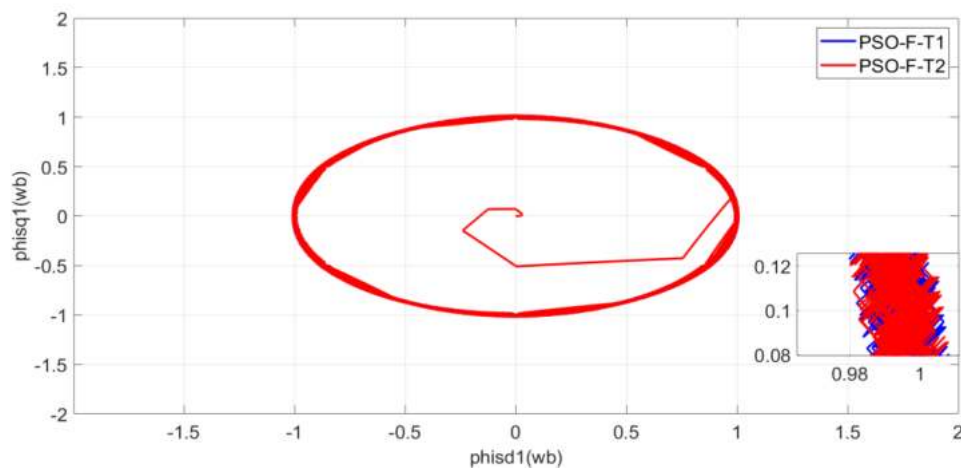
**Fig.IV.25:** Comparaison du Couple électromagnétique pour les deux régulateur PSO-F-T1 et PSO-F-T2.



**Fig.IV.26:** Comparaison des courant statorique pour les deux régulateur PSO-F-T1 et PSO-F-T2.



**Fig.IV.27:** Le flux statorique pour les deux régulateurs PSO-F-T1 et PSO-F-T2.

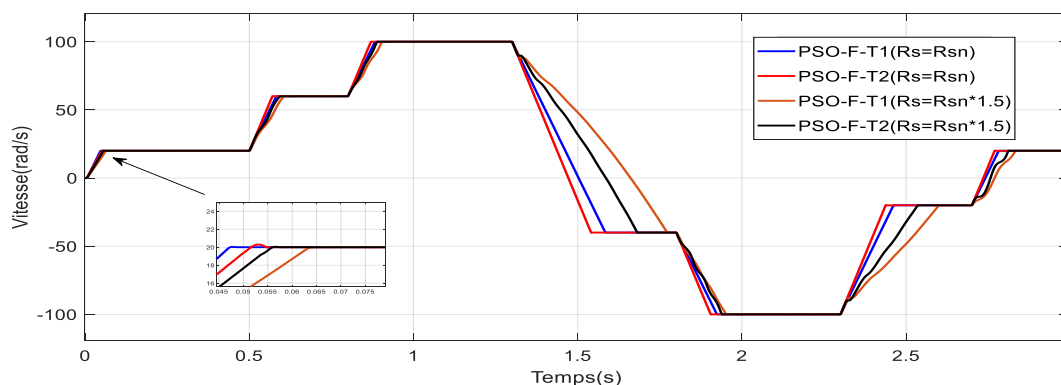


**Fig.IV.28:** Trajectoire de flux pour les deux régulateurs PSO-F-T1 et PSO-F-T2.

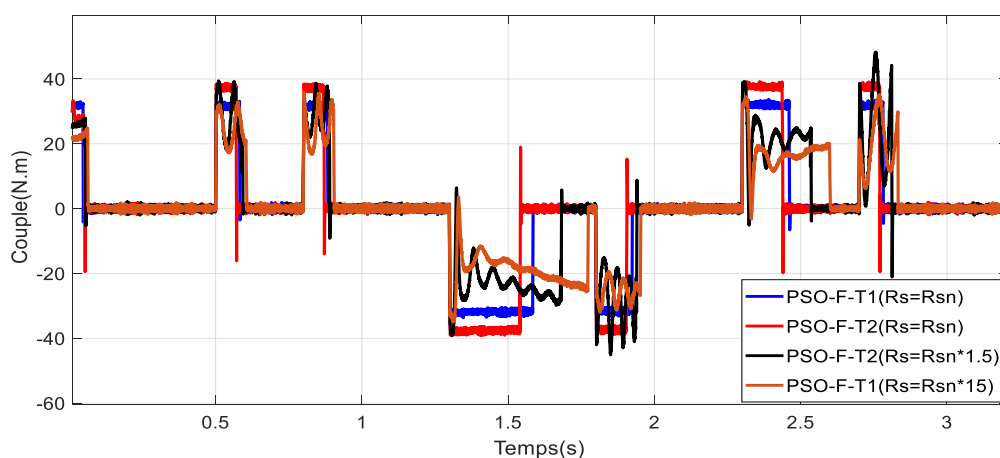
### IV.9.3 Test de Robustesse de la commande vis-à-vis des Variations Paramétriques

#### IV.9.3.1 Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Résistance Statorique

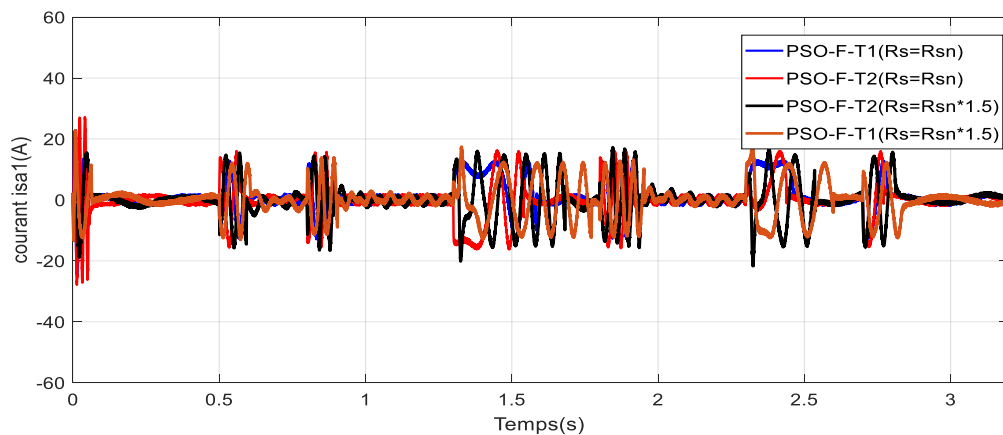
Afin de tester l'influence des variations paramétriques sur les performances des deux régulateurs proposés, la sensibilité du paramètre de résistance du stator est testée pour les deux techniques de commande, Nous avons procédé à une variation de la résistance statorique  $R_s$  de +50% de sa valeur nominale. Au temps  $t = 0$  s. la vitesse, le couple et le courant statorique sont indiqués sur les figures IV.29, IV.30, IV.31 On peut observer à partir de ces figures que la techniques F-T1 a une erreur considérable due à la variation de  $R_s$ . Cependant, des améliorations remarquables sont obtenues grâce à l'approche de contrôle F-T2. On constate que la commande F-T2 est plus robuste vis-à-vis de la variation de la résistance statorique.



**Fig.IV.29:** Vitesse de la comparaison DTC-F-T1 et F-T2 de la MASDE lors de la Variation de  $R_s$ .



**Fig.IV.30:** couple de la comparaison DTC-F-T1 et F-T2 de la MASDE lors de la Variation de  $R_s$ .



**Fig.IV.31:** Courant statorique de la comparaison DTC-F-T1 et F-T2 de la MASDE lors de la Variation de Rs.

Le tableau IV.6 présente l'analyse de l'Indice de performance des deux approches. La comparaison entre les techniques présentées pour le contrôle de vitesse implique que le Régulateurs F-T2 donne beaucoup moins de l'erreur.

**Tableau.IV.6.** Comparaison de l'Indice de Performance.

Régulateurs	IAE	ISE	ITSE
F-T1-PSO ( $R_s=R_{sn}*1.5$ )	2.6988	2.3576	2.6627
F-T2-PSO ( $R_s=R_{sn}*1.5$ )	1.3102	1.1508	1.2907

## IV.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit la théorie de la logique floue type-2. Comme il a été présenté, cette nouvelle technique est une extension de la logique floue type-1. La nouveauté dans cette logique c'est que les fonctions d'appartenance ne sont pas définies d'une manière unique, mais d'une manière incertaine.

Aussi nous avons vu une étude comparative entre F-T1 et F-T2 avec les deux techniques de commande DTC et vectorielle de la MASDE, qui a été présenté pour un contrôleur de vitesse. À partir des études de simulation, le contrôleur F-T2 présente des meilleures performances telles que, un temps de réponse rapide, petit dépassement, couple réduit et moins des ondulations dans le flux. Des performances très satisfaisantes ont donc été obtenues. En outre, l'efficacité des algorithmes proposés est évaluée et justifiée à partir des indices de performance IAE, ISE et ITSE. Selon aux résultats de simulation obtenus, on peut conclure que l'algorithme F-T2 convient aux applications nécessitant une grande précision de suivi en présence de perturbations externes.

## Bibliographies

- [1] J. M. Mendel, « Type-2 Fuzzy Sets: Some Questions and Answers », IEEE Connections, Newsletter of The IEEE Neural Networks Society, Vol. 1, pp., 10-13, August 2003.
- [2] N. N. Karnik, J.M. Mendel, « Introduction to Type-2 Fuzzy Logic Systems. » Fuzzy Systems Proceedings, IEEE World Congress on Computational Intelligence, vol. 2, Anchorage, AK, pp. 915-920, 1998.
- [3] J. Mendel, R. John, e Liu, « Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems Made Simple », IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 14, No. 6, pp. 808-821, 2006.
- [4] N. N. Karnik, J. M. Mendel et Q. Liang, « Type-2 fuzzy logic systems », IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 7, no. 6, pp. 643-658, Dec. 1999.
- [5] N. N. Karnik, et J. M. Mendel, « Operation on type-2 fuzzy sets », Int. J. Fuzzy Sets Syst., vol. 122, pp. 327-348, 2001.
- [6] O. Castillo and P. Melin, « Type-2 Fuzzy Logic Theory and Applications », Springer Verlag, Berlin, 2008.
- [7] N. N. Karnik, et J. M. Mendel, « Type-2 fuzzy logic systems: Type- reduction », Proc. IEEE conference on Systems, Man and Cybernetics, pp. 2046-2051, Oct. 1998.
- [8] Q. Liang, et J. M. Mendel, « Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design », ]
- [9] J. M. Mendel, « On the Importance of Interval Sets in Type-2 Fuzzy Logic Systems », IEEE, pp. 1647-1652, Mar. 2001.
- [10] Y. Chen, D. Z. Wang, and S. C. Tong, « Forecasting studies by designing Mamdani interval type-2 fuzzy logic systems: With the combination of BP algorithms and KM algorithms», Neuro computing, vol. 174, no. b, pp. 1133–1146, 2016.
- [11] O. Castillo, L. Amador-Angulo, J. R. Castro, and M. Garcia-Valdez, « A comparative study of type-1 fuzzy logic systems, interval type-2 fuzzy logic systems and generalized type-2 fuzzy logic systems in control problems », Information Sciences, vol. 354, pp. 257–274, 2016.
- [12] O. Castillo and P. Melin, « A review on interval type-2 fuzzy logic applications in intelligent control », Information Sciences, vol. 279, pp. 615–631, 2014.
- [13] K. Chafaa, « Structure d'Identification et de Commande des Systèmes non Linéaires Basées sur les Techniques Floues », Thèse de doctorat, Université de Batna ,2006.

- [14] D. Z. Wang and Y. Chen, « Study on permanent magnetic drive forecasting by designing Takagi Sugeno Kang type interval type–2 fuzzy logic systems », *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 40, no. 6, pp. 2011–2023, 2018.
- [15] F. Olivas, F. Valdez, and O. Castillo, « Ant colony optimization with dynamic parameter adaptation based on interval type–2 fuzzy logical systems », *Applied Soft Computing*, vol. 53, no. 2017, pp. 74–87, 2017.
- [16] Y. Chen and D. Z. Wang, « Forecasting by general type–2 fuzzy logic systems optimized with QPSO algorithms», *International Journal Control, Automation and Systems*, vol. 15, no. 6, pp. 2950–2958, 2017
- [17] S. Barkati, E. M. Berkouk, and M. S. Boucherit, « Application of type-2 fuzzy logic controller to an induction motor drive with seven-level diode-clamped inverter and controlled infeed», *Electrical Engineering*, vol. 90, no. 5, pp. 347–359, 2008..
- [18] D. Y. Zhai, M. S. Hao, and M. Jerry, « Universal image noise remove filter Based–on type–2 fuzzy logic system and QPSO», *International Journal of Uncertainly, Fuzziness and Knowledge–Based Systems*, vol. 20, pp. 207–232, 2012.
- [19] K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed, « Fuzzy Modeling using Kalman Filter», *IET(ex IEE) Control theory and applications*, Vol. 1, N° 1, pp. 58-64, 2007.
- [20] O. Castillo, R. Martinez–Marroquin, and P. Melin, « Bioinspired optimization of fuzzy logic controller for robotic autonomous System with PSO and ACO», *Fuzzy Inf.* no. 2, pp. 119–143, 2010.
- [21] H. M. Yazdi, « Implement designer’s preferences using fuzzy logic and genetic algorithm in structural optimization», *International Journal of Steel Structures*, vol. 16, no. 3, pp. 987–995, 2016.
- [22] H. Acikgoz, « Speed control of DC motor using interval type-2 fuzzy logic controller », *International Journal of Intelligent Systems and Applications in Engineering*, Vol. 6, No. 3, pp. 197-202, 2018.
- [23] K. Saadaoui1, B. Bouderah, O. Assas, M.-A. Khodja, « Type-1 and Type-2 fuzzy Sets to Control a Nonlinear Dynamic System» *Revue d'Intelligence Artificielle*, Vol. 33, No. 1, February, 2019, pp. 1-7.
- [24] A. Kumar, V. Kumar, «Evolving an interval type2 fuzzy PID controller for the redundant robotic manipulator». *Expert Systems with Applications*, 73: 161- 177. <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2016.12.029>.2017.

- [25] Y. Chen and D. Z. Wang, « Study on centroid type–reduction of general type–2 fuzzy logic systems with weighted enhanced Karnik–Mendel algorithms», *Soft Computing*, vol. 22, no. 4, pp. 1361–1380, 2018.
- [26] Q. Liang, N. N. Karnik et J. M. Mendel, « Connection admission control in ATM networks using survey-based type-2 fuzzy logic systems », *IEEE Trans. Syst.*, vol. 30, no. 3, pp. 329-339, Aug. 2000.
- [27] Wu, D, « On the fundamental differences between interval type-2 and type-1 fuzzy logic controllers. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems* », 20(5): 832-848. <https://doi.org/10.1109/TFUZZ.2012.2186818>. 2012.
- [28] Y. Chen, D. Z. Wang, and W. Ning, « Forecasting by TSK general type–2 fuzzy logic systems optimized with genetic algorithms», *Optimal Control Applications, Methods*, vol. 39, no. 1, pp. 393–409, 2018.
- [29] M. K. Panda, G. N. Pillai, and V. Kumar, « Design of an Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller for Automatic Voltage Regulator System," *Journal of Electric Power Components and Systems*, Volume 40, 2011, Issue 2, pp. 219-235
- [30] Y. Chen and D. Z. Wang, « Type–reduction of interval type–2 fuzzy logic systems with weighted Karnik–Mendel algorithms», *Control Theory and Applications*, vol. 33, no. 10, pp. 1327–1336, 2016.
- [31] K. Saadaoui1, B. Bouderah, O. Assas, M.A. Khodja, « Type-1 and Type-2 fuzzy Sets to Control a Nonlinear Dynamic System», *Revue d'Intelligence Artificielle*, Vol. 33, No. 1, February, 2019, pp. 1-7,
- [32] H. Acikgoz, O.F. Kececioglu, A. Gani, M. Tekin, M. Sekkeli, « Robust Control of Shunt Active Power Filter Using Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller for Power Quality Improvement » *TehniÄ, ki vjesnik*, vol. 24, no. Suppl. 2, pp. 363-368, 2017,
- [33] A. Benzaïoua «Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée» Thèse de Doctorat en Sciences, Université du Québec à Chicoutimi. 2014.
- [34] F. Amrane, A. Chaiba, S. Mekhilef«High performances of Grid-connected DFIG based on Direct Power Control with Fixed Switching Frequency via MPPT Strategy using MRAC and Neuro-Fuzzy Control» *Journal of Power Technologies*, Vol 96, No 1, 2016.

## Chapitre V

---

# *Commande DTC Hybride par Mode Glissant D'ordre Supérieur Floue T2 de la MASDE*

---

## **V.1 Introduction**

Ce n'est qu'à partir des années quatre-vingt, la commande à structure variable par mode de glissement est devenue intéressante et attractive à cause de la grande révolution dans les domaines de l'informatique et d'électronique de puissance. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. Ce type de contrôle possède des avantages incontestables, tels que, la robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques. [1]

Dans ce chapitre, on présente un rappel théorique sur le concept général de la commande à structure variable par mode de glissement dans un premier lieu. En second lieu, nous abordons l'application de cette technique de commande à la MASDE en remplaçant les régulateurs linéaires PI de la vitesse par des régulateurs du type mode glissant d'ordre deux (méthode de super twisting). Enfin, nous allons montrer les performances de ce type de réglage après et illustration des résultats de simulations.

Dans ce chapitre, on présente le principe de la conception d'un régulateur mode glissant d'ordre supérieur flou T2, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse d'une MASDE. On présente aussi les résultats de simulation numérique concernant les régimes : démarrage à vide, variation du couple de charge, inversion de la vitesse de rotation.

## **V.2 Systèmes à Structures Variables**

La notion du système à structure variable (SSV) apparaît lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, Il en découle les définitions suivantes : [1][11]

- **Définition 1** : un système dont la structure change pendant son fonctionnement est un système dit à structure variable (SSV). Par conséquent, il est caractérisé par le choix d'une fonction ou structures et d'une logique de commutation.
- **Définition 2** : un système à structure variable est un système qui admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

Où :

$x$  : Vecteur d'état ;

$f_i$  : Fonctions appartient à un ensemble de sous-systèmes et appelées structures,  $i \in [1, n]$ .

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celle de chacun de sous-système  $f_i(x)$  pris seul.

### V.3 Modes de Trajectoire d'une Variable d'Etat dans le Plan de Phase

Dans le système à structure variable, la technique de la commande par (MG), consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement (hyper-plan) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre, au voisinage de cette surface. Cette trajectoire dans le plan de phase passe en général par trois phases (modes) de fonctionnements, figure V.1. [2][7]

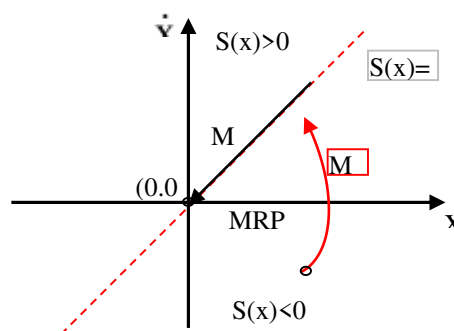


Fig.V. 1: Différents Modes de Fonctionnement dans le Plan de Phase.

#### V.3.1 Mode de Convergence (MC)

Mode de convergence (MC) ou mode non glissant (Reaching Mode), encourt mode d'accès. Dans ce mode, la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation  $S(x)=0$  et l'atteint dans un temps fini. Durant cette phase, le système reste sensible aux variations de paramètres. Sa durée peut être réduite en augmentant l'amplitude de la commande  $u$ . [3][4][18]

#### V.3.2 Mode de Glissement (MG)

Durant lequel les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement, elles tendent vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix

de la surface de glissement  $S(x)=0$ . Durant cette phase, le comportement du système ne dépend plus du système d'origine ni des perturbations. [5][13][14]

### Mode en Régime Permanent MRP (Steady-State Mode)

La variable d'état demeure près du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande, utilisé particulièrement pour l'étude des systèmes non linéaires. [6][8]

## V.4 Principe de la Commande par MG

La commande par mode glissant est une méthode de contrôle à structure variable qui est largement connue, par sa robustesse et efficace pour les systèmes linéaires et non-linéaires. Elle est basée sur la commutation des fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une droite (ou surface) de glissement. Le but est de ramener la trajectoire d'état vers la surface du glissement et de la faire évoluer dessus (régime glissant) avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. [6][10]

La modélisation mathématique de la commande à structure variable des systèmes non linéaires (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée, cette modélisation conduit à des équations différentielles de la forme : [10][12]

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \times u(x, t) \quad (\text{V.2})$$

Où :

$x$  : Vecteur d'état  $\in R^n$  ;

$f$  : Un champ de vecteur ou fonction vectorielle de  $x$  et  $t \in R^n$  ;

$B$  : Matrice de commande de  $x$  et  $t \in R^{n.m}$  ;

$u$  : Vecteur de commande  $\in R^m$  ;

$F$  : fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps ;

$m$  et  $n$  : rang de la fonction avec  $m \neq n$ .

Dans sa forme de base, le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes en fonction du signal (vecteur) de commande [15][16][17].

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+ & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \\ u_i(x) = u_i^- & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (\text{V.3})$$

$S(x)$  : Surface du glissement.

La commande  $u_i$  est construite de façon que les trajectoires du système convergent vers la surface de glissement et soit ensuite maintenue sur celle-ci vers le point d'équilibre. [6]

## V.5 Conception de la Commande par MG

La structure d'un contrôleur comporte deux parties :

- Continu représentant la dynamique du système durant le MG ;
- Discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence.

Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets des perturbations et d'imprécisions sur le modèle.

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui achève principalement en trois étapes principales et complémentaires définies par : [21]

- Choix des surfaces de glissement ;
- Etablissement des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

### V.5.1 Choix de la Surface de glissement

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Ainsi la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence  $x_{ref}$ , J.J Stoline a proposé une forme d'équation générale pour la détermination de la surface de glissement qui assure cette convergence vers le point d'équilibre: [20][21]

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (V.4)$$

Où :

$e(x) = x_{ref} - x$  : Écart de la variable à régler ;

$\lambda_x$  : Gain positif, interprète la bande passante du contrôle désiré ;

$r$ : Degré relatif de la variable à régler, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.[22][23].

Par exemple, la surface de glissement est définie par :

$$\begin{aligned} S(x) &= e(x) & \text{si } r &= 1; \\ S(x) &= \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) & \text{si } r &= 2; \\ S(x) &= \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) & \text{si } r &= 2. \end{aligned} \quad (V.5)$$

$S(x)=0$  est une équation différentielle linéaire autonome, dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro et son unique solution, pour un choix convenable du paramètre  $\lambda_x$  (pour assurer sa très

grande attractivité ainsi que le maintien du système sur la surface de glissement) et c'est l'objectif de la commande. [19][23]

### V.5.2 Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant

Après la conception de la surface de commutation, le deuxième aspect important est d'assurer l'existence et la convergence du mode du glissement. Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé, il permet aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Nous retenons deux types de conditions qui correspondent au mode de convergence de l'état du système qui sont [24].

- La fonction de commutation ;
- La fonction de Lyapunov.

#### V.5.2.1 Fonction de Commutation (Approche Directe ou Discrète)

C'est la plus ancienne condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme : [3] [8] [6]

$$\begin{aligned} S(x) > 0 & \quad \text{si} \quad S(x) < 0 \\ S(x) < 0 & \quad \text{si} \quad S(x) > 0 \end{aligned} \quad (\text{V.6})$$

Cette condition peut être donnée par :

$$S(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{V.7})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, puisque  $S(x)$  change de signe aux deux côtés de cette surface de commutation. [25]

#### V.5.2.2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système, et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ( $\dot{V}(x) < 0$ ). Cette condition permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement, elle est généralement utilisée pour des raisons d'améliorer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de garantir la stabilité des systèmes non linéaires. [26].

En définissant la fonction de Lyapunov par l'équation suivant :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{V.8})$$

En dérivant cette dernière équation, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{V.9})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci (condition de convergence) est vérifié si :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{V.10})$$

Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \end{cases} \quad (\text{V.11})$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structures variables. Elle nous permet donc de déterminer les paramètres de réglage.

Si l'équation (V.10) est vérifiée, les dynamiques du système ainsi que sa stabilité sur  $S(x)$  sont indépendantes de l'équation (V.2), elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissantes sur la partie commande. [14][28]

### V.5.3 Détermination de la loi de Commande

Après le choix de la surface du glissement et les critères de convergence choisis, il nous reste à déterminer la loi de commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre.

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode du glissement, Il y a trois types de structures très répandues :

- La commande par contre-réaction linéaire à gains commutés ;
- La commande par relais ;
- La commande équivalente.

Les deux dernières approches sont les plus préférées dans la commande des machines électriques. Nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (V.2). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande  $u$ . [5][6]

Le vecteur  $u$  est composé de deux grandeurs, la première concernent la linéarisation exacte  $u_{eq}$  (commande équivalente) elle a une influence sur le mode glissant, on la détermine grâce aux conditions d'invariance et la deuxième composante non linéaire stabilisante  $u_n$  (commande attractive ou grandeur de commande discontinue) elle a une influence sur le mode d'approche et elle garantit l'attractivité de la variable vers la surface de glissement.

Cette dernière est très importante car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Donc : [29][30]

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (3.12)$$

### V.5.3.1 Commande Equivalente

Un vecteur de commande équivalent  $u_{eq}$  proposé par Filpov et Utkin se définit comme celui qui produit le régime glissant idéal. Il sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)=0$ .

La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle  $\dot{S}(x)=0$ . D'une manière simplifiée, la méthode de contrôle équivalent permet de remplacer le contrôle discontinu actif sur la surface de commutation par un contrôle équivalent, ce qui fait que le vecteur vitesse de l'espace d'état est tangent à la frontière entre les régions de discontinuités. La méthode est illustrée sur la figure V.2. [29]

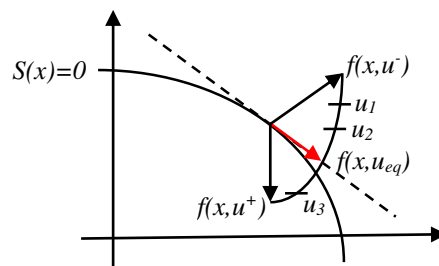


Fig.V. 2: Méthode de Contrôle Equivalente.

La commande équivalente est schématisée dans la figure V.3. [1][6][10]

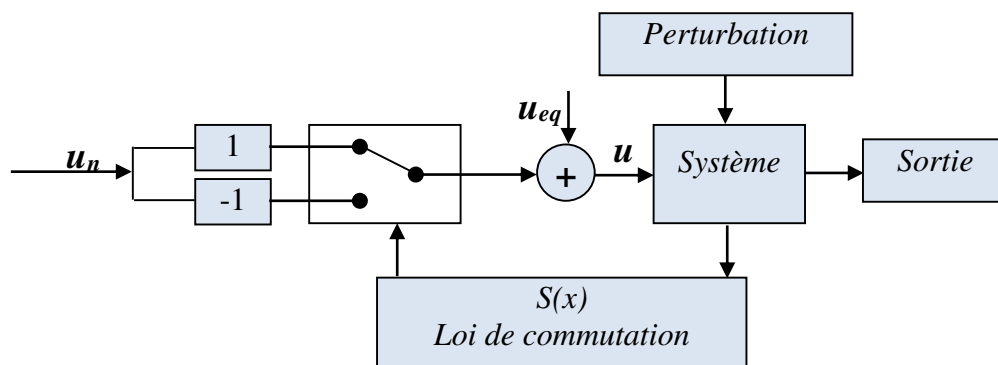


Fig.V. 3: Schéma Structurelle de la Commande Equivalente.

A partir des équations (V.2) et (V.12) on obtient la commande équivalente  $u_{eq}$ . Nous avons :[31][32]

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ f(x,t) + B(x,t)u_{eq}(t) \right\} + \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ B(x,t)u_n \right\} \quad (V.13)$$

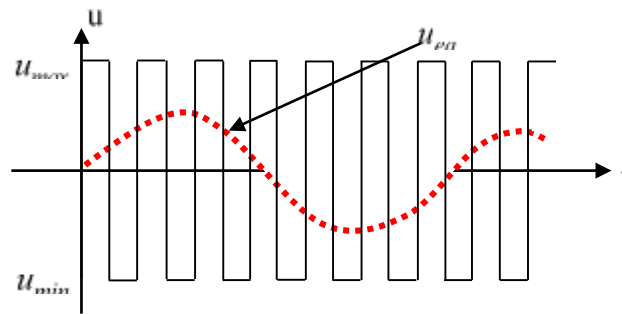
Durant le mode du glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface et la partie discontinue sont nulle (parce que  $S(x)=0$ ), nous déduisons l'expression de la commande équivalente: [16][33]

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, \quad u_n = 0 \quad (V.14)$$

En substituant  $u_{eq}$  dans l'équation (V.13), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x,t) - B(x,t) \cdot \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\} \quad (V.15)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement. [30]



**Fig.V. 4:** Commande Equivalente  $u_{eq}$  prise par la Commande lors de la Commutation entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$ .

La commande  $u_{eq}$  peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande  $u$  lors des commutations rapides entre  $u^+(u_{max})$  et  $u^-(u_{min})$ , figure V.4

Tant que le régime glissant est assuré, le système décrit par l'équation V.2 est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée. [34][37]

### V.5.3.2 Commande Discontinue de Base (Commande d'Attractivité)

L'addition du terme  $u_n$  à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement  $S(x)$  tel que  $(S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0)$ . Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode du glissement existe. On remplace la commande équivalente  $u_{eq}$  par son expression (équation V.14) dans l'équation (V.13), on obtient donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface : [35]

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x,t)u_n\} \quad (\text{V.16})$$

La commande  $u_n$  est définie durant le mode de convergence tel que la condition d'attractivité devient négative : [10][33][36]

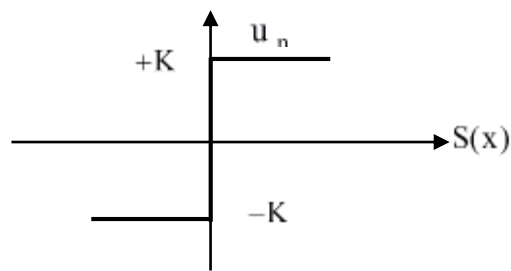
$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x,t)u_n\} < 0 \quad (\text{V.17})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $u_n$  doit être opposé à celui de  $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x,t)\}$ .

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*, elle s'exprime donc comme : [37][38][40]

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{V.18})$$

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{V.19})$$



**Fig.V. 5:** Définition de la Fonction Sign

Le gain  $K$  doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

Leurs choix à une très grande influence sur le temps de réponse du régulateur :

- $K$  : est très petit, on aura un temps de réponse très grand.
- $K$  : est très grand, on aura un temps de réponse très petit.

En remplaçant l'expression V.18 dans V.17, on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)K \text{sign}(S(x)) < 0 \quad (\text{V.20})$$

## V.6 Broutement (Chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, les discontinuités appliquées à la commande durant le régime glissant peuvent entraîner un phénomène du broutement, appelé réticence ou "*Chattering*" qui est l'inconvénient majeur de cette commande figure V.6 Il se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires

du système autour de la surface de glissement. Les raisons principales de ce phénomène sont : [6][39][40]

- Les retards de commutation au niveau de la commande : Ces commutations détériorent la précision de la commande, en provoquant une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable) ;
- La présence de dynamique « parasites » en série avec les systèmes de commandes.

Une autre cause de broutement, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande,

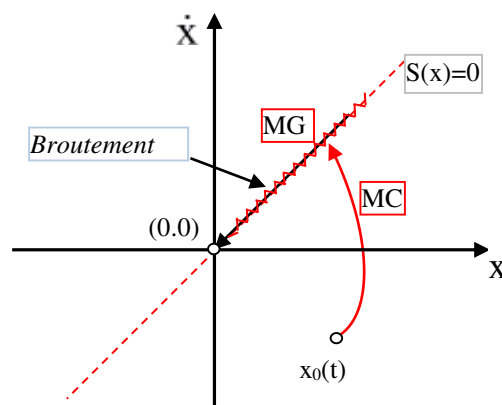


Fig.V. 6: Phénomène du Brouement

### V.6.1 Solution de Couche Limite (Boundary Layer Solution)

Cette solution consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue, du type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, parmi les fonctions utilisées, nous citerons la fonction de saturation : [32]

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| \leq \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \end{cases} \quad (\text{V.21})$$

$\mu$  : Un paramètre petit et positif représentant la largeur de la couche limite.

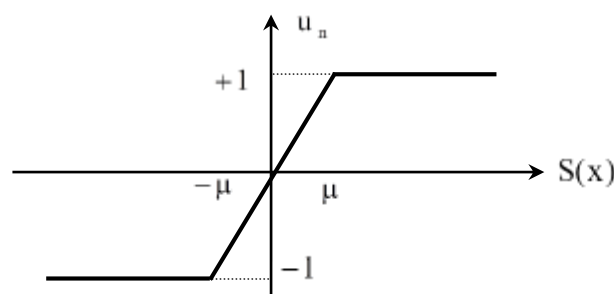


Fig.V. 7: Définition de la Fonction Saturation (SAT)

### V.6.1.1 Commande avec un Seul Seuil

Caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}, \quad e: \text{paramètre positif et petit.} \quad (\text{V.22})$$

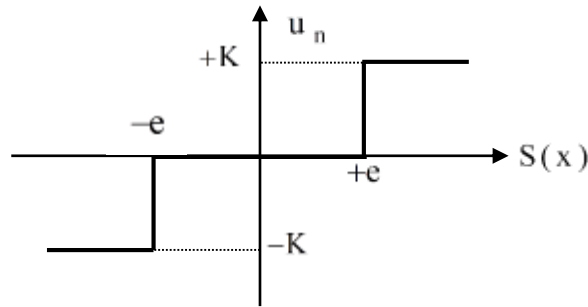


Fig.V. 8: Fonction sign de la Commande avec un seul seuil.

### V.6.1.2 Commande Adoucie (a deux Seuils)

Pour diminuer progressivement la valeur de la commande  $u_n$  en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils, figure V.9. [10][44]

$$\text{Sat}(S_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S_i| \leq e_1 \\ \frac{S_i - e_1 S_i}{e_2 - e_1} & \text{si } e_1 < |S_i| \leq e_2 \\ \text{sign}(S_i) & \text{si } |S_i| > e_2 \end{cases} \quad (\text{V.23})$$

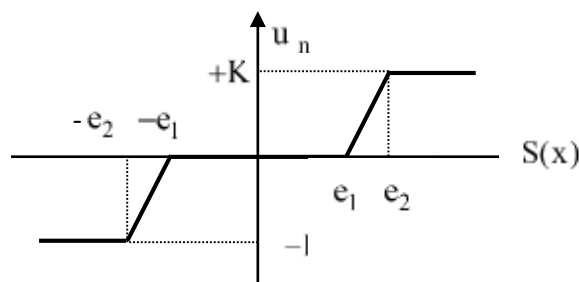


Fig.V. 9: Fonction Sign de la commande adoucie (a deux seuils).

### V.6.1.3 Commande Intégrale

En régime glissant, les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses peuvent être évitées. Pour cela, on remplace la fonction *sign* par la fonction intégrale. La loi d'attractivité sera donc : [43]

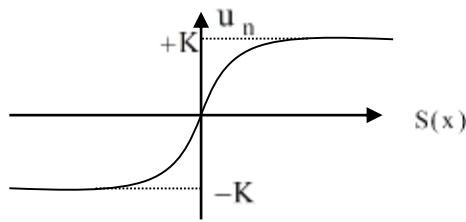
$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)|+l} + h \quad (\text{V.24})$$

Tel que :

$$l = l_0 + |g|$$

Avec :

$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{V.25})$$



**Fig.V. 10:** CSV rendu continue.

### V.6.2 Solution par Mode Glissant d'Ordre Supérieur

Les modes glissants d'ordre supérieur (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM) ont été introduits dans les années 80, par des chercheurs russes (M. Levantovsky et M. Emelyanov) pour pallier au problème du *chattering*, tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques. Ils ont proposés de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant, sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable du glissement, au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un. [33]

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre supérieure, on considère le système non linéaire décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(t, x, u) \\ u &= U(t, x) \\ S &= S(t, x) \end{aligned} \quad (\text{V.26})$$

Avec :

$x$  : Représente le vecteur d'état ;  $u$  : Représente la commande ;

$f$  : Fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine ;

$S$  : Fonction différentiable telle que ses  $(r - 1)$  premières dérivées par rapport au temps ne sont fonction que de l'état  $x$  (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité).

$r$  : désigne le degré relatif du système, est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps.

Comme il a été défini, l'objectif de la commande par régime glissant du premier ordre est d'obliger le système à rester sur la surface de glissement, soit  $S = 0$ . Pour le cas de la commande par régime glissant d'ordre supérieur, le problème posé est de forcer le système à évoluer sur la surface et à maintenir  $S$  ainsi que ses  $(r-1)$  premières dérivées successives à zéro. [36]

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{r-1} = 0 \quad (\text{V.27})$$

## V.7 Commande par Mode Glissant d'Ordre deux

La commande par modes glissants d'ordre deux, appelé parfois mode glissant sans broutement, offre de très bonnes propriétés de robustesse, cependant, l'absence de conditions de convergences nécessaires ou suffisantes en rend le réglage souvent complexe, surtout lorsqu'il s'agit d'atteindre des performances bien spécifiques pour le système boucle. [33][44]

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (\text{V.28})$$

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface définie  $S$  et la maintenir ainsi que sa dérivée  $\dot{S}$  à zéro dans un temps fini ( $S = \frac{dS}{dt} = 0$ ).

La dérivée de  $S$  est donnée par : [34]

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \dot{x} \\ \dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{V.29})$$

Ensuite la deuxième dérivée de  $S$  est donnée comme suit:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \dot{u} \end{cases} \quad (\text{V.30})$$

On pose :

$$\begin{cases} \rho(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial \dot{S}}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \\ X(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{V.31})$$

On obtient l'équation différentielle suivante :

$$\ddot{S} = \rho(t, x) + X(t, x) \dot{u} \quad (\text{V.32})$$

Le système est maintenant constitué des surfaces de glissement  $S$  et  $\dot{S}$  :

$$\begin{cases} y_1 = S \\ y_2 = \dot{S} \end{cases} \quad (\text{V.33})$$

Si le degré relatif = 1 : Le système est décrit par l'expression suivante :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t,x) + X(t,x)\dot{u} \end{cases} \quad (\text{V.34})$$

Si le degré relatif = 2 : le problème de la commande peut être dérivé du cas précédent, en considérant la variable  $x$  comme une variable d'état, et  $u$  comme la commande effective. Le système à commander est défini par :

$$f(t,x,u) = a(t,x)b(t,x)u(t) \quad (\text{V.35})$$

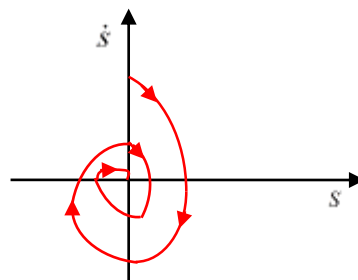
Où,  $a : R^{n+1} \rightarrow R^n$  et  $b : R^{n+1} \rightarrow R^n$  sont des fonctions incertaines et continûment dérivables.

Finalement le système du modèle (V.35) est représenté par l'équation :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t,x) + X(t,x)u \end{cases} \quad (\text{V.36})$$

### V.7.1 Algorithme du Twisting

L'algorithme de twisting est l'une des premiers algorithmes du mode glissant d'ordre deux, il a été introduit par L.V. Lewantowski en 1985 [39]. La commutation en temps fini vers l'origine du plan de phase  $(S, \dot{S})$  de cet algorithme twisté est obtenue grâce à la commutation de l'amplitude entre deux valeurs. La convergence de cette algorithme est assurée par une trajectoire tourne dans le plan  $(S, \dot{S})$  sous forme d'une spirale autour de l'origine, représentée par la figure V.11. [24][34]



**Fig.V. 11:** Convergence en Temps Fini de l'Algorithme Twisting dans le Plan  $(S, \dot{S})$ .

La loi de commande de mode glissant par l'algorithme STAe est définie par : [45]:

$$u_{tw} = \begin{cases} -\alpha_m \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0 \\ -\alpha_M \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (\text{V.37})$$

Le bon choix des conditions pour assurer la stabilité et la convergence en temps fini sur la variété S et que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_M > \text{Max} \left( 4 \frac{K_M}{S_0}, \frac{C_0}{K_m} \right) \\ \alpha_M > \alpha_m \\ \alpha_m > 4 \frac{K_M}{S_0} \\ \alpha_m > \frac{C_0}{K_m} \\ K_m \alpha_M - C_0 > K_M \alpha_m + C_0 \end{array} \right. \quad (\text{V.38})$$

$S_0, K_m, K_M,$  et  $C_0$  des constantes positives telle que :

$$|S(t, x) < S_0| \quad (\text{V.39})$$

Alors :

$$0 < K_m \leq \frac{\partial \dot{S}(t, x)}{\partial u} \leq K_M, \quad (\text{V.40})$$

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial \dot{S}(t, x, u)}{\partial x} f(t, x, u) \right| < C_0 \quad (\text{V.41})$$

### V.7.2 Algorithme Sous-Optimal

L'algorithme dit sous-optimal a été proposé par Bartolini, Ferrara et Usai en 1997. La loi de contrôle de cet algorithme est décrite par les expressions suivantes : [40]

$$u = \begin{cases} -N \sin g(S - \beta S_M) & \text{si } (S - \beta S_M) \geq 0 \\ -M \sin g(-\beta S_M) & \text{si } (S - \beta S_M) < 0 \end{cases} \quad (\text{V.42})$$

Où :

$N > 0$  : Amplitude minimale de régulation ;

$M > 1$  : Facteur de modulation ;

$\beta$  : Facteur d'anticipation ;

$S_M$  : Valeur de S au dernier instant où  $S=0$  .

Les conditions de convergence en temps fini vers la surface de glissement  $S = \dot{S} = 0$  pour cet algorithme sont :

$$\begin{cases} N > \frac{C_0}{K_m} \\ M \in (1; +\infty) \cap \left( \frac{4C_0 + K_M N}{3K_m N}; +\infty \right) \\ \beta = 0.5 \end{cases} \quad (\text{V.43})$$

### V.7.3 Algorithme de Super Twisting

Cet algorithme a été introduit et développé par Levant en 1993, il est capable de stabiliser la surface de glissement  $S = s = 0$  en temps fini pour les systèmes à degré relatif égal à un. Le super twisting n'utilise pas d'informations sur  $\dot{S}$ , ceci peut être vu comme un avantage. La convergence de cet algorithme est régie aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase.

La loi de commande Super Twisting  $u(t)$  est composée de deux parties, une partie continue  $u_1$  et une partie discontinue  $u_2$  tel que : [38][41]

$$u_{st}(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (\text{V.44})$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > I \\ -\alpha \text{sign}(S) & \text{si } |u| \leq I \end{cases} \quad (\text{V.45})$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda_a |S_0|^\vartheta \text{sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda_a |S|^\vartheta \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \quad (\text{V.46})$$

$\lambda_a$  et  $\alpha$  sont des gains positifs utilisés pour ajuster la commande Super Twisting.

Le gain  $\alpha$  a un effet sur la précision en régime permanent. Les conditions suffisantes pour engendrer la convergence en temps fini sont imposées par Levant comme : [42][43][44][45]

$$\begin{cases} \alpha > \frac{C_0}{K_M} > 0 \\ \lambda_a^2 \geq \frac{4C_0 K_M (\beta + C_0)}{K_m^3 (\beta - C_0)} \\ 0 < \vartheta < 0.5 \end{cases} \quad (\text{V.47})$$

### V.8 Commande par Mode de Glissement d'Ordre un pour la DTC de la MASDE

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination de la surface et du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse.

#### ➤ Surface de Glissement du Vitesse :

La surface de glissement est de degré égal à un, donc :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{V.48})$$

La dérivée de l'expression précédente sera :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \Omega \quad (V.49)$$

On a l'équation mécanique de la machine :

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em} - C_r - f_r \Omega}{J} \quad (V.50)$$

En posant :

$$(C_{em-eq} + C_{em-n}) = C_{em}$$

Telle que :

$C_{em}$  : Couple électromécanique ;

$C_{ref}$  : Couple de référence ou de commande ;

$C_{eq}$  : Commande équivalente ;

$C_n$  : composant non linéaire discontinu ;

Et en introduisant (V.50) dans (V.49), on aura :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} (C_{em-eq} + C_{em-n} - C_r - f_r \Omega) \quad (V.51)$$

### ➤ *Commande Equivalente*

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0, \dot{S}(\Omega) = 0 \text{ et } C_{em-n} = 0.$$

A partir de la relation (V.51), La grandeur de commande équivalente pour cette surface est donnée par la formule suivante :

$$C_{em-eq} = C_r + f_r \Omega + J \dot{\Omega}_{ref} \quad (V.52)$$

## V.9 Commande DTC par Mode Glissant d'Ordre deux pour DTC de La MASDE

Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté dans la commande directe du couple mais en remplaçant le régulateur PI classique de vitesse par un régulateur de type mode glissant d'ordre deux.

La stratégie de commande proposée est basée sur l'algorithme du Super Twisting. Le régulateur de vitesse par mode glissant d'ordre deux contient deux parties, la commande équivalente et la commande de Super Twisting ( $u_{st}$ ). Telle que :

$$\begin{cases} u_{st} = -\lambda_a |s_\Omega|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_\Omega) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -\alpha \text{sign}(s_\Omega) \end{cases} \quad (V.55)$$

Cet algorithme est une exception qui ne nécessite que des informations sur la surface de glissement. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse, donc on choisit une surface qui suffit à faire apparaître la commande.

Le couple de référence généré par le contrôleur par mode glissant de second ordre est donné par

$$C_{em-ref} = C_{em-eq} + C_{em-st} \quad \text{où : } C_{em-st} = C_1 + C_2 \quad (V.56)$$

$$\begin{cases} C_2 = -\lambda_a |s_\Omega|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s_\Omega) \\ \dot{C}_1 = -\alpha \text{sign}(s_\Omega) \end{cases} \quad (V.57)$$

Pour assurer la convergence à zéro en temps fini, les gains peuvent être choisis comme suit :

$$\begin{cases} \alpha > \frac{\phi}{\Gamma_{mi}} \\ \lambda_a^2 \geq \frac{4\phi(\alpha_1 + \phi)}{\Gamma_m^2(\alpha_1 - \phi)} \\ 0 < \rho \leq 0.5 \end{cases} \quad (V.58)$$

La figure V.12 illustre la structure générale de l'ensemble MG2-DTC –MASDE

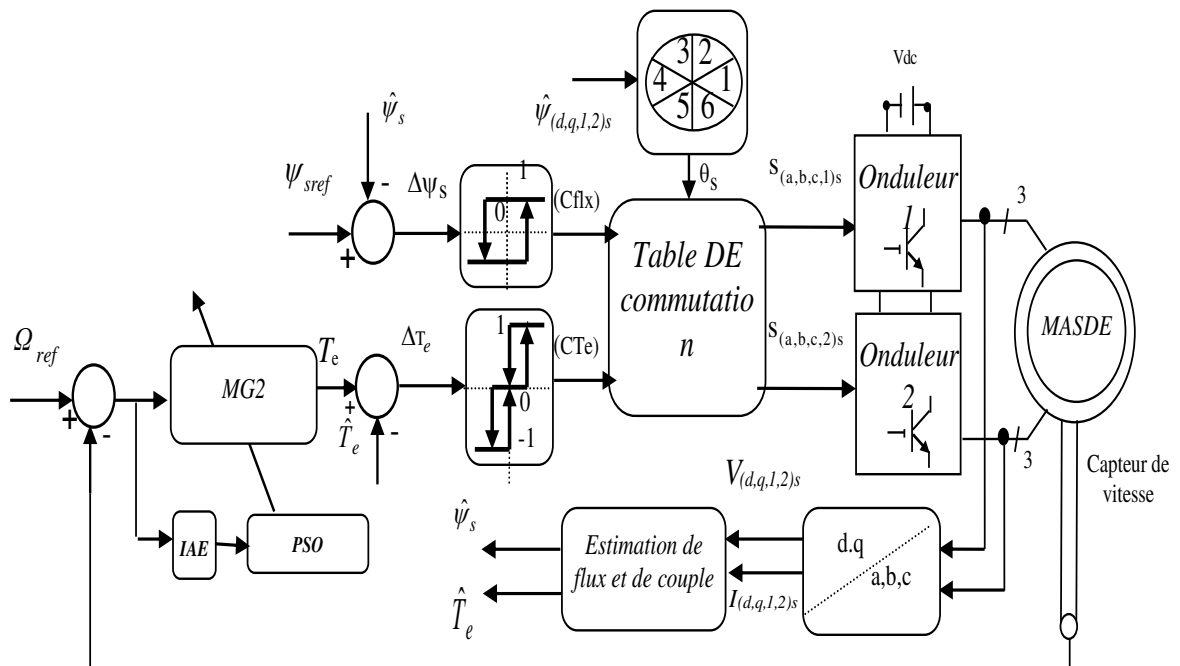


Fig.V. 12: Schéma Fonctionnel du MG2-DTC Proposé pour la MASDE

### V.9.1 Commande Hybride glissant 2-flou T1 et glissant flou T2 de la MASDE

Pour améliorer les performances de la CMG2-DTC de la MASDE et réduire de plus en plus l'effet de chattering causé par la fonction *sign*, nous proposons d'employer un régulateur de vitesse hybride MG2-F-T2 où la fonction de contrôle *sign* a été remplacée par un système d'inférence F-T2. Dans le régulateur MG2-F-T1, l'équation (V.57) devient : [26][27][28][29]

$$\begin{aligned} \dot{C}_1 &= -\alpha_1 f_{u1}(s_\Omega) \\ C_2 &= -\beta_1 |s_\Omega|^\rho f_{u1}(s_\Omega) \end{aligned} \quad (V.59)$$

$f_{u1}$ , c'est la sortie d'un ensemble flou T1 a été déterminer comme suit :

#### V.9.1.1 Fuzzification

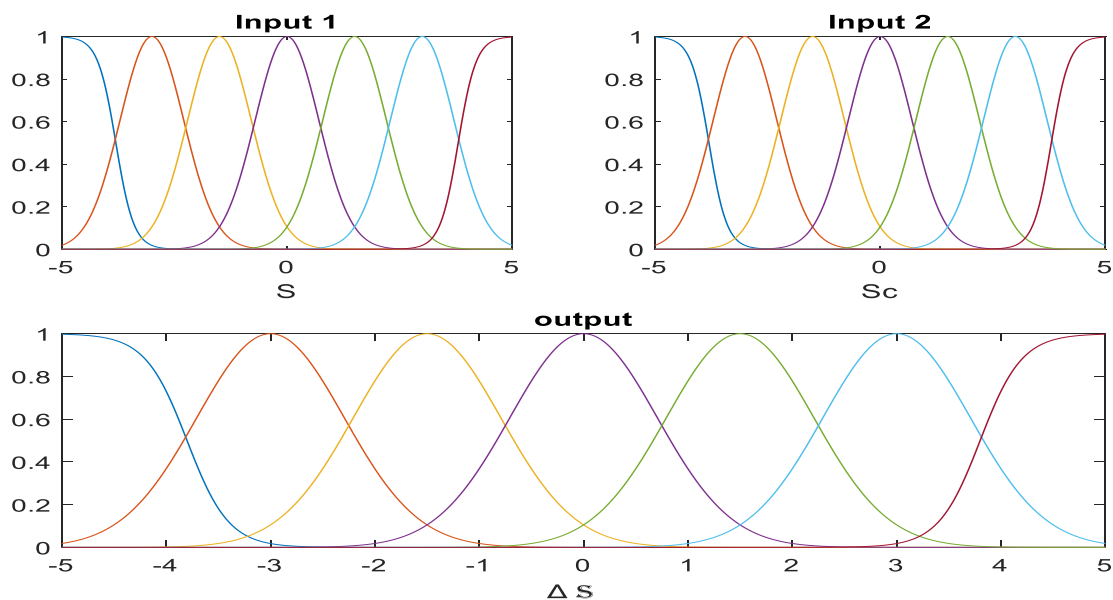


Fig.V. 13: Fonction d'appartenance F-T1 pour  $s$  et  $s_c$  et  $\Delta s$

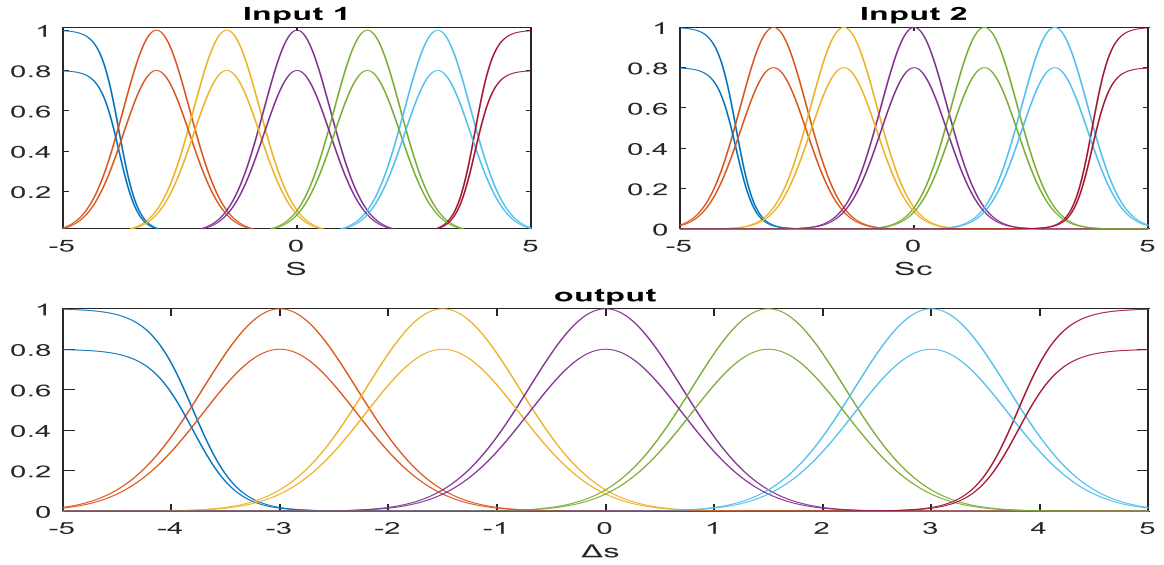
#### V.9.1.2 Defuzzification

$$f_{u1}(S_\Omega) = \frac{\sum_{j=1}^m \mu(\Delta sj) \Delta sj}{\sum_{j=1}^m \mu(\Delta sj)} \quad (V.60)$$

Dans le cas d'un régulateur MG2-F-T2, l'équation (V.57) devient :

$$\begin{aligned} \dot{C}_1 &= -\alpha_1 f_{u2}(s_\Omega) \\ C_2 &= -\beta_1 |s_\Omega|^\rho f_{u2}(s_\Omega) \end{aligned} \quad (V.61)$$

$f_{u2}$  c'est la sortie d'un ensemble F-T2 a été déterminer comme suit :



**Fig.V. 14:** Fonction d'appartenance F-T2 pour s et  $s_c$  et  $\Delta s$

$$y = \frac{c_l + c_R}{2} = f_{u2}(S_\Omega) \tag{V.62}$$

$$c_l \approx \frac{\sum_{i=1}^l \Delta_{Si} \overline{\mu_{mf}}(\Delta_{Si}) + \sum_{i=l+1}^N \Delta_{Si} \underline{\mu_{mf}}(\Delta_{Si})}{\sum_{i=1}^l \overline{\mu_{mf}}(\Delta_{Si}) + \sum_{i=l+1}^N \underline{\mu_{mf}}(\Delta_{Si})} \tag{V.63}$$

$$c_R \approx \frac{\sum_{i=1}^R \Delta_{Si} \underline{\mu_{mf}}(\Delta_{Si}) + \sum_{i=R+1}^N \Delta_{Si} \overline{\mu_{mf}}(\Delta_{Si})}{\sum_{i=1}^R \underline{\mu_{mf}}(\Delta_{Si}) + \sum_{i=R+1}^N \overline{\mu_{mf}}(\Delta_{Si})} \tag{V.64}$$

La figure (V.15) illustre la structure générale de la commande hybride MG2-Flou-DTC de MASDE.

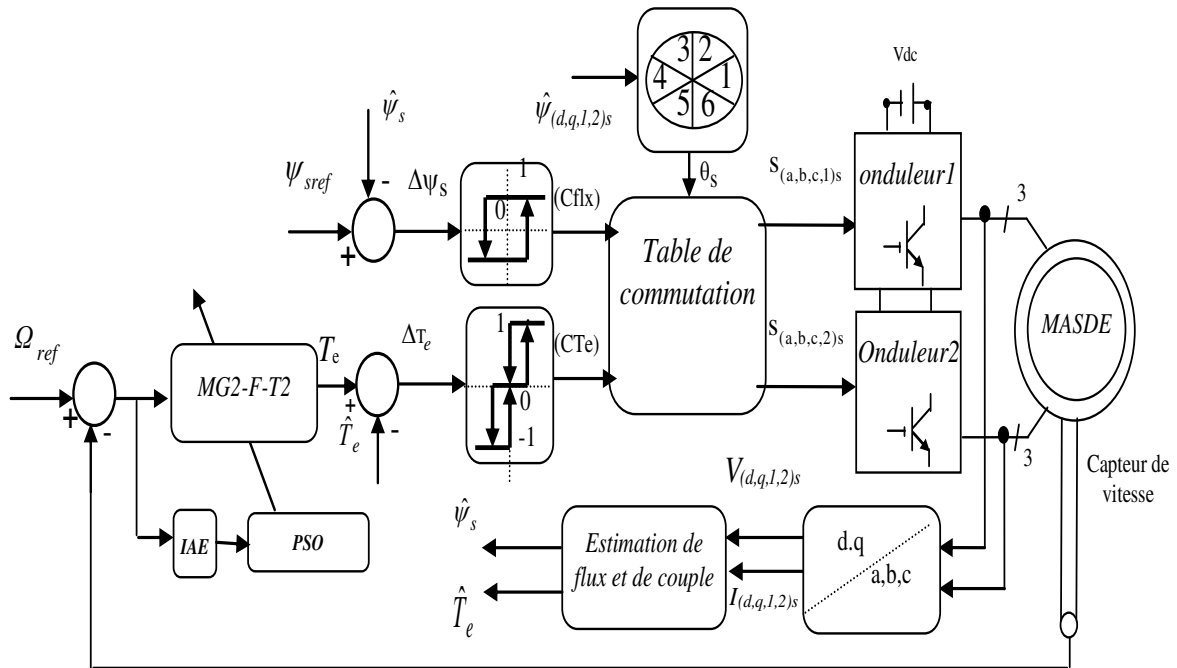


Fig.V. 15: Schéma du bloc proposé pour MG2-F-T2-DTC de la MASDE

## V.10 Étude Comparative Entre PI, MG2, F-T1-MG2, F-T2-MG2 de la MASDE

Afin de mieux apprécier les résultats obtenus via le contrôle direct de couple basé sur les quatre types de régulateurs de vitesse PI, MG2 et MG2-F-T1 et MG2-F-T2 appliqués au MASDE, il est nécessaire de comparer les caractéristiques statiques et dynamiques des quatre contrôleurs de vitesse dans les mêmes conditions de fonctionnement. Une série de simulations numériques sous l'environnement Matlab ont été entreprises pour les deux modes de fonctionnement suivants :

- Fonctionnement avec inversion de vitesse ;
- Fonctionnement avec variation du couple de charge.

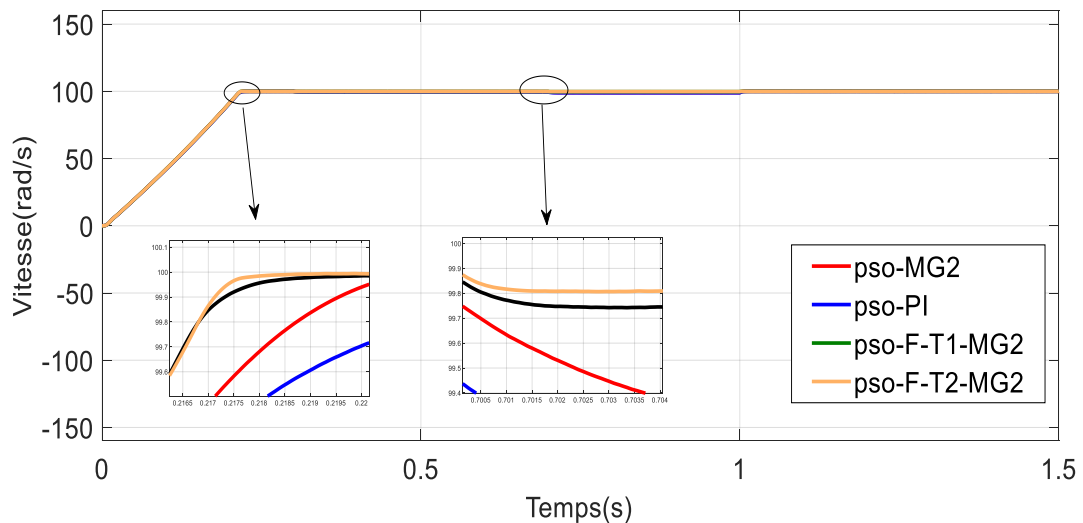
### V.10.1 Résultats de simulation et interprétation

Pour mettre en évidence les stratégies de contrôle développées pour améliorer les performances de contrôle direct du couple de la MASDE, il est nécessaire de comparer les caractéristiques statiques et dynamiques dans les mêmes conditions de fonctionnement, les trois types de contrôleurs de vitesse basés sur les techniques suivantes: PI classique, MG2 et enfin l'association de ce dernier à la logique floue T1 et T2.

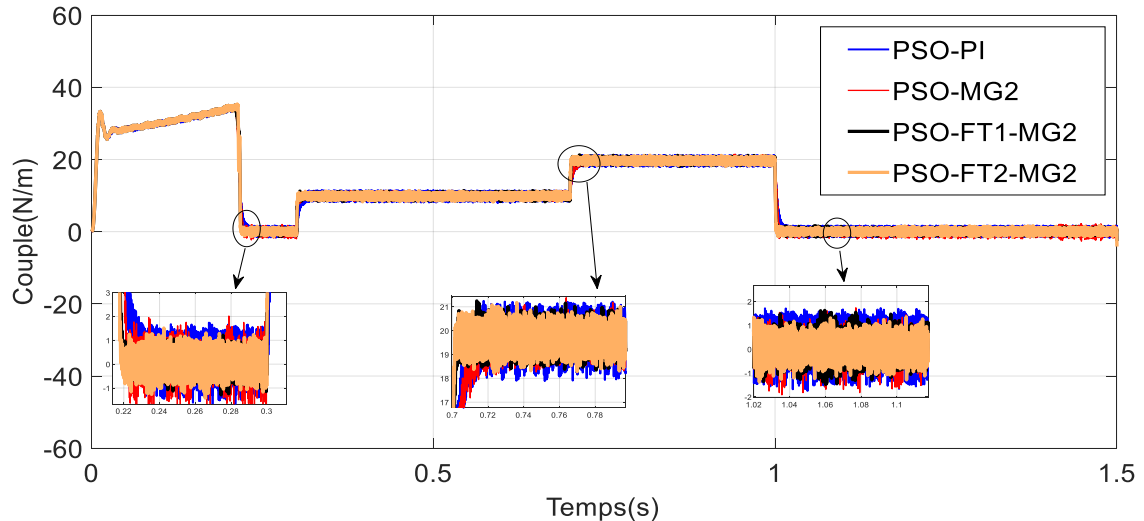
La figure V.16 montre l'influence de la variation du couple de charge sur la vitesse pour les différentes techniques qui sont : PI, MG2, MG2-F-T1 et F-T2.

Au démarrage, on peut voir que la réponse en vitesse du système d'entraînement avec le contrôleur MG2-F-T2- est plus rapide et que cette vitesse atteint sa valeur nominale d'environ 100 rad / s à l'état stable sans difficulté, contrairement aux autres techniques qui subissent une chute de tension du fait de la variation du couple. Cependant, on remarque sur la figure V.17 la technique MG2-F-T2 réduit considérablement les ondulations du couple. Néanmoins sur la figure V.18 le courant conserve sa forme sinusoïdale mais subit une légère déformation.

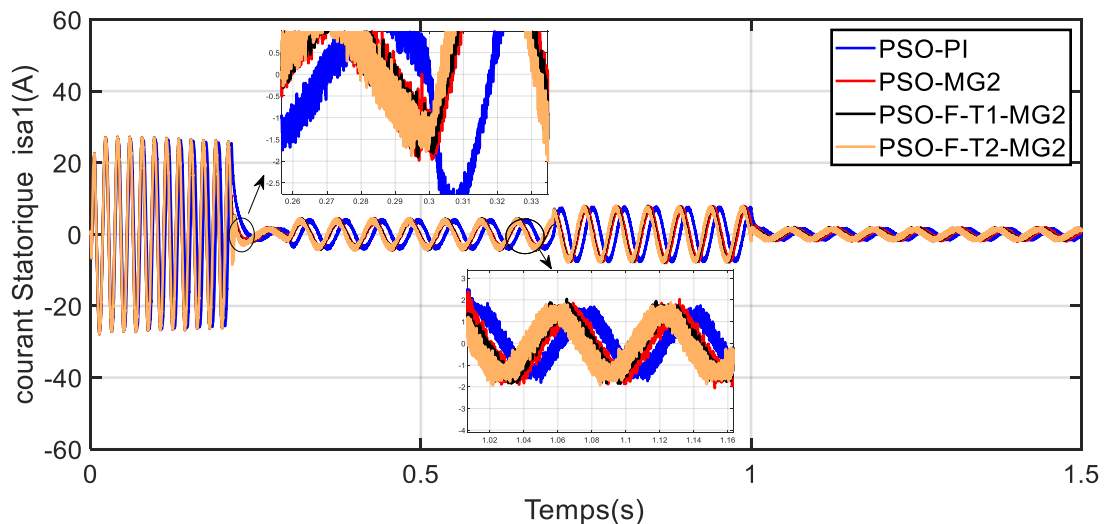
Lors d'une variation du couple de charge de 15 Nm à l'instant  $t = 0.3s$  à 20 Nm à l'instant  $t=0.7$  et 0 Nm à  $t = 1 s$ . On remarque que le couple suit parfaitement la valeur de consigne, la vitesse atteint sa référence pour le cas du PSO-PI- et avec une influence négligeable qui est rapidement récupérée avec le PSO-MG2, l'utilisation de la commande PSO-F-T2-MG2 présente des performances dynamiques élevées par rapport aux autres contrôleurs figure V.17, l'ondulation n'est pas la même pour les quatre techniques. Il est clair que le PI classique souffre de deux problèmes : erreur en régime permanent et ondulation de couple élevée. Cependant, le PSO-MG2 et le PSO-F-T2-MG2 corrigent l'erreur en régime permanent et réduisent l'ondulation de couple et le phénomène de chattering.



**Fig.V. 16:** Comparaison de la régulation de vitesse avec variation du couple de charge pour les quatre techniques.



**Fig.V. 17:** Comparaison du couple électromagnétique pour les quatre techniques

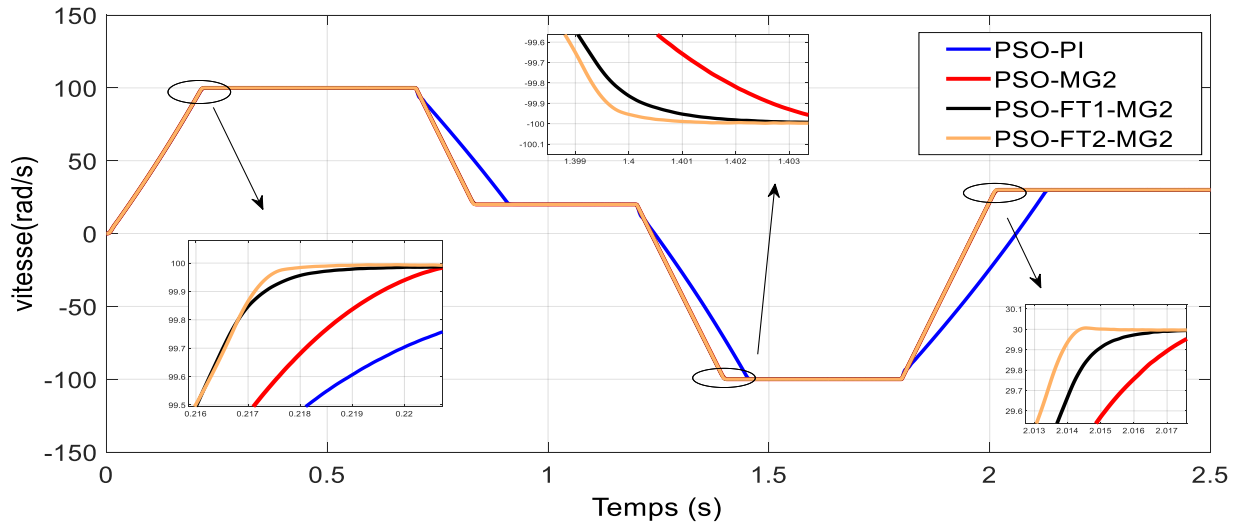


**Fig.V. 18:** Comparaison du courant pour les quatre techniques

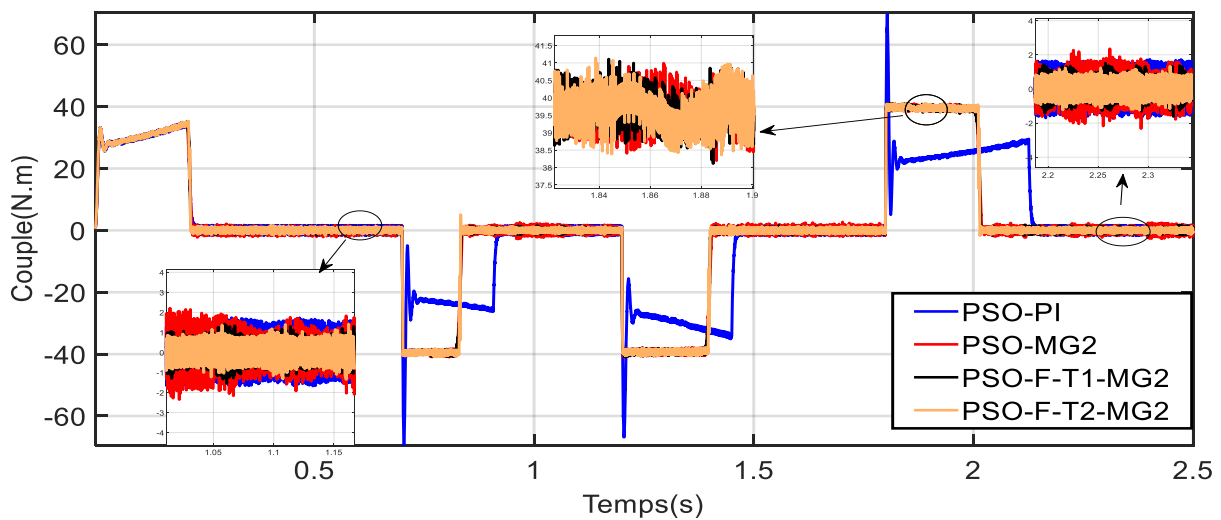
### V.10.1.1 Test de Robustesse pour l'Inversion du sens de Rotation de la Machine

Les résultats présentés dans les figures (V.19, V.20, V.21, V.22) montrent clairement la robustesse du contrôleur PSO-FT2-MG2 pour l'inversion de vitesse dans le cas d'une charge nulle, la vitesse suit judicieusement sa valeur de référence. Contrairement à la conduite avec PSO-PI, PSO-MGE et PSO-F-T1-MG2, les performances ne sont plus satisfaisantes. Pour mieux mettre en évidence les performances des différents contrôleurs utilisés dans notre contrôle, nous avons également analysé l'erreur quadratique intégrale (ISE), l'erreur intégrale absolue (IAE) et l'erreur quadratique intégrale (ITSE) dont les résultats confirment l'amélioration des performances avec PSO-F-T2-MG2 et sont présentés dans le Tableau V.1.

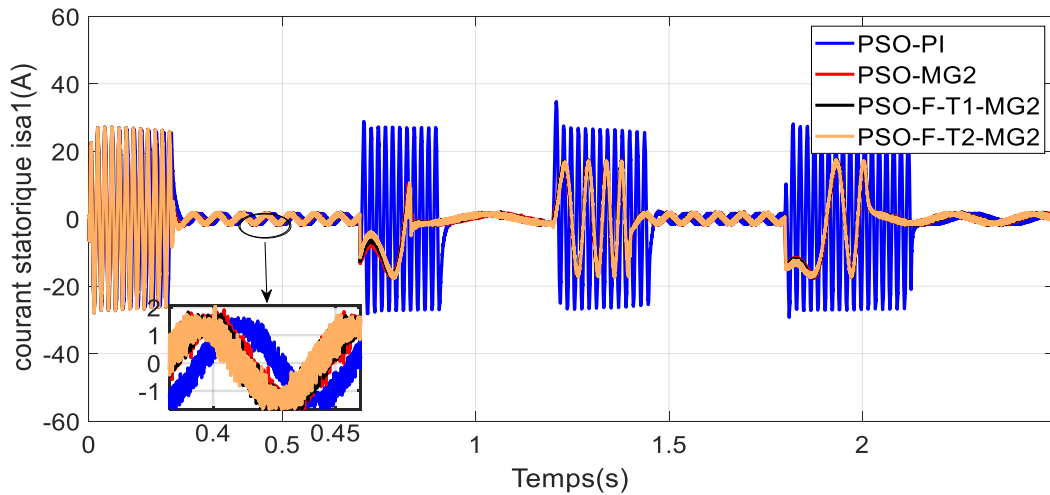
On peut remarquer que l'utilisation du contrôleur PSO-F-T2-MG2 permet à la vitesse de suivre judicieusement sa valeur de référence de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant  $t = 0,217s$  et à -100 rad/s à  $t = 1,4s$ . En fait, ce comportement représente une amélioration de la réponse dynamique avec un PSO-F-T2-MG2, contrairement ou régulateurs PSO-PI et PSO-MG2 et PSO-F-T1-MG2.



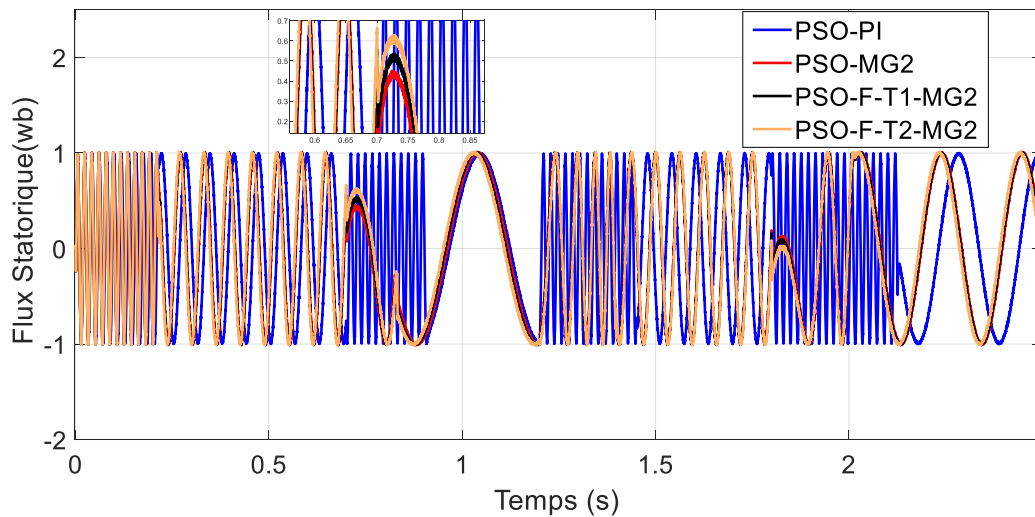
**Fig.V. 19:** Comparaison de la régulation de vitesse pour les quatre techniques. avec l'inversion de sens de rotation.



**Fig.V. 20:** Comparaison de la variation du couple



**Fig.V. 21:** Comparaison du courant statorique.



**Fig.V. 22:** Comparaison du flux statorique

Les performances de chaque contrôleur sont également analysées à travers les méthodes suivantes : Erreur Quadratique Intégrale (ISE), Erreur Absolue Intégrale (IAE) et Erreur Quadratique Temporelle Intégrale (ITSE), les résultats décrits dans le Tableau (V.1) confirment l'amélioration des performances avec le régulateur PSO-MG2-F- T2.

**Tableau.V. 1:** Comparaison de l'Indice de Performance.

Régulateurs	IAE	ISE	ITSE
PSO-PI	1.7959	3.2251	6.4502
PSO-MG2	0.7546	0.2847	0.5695
PSO-F-T1-MG2	0.1941	0.0132	0.0165
PSO-F-T2-MG2	0.1312	0.0066	0.0098

**V.11 Conclusion :**

Nous avons présenté dans ce chapitre la théorie des systèmes à structures variables, il a été divisé en deux parties principales. Dans la première partie les notions de base de mode glissant ont été présentées, dans la deuxième nous avons introduit la théorie de mode glissant d'ordre deux. Les résultats obtenus confirment que l'algorithme PSO-MG2-F-T2-DTC proposées pour le contrôleur de vitesse de la MASDE est plus efficace par rapport au PSO-MG2-F-T1-DTC et PSO-PI-DTC conventionnel est à la stratégie PSO-MG2-DTC. En effet, les résultats de la simulation obtenus révèlent une nette réduction du taux d'ondulation du couple, notamment la réduction des erreurs en régime permanent. De plus, les performances des indices IAE, ISE et ITSE attestent que cette technique de contrôle est optimale et convient donc aux entraînements nécessitant une grande précision.

## Bibliographies

- [1] H. Talhaoui «Contrôle par Mode Glissant: observation et estimation paramétrique d'une Machine à Induction avec Défauts». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2016.
- [2] G. GRELLET, G. CLERC « Actionneurs Electrique, Principes, Modèles, Commande». Editions Eyrolles. 2000.
- [3] Y. Bekakra «Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2014.
- [4] T. Laamayad «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant Apport de la Logique Floue». Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2008.
- [5] T. Floquet «Contributions à la Commande par Modes Glissants d'Ordre Supérieur». Thèse De Doctorat, Université Des Sciences Et Technologie De Lille. 2000.
- [6] H. Teiar «Stratégies de Commande Robuste à Base d'Intelligence Artificielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents à Partir de la Plaque Signalétique». Thèse De Doctorat En Génie Electrique. Université Du Québec à Trois-Rivières. 2018.
- [7] M. Bounadja «Contribution à la Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone pour l'Alternodémarrage Intégré». Thèse De Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF.2010.
- [8] H. Amimeur «Contribution au Contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile». Thèse De Doctorat, Université Batna. 2012.
- [9] A. Fezzani «Commande Robuste de la Machine Synchrone à Aimants Permanents», Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2015.
- [10] A. Abdelkarim «Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques».Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2017.
- [11] E. Schaeffer «Diagnostic des Machines Asynchrones Modèles et Outils Paramétriques Dédiés à la Simulation et à la Détection de Défauts». Thèse De Doctorat, Université De Nantes. 1999.
- [12] H. Buhler «Réglage par Mode de Glissement». Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse. 1986.
- [13] V. Bregeault « Quelques Contributions à la Théorie de la Commande par Modes Glissants ». Thèse De Doctorat, Ecole Centrale De Nantes. 2010.

- [14] M. Harmouche «Contribution to the Theory of Higher Order Sliding Mode Control and The Control of Underactuated Mechanical Systems». These De Doctorat, Université De Technologie De Belfort-Montbéliard. 2013.
- [15] A. G. Aissaoui, H. Abid and M. Abid «Fuzzy Sliding Mode Control for a Self Controlled Synchronous Motor Drives». Electronic Journal Technical Acoustics, PP 16, Jun. 2005.
- [16] Vadim I. Utkin «Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives». IEEE transactions on industrial electronics, Vol(40), Iss 1, PP. 23-36, Feb. 1993.
- [17] H. A. Shah, A. T. Patel, S. K. Shah and A. R. Patel «Controller Design Via Sliding Mode Control Approach of Induction Motor - A Survey». Proceedings Of The International Conference On Advanced Computing & Communication Technologies (ACCT), IEEE, PP 541-546. 2014.
- [18] M. A. Fnaiech, F. Betin, G.-A. Capolino, And F. Fnaiech «Fuzzy Logic and Sliding Mode Controls Applied to Six-Phase Induction Machine With Open Phases». IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol(57), Iss 1, PP. 354-364. 2010.
- [19] V. I. Utkin «Variable Structure Systems With Sliding Modes». IEEE Transactions On Automatic Control, Vol(22), Iss 2, PP. 212-222. April 1977.
- [20] N. Madni, M. F. Benkhoris, S. Siala, M. O. Mahmoudi «Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive». Proceedings Of The International Conference On Power Electronics And Variable Speed Drives, IEEE 1998.
- [21] J. J. E. Slotine, W. Li «Applied Nonlinear Control». Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall. 1991.
- [22] I. Bendaas «Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle». Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2016.
- [23] F. Hamoudi, A. Chaghi, H. Amimeur, E. Merabet «Sliding Mode Control With Fixed Switching Frequency for Four-Wire Shunt Active Filter». Journal Of Electrical Engineering And Technology JEET, Vol (6), Iss 5, PP. 647- 657. 2011.
- [24] S. V Emelyanov «Variable Structure Control Systems». Nauka, Moscow. 1967.
- [25] G. Grellet, and G. Clerc «Actionneur Electriques, Principes, Modèles, Commande». Eyrolles. 1997.
- [26] A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli «Commande par Mode de Glissement d'une Machine Synchronne Double Etoile Alimentée par Onduleurs à MLI à Trois Niveaux ». 4th International Conference On Electrical Engineering, Cee'06, Batna University, PP. 215-220. 2006.

- [27] C. P. Coleman, D. Grodble «A Comparison of Robustness Fuzzy Logic, PID, Sliding Mode Control». IEEE, PP. 1654-1659. 1994.
- [28] G. K. Singh, K. E. Holé «Guaranteed Performance in Reaching Mode of Sliding Mode Controlled Systems». Sadhana, Vol(29), Iss 1, PP. 129-141. 2004.
- [29] M.V. Lazarini «Controle Direto de Torque de Motores de Indu,CAO Trifasicos Sem Sensores de Velocidade Usando a Estratégia de Controle por Modos Deslizantes » Universidade Estadual De Campinas, Faculdade De Engenharia Elétrica E De Computacao. 2008.
- [30] T. Zaharieva «Les Algorithmes de Commande à Structure Variable Appliqués à Un Moteur Synchrone Autopiloté pour le Contrôle en Vitesse et en Position». Thèse De Doctorat, Université De L'INSA De Toulouse. 1998.
- [31] C. C. D. Wit « Commande des Moteurs Asynchrones. 2 – Optimisation, Discrétisation et Observateurs ». Hermès Science Publications, Paris. 2000.
- [32] J. Davila, L. Fridman, A. Levant «Second-Order Sliding Mode Observer for Mechanical Systems ». IEEE Transactions on Automatic Control 50, PP.1785-1789. 2005.
- [33] M. K. Khan «Design and Application of Second Order Sliding Mode Control Algorithms ». Doctor Of Philosophy At The University Of Leicester.2003.
- [34] H. Benderradji « Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction ». Thèse de Doctorat, Université De Batna. 2013.
- [35] S. V Emelyanov, S. V. Korovin, And L. V. Levant « Higher Sliding Modes in the Binary Control Systems». Soviet Physics, Doklady, Vol (31), Iss 4, PP. 291-293. 1986.
- [36] W. Perruquetti And J. P. Barbot «Sliding Mode Control in Engineering ». Marcel Dekker, Inc, New York. 2002.
- [37] K. Khan, S. Spurgeon and A. Levant «Simple Output Feedback 2-Sliding Controller Systems of Relative Degree Two». Proceedings of the European Control Conference, Ecc03, Cambridge. 2003.
- [38] A. Levant «Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control». International Journal Of Control, Vol(58), Iss 6, PP.1247-1263. 1993
- [39] L.V. Levantovsky «Second Order Sliding Algorithms: Their Realization, Dynamics of Heterogenous Systems». Institute for System Studies, Moscow, PP. 32–43. 1985
- [40] M. Horch, A. Boumédédién, L. Baghli « Direct Torque Control for Induction Machine Drive based on Sliding Mode Controller with a New Adaptive Speed Observer ». (ICCEE) International Conference on Communications and Electrical Engineering. At El Oued, Algeria. 2018.

- [41] G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta And E. Usai « A Survey of Applications of Second-Order Sliding Mode Control to Mechanical Systems». *Int. J. Control*, Vol(76), Iss 9/10, PP. 875-892. 2003
- [42] Z. Boudjema, R. Taleb and A. Yahdou « A New DTC Scheme Using Second Order Sliding Mode and Fuzzy Logic of a DFIG for Wind Turbine System». (*IJACSA*) *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, Vol (7), Iss 8, PP.49-56. 2016
- [43] A. Levant « Higher-Order Sliding Modes, Differentiation and Output-Feedback Control». *International Journal Of Control*, Vol(76), Iss 9/10, PP. 924-941. 2003
- [44] Z. Boudjema, R. Taleb and A. Yahdou « A New Robust Control Scheme Using Second Order Sliding Mode and Fuzzy Logic of a DFIM Supplied by Two Five-Level SVPWM Inverters». *AIP Conference Proceeding* 2017.
- [45] J. Listwan « Application of Super-Twisting Sliding Mode Controllers in Direct Field-Oriented Control System of Six-Phase Induction Motor: Experimental Studies ». *Power Electronics And Drives*. Vol (3), Iss 1, 2018.

## Conclusion Générale

Plusieurs travaux confirment que les régulateurs classiques du type PI demeurent très populaires et possèdent encore des avantages importants. Mais, ces derniers possèdent une certaine limitation, notamment dans le cas où des variations assez importantes, des facteurs de perturbation agissent sur le système à régler (MASDE). Le régulateur classique ne réagit pas toujours d'une manière optimale. Les capacités d'adaptation et de robustesse de ce type de régulateur sont donc limitées. Ainsi, dans notre présent travail nous proposerons une technique d'ajustement des gains du régulateur PI, tout en introduisant un certain degré d'intelligence dans la stratégie de régulation. En effet, cette approche est basée sur l'introduction (PSO et AG) qui vont permettre d'évaluer et d'ajuster les gains du régulateur PI adopté.

L'objectif principal de notre travail est d'appliquer les différentes techniques de commande apport des techniques d'optimisations à la commande DTC de la MASDE.

Afin d'atteindre ces objectifs nous avons commencé par la modélisation de la MASDE, et des convertisseurs statiques: redresseur et onduleur à commande MLI. Une commande vectorielle à orientation de flux rotorique est appliquée. Des résultats de simulation sont exposés et interprétés.

Les régulateurs PI classiques, présentent certains inconvénients liés aux performances (rapidité, précision, dépassement, rejet de perturbation, ...etc.) et à la sensibilité aux variations paramétriques de la MASDE. De ce fait, le deuxième chapitre de cette thèse était consacré à l'amélioration de la robustesse de différentes stratégies de commandes, nous avons proposé une méthode DTC pour le contrôle du flux et du couple de la MASDE; Il a été montré avec rigueur que la DTC est peu robuste aux variations des paramètres du système.

Ensuite, nous avons abordé dans le troisième chapitre, la commande DTC-floue type-1 de la MASDE avec l'apport des algorithmes d'optimisations. Une étude comparative entre les DTC-PI conventionnel, le DTC-F-T1-GA et le DTC-F-T1-PSO ont été présentée. Les résultats des simulations montrent une amélioration des performances avec l'utilisation du contrôleur DTC-F-T1-PSO. Malgré ses bonnes performances, un régulateur flou type1 reste difficile à synthétiser. En fait, son réglage peut être relativement étendu et accablant.

La logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2. Aussi qu'une étude comparative entre F-T1et F-T2 avec les deux

techniques de commande DTC et vectorielle de la MASDE ont été présentés au quatrième chapitre, On peut observer à partir des résultats que la technique F-T1 a une erreur considérable due à la variation de  $R_s$ . Le contrôleur F-T2-PSO présente des performances remarquables par rapport aux deux autres régulateurs, en effet ce régulateur est plus robuste lors de la variation de la charge (en termes d'atténuation des dépassements au niveau des régimes transitoires et l'insensibilité aux variations paramétriques moins des ondulations de flux).

Pour éliminer le phénomène de broutement, sans détériorer les performances du système. Une hybridation entre le mode glissant d'ordre supérieur et la logique floue type 2 a été proposée dans le dernier chapitre. Cette hybridation a donné naissance d'un nouveau régulateur appelé mode glissant d'ordre supérieur flou (DTC-F-T2-MG2). Enfin plusieurs simulations et résultats comparatifs ont été présentés à la fin de ce chapitre pour valider l'approche proposée. Les résultats obtenus confirment que l'algorithme DTC-F-T2-MG2 proposé pour le contrôleur de vitesse de la MASDE est plus efficace par rapport au DTC-PI conventionnel et à la stratégie DTC-F-T1-MG2 et DTC-MG2. Le nouveau contrôleur révèle une nette réduction du taux d'ondulation du couple, notamment la réduction des erreurs en régime permanent.

L'ensemble de nos réflexions et de nos études nous conduit à présenter quelques perspectives à ce travail.

- ✚ Utilisation d'autres types de régulateurs plus performants dans la commande de la MASDE ;
- ✚ L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commande de la MASDE ;
- ✚ Utilisation d'autres méthodes d'optimisation (ACO, ICA, ABC, BBO, DE...)
- ✚ Utilisation des onduleurs multi-niveaux.

## ANNEXE

**Tab .1.** Les Performances de comparaison des trois contrôleurs

Contrôleurs	IAE	ISE	ITSE
PI-PSO	0.5473	0.1498	0.1348
F-T1-GA	0.4416	0.0975	0.0877
F-T2--PSO	0.2072	0.0215	0.0193

**Tab.2.** Paramètres de l'algorithme PSO

Depiction	Values
Number des Particules	50
Number des Iterations	9
Member des dimension	3
Inertia w	0.8
Acceleration C1=C2	2

**Table .3.** Paramètres de GA

Descriptions	Parameters
Population	40
Itération Maximum	9
Probabilité Crossover	0.8
Probabilité Mutation	0.02
Intervalle initiale	[0 ; 1]

**Table. 4.** Résultats du contrôleur PI optimisé par PSO

Controllers	values
Gain Proportionnelle $K_p$	37.5004
Gain Intégral $K_i$	0.3511

**Table .5.** Résultats d'optimisation du contrôleur floue

Controller	F-T1-GA	F-T1-PSO
$k_e$ optimisé	1.017	3.1604
$k_d$ optimisé	1.089	3.6741
$\beta$ optimisé	3.929	0.8081
$\alpha$ optimisé	1	1

**Table 6.** Résultats d'optimisation du contrôleur PSO-F-T2-MG2

$k_e$	1.4117
$k_d$	0.6013
$\beta_1$	36.7530
$\alpha_1$	1

**Table 7.** Résultats d'optimisation du contrôleur PSO-MG2

$\alpha_1$	0.0821
$\lambda_1$	21.1618

**Table .8.** Paramètres de la MASDE

Puissance nominale	4.5KW
Courant nominal	5.6 A
Résistance statorique $R_{s1} = R_{s2}$	3.72 $\Omega$
Résistance rotorique $R_r$	2.12 $\Omega$
Inductance de fuite statorique $L_{s1} = L_{s2}$	0.022H
Inductance de fuite rotorique $L_r$	0.006H
Mutuelle Inductance $L_m$	0.3672H
Nombre de pair de pôles P	1
Moment d'inertie J	0.0662 kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement $f_r$	0.001 kg.m <sup>2</sup> /s

TRAVAUX



RÉALISÉS





## TRAVAUX RÉALISÉS

Les travaux de recherches consignés par la présente thèse ont été concrétisés par deux publications et par deux communications internationales dont :

### Publication

-  **G. Boukhalfa, S. Belkacem, A. Chikhi, S. Benaggoune** ,”Genetic algorithm and particle swarm optimization tuned fuzzy PID controller on direct torque control of dual star induction motor”, Journal of central south univ ,2019.
-  **G. Boukhalfa, S. Belkacem, A. Chikhi, S. Benaggoune**,” Direct torque control of dual star induction motor using a fuzzy-PSO hybrid approach” Applied Computing and Informatics, Elsevier, 2018.

### Communications Internationales

-  Fouzia Benmessaoud, Abdesselem Chikhi, Sebti Belkacem, **Ghoulemallah Boukhalfa** ,Multi-Level Direct Torque Control of Induction Motor using Fuzzy-Genetic Speed Regulation” Proc. of the 5th International Conference on Power Generation Systems and Renewable Energy Technologies (PGSRET) 26-27August,Turkey.2019.
-  Louanasse Laggoun , Brahim Kiyyour, **Ghoulemallah Boukhalfa**, Sebti Belkacem, Said Benaggoun “Direct Torque Control Using Fuzzy Second Order Sliding Mode Speed Regulator of Double Star Permanent Magnet Synchronous Machine” The Fourth International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, ICEECA’2019.

ملخص

RÉSUMÉ

ABSTRACT

### ملخص:

تهدف هذه الأطروحة الى المساهمة في التحكم في الآلات اللامتزامنة مزدوجة الساكن , تم تطوير العديد من الهياكل المتعلقة بمجموعة من تقنيات التحكم الذكية المختلفة بإسهام تقنيات التحسين , في هذا السياق تم عرض التحكم المنطقي الغامض النوع الأول والثاني مع إدخال تقنية تحسين سرب الجسيمات و الخوارزميات الوراثية التي تهدف إلى تحسين أداء الماكينة, مع هذه التقنيات تم التقليل من تذبذبات التدفق والعزم الكهرومغناطيسي , وتم تحسين الاستجابة الديناميكية للنظام , في هذا العمل قمنا أيضا بتطوير تقنية أخرى تقلل من تذبذبات العزم والتدفق وهي التقنية الهجينة للتحكم المباشر في العزم ذو استناد إلى وضع انزلاق عالي الترتيب الغامض النوع الثاني , أظهرت جميع النتائج التي تم الحصول عليها النجاحة من خلال الأداء الذي حققه النظام , ويُترجم هذا من خلال متانة التحكم في مواجهة تغيرات خصائص الألة اللامتزامنة مزدوجة تغذية الساكن.

**الكلمات المفتاحية:** الآلات اللامتزامنة مزدوجة الساكن، التحكم الغامض النوع الأول والثاني، التحكم المباشر في العزم، نظام التحكم في وضع الانزلاق عالي الترتيب، تحكم غامض هجين النوع الثاني مع وضع الانزلاق عالي الترتيب، تحسين سرب الجسيمات، خوارزميات وراثية، تغيرات الخصائص

### Résumé

Cette thèse a pour but d'apporter une contribution au contrôle DTC de la MASDE. Plusieurs structures ont été développées ces structures concernant la combinaison de différentes techniques de commandes intelligentes avec l'apport des techniques d'optimisations. Dans ce contexte une commande floue type 1 et flou type 2 ont été présentée avec l'utilisation des techniques PSO et AG dont le but est d'améliorer les performances de la MASDE, avec ces techniques les oscillations de flux et couple sont réduites, et la réponse dynamique du système a été améliorée. Dans ce travail, nous avons aussi développé une autre technique qui réduit les oscillations de couple et de flux, cette technique que nous avons appelée commande DTC hybride basée sur le mode glissant d'ordre supérieur flou-T2. L'ensemble des résultats obtenus a montré satisfaction quant aux performances atteintes par le système. Celles-ci sont traduites par la robustesse de la commande vis-à-vis des incertitudes paramétriques de la MASDE.

**Mots clés :** MASDE ; Commande Floue T1-T2 ; DTC ; CMG2 ; PSO ; AG ; Commande hybride MG2-F-T2. Variation Paramétrique.

### Abstract:

This thesis aims to make a contribution to the DTC control of DSIM. Several structures have been developed, these structures concerning the combination of different intelligent control techniques with the contribution of optimization techniques. In this context, a type 1 fuzzy control and type 2 fuzzy controls were presented with the use of PSO and GA techniques, the aim which is to improve the performance of the DSIM, with this technique the flux and torque oscillations are reduced, and the dynamic response of the system has been improved. In this work, we also developed another technique that reduces torque and flux oscillations, this technique we called hybrid DTC control based on the fuzzy-T2 higher order sliding mode control. All the results obtained showed satisfaction with the performance achieved by the system. These are translated by the robustness of the command with respect to the parametric uncertainties of the DSIM.

**Keywords :** DSIM; Fuzzy-T1-T2 Controller; DTC; SOSMC; PSO; GA; Hybrid F-T2 –SOSMC; Parametric Variation.